

开关电源技术

（内部使用）

2015 年 9 月

目 录

第 1 章 绪 论	1
1.1 什么是电源	1
1.2 开关电源技术的发展	1
1.2.1 开关电源的发展阶段	1
1.2.2 高频开关电源的发展趋势	2
1.3 开关电源系统的组成	4
1.4 电源系统设计指标	4
1.5 常规的电源设计方法	7
第 2 章 线性电源介绍及开关电源的提出	8
2.1 线性电源	8
2.1.1 基本工作原理	8
2.1.2 线性变换器的缺点	9
2.1.3 串接晶体管的功率损耗	10
2.1.4 线性变换器的效率与输出电压的关系	10
2.1.5 线性电源设计的总体考虑	12
2.1.6 基本三端稳压电源设计	13
2.2 开关电源的提出	14
第 3 章 常用半导体功率器件及其驱动与缓冲电路	20
3.1 功率二极管	20
3.1.1 功率二极管的工作原理、基本特性	21
3.1.2 功率二极管的主要参数与选型	23
3.2 功率场效应晶体管	25
3.2.1 功率 MOSFET 的工作原理、基本特性	25
3.2.2 功率 MOSFET 的主要参数与选型	28
3.3 绝缘栅双极型晶体管 (IGBT)	30
3.3.1 IGBT 的工作原理、基本特性	30
3.3.2 IGBT 的主要参数与选型	32

3.4 驱动电路	34
3.4.1 功率 MOSFET 的驱动电路	34
3.4.2 IGBT 的驱动电路	36
3.5 常用缓冲电路	37
3.5.1 RC 缓冲电路	37
3.5.2 RCD 吸收电路	38
第 4 章 Buck 变换器	39
4.1 Buck 变换器基本原理	39
4.1.1 CCM 模式下 Buck 变换器的工作原理	39
4.1.2 CCM 模式下 Buck 变换器的基本关系	42
4.2 Buck 变换器的参数设计	44
4.2.1 性能指标	44
4.2.2 Buck 变换器的主电路设计	44
4.3 Buck 变换器仿真	46
4.3.1 开环仿真	46
4.3.2 闭环仿真	48
第 5 章 Boost 变换器	51
5.1 Boost 变换器基本原理	51
5.1.1 Boost 变换器的连续工作模式	52
5.1.2 Boost 变换器的不连续工作模式	54
5.2 Boost 变换器参数设计	58
5.2.1 性能指标	58
5.2.2 Boost 变换器主电路设计	58
5.3 Boost 变换器仿真	61
5.3.1 开环仿真	61
5.3.2 闭环仿真	63
第 6 章 反激 (Flyback) 变换器	66
6.1 反激变换器基本原理	66
6.1.1 DCM 模式下反激变换器的工作原理	67

6.1.2 DCM 模式下反激变换器的基本关系	70
6.2 反激变换器的参数设计	71
6.2.1 性能指标	71
6.2.2 反激变换器主电路设计	72
6.3 反激变换器仿真	75
6.3.1 反激变换器开环仿真	75
6.3.2 反激变换器闭环仿真	77
第 7 章 桥式变换器	80
7.1 桥式变换器	80
7.2 半桥变换器	80
7.1.1 半桥变换器的工作原理	81
7.2.2 半桥变换器的基本关系	83
7.3 半桥变换器的参数设计	84
7.3.1 半桥变换器性能指标	84
7.3.2 半桥变换器主电路设计	84
7.4 半桥变换器的仿真	87
7.4.1 开环仿真	87
7.4.2 闭环仿真	90
7.5 全桥变换器	92
7.5.1 全桥变换器的工作原理	93
7.5.2 基本关系	95
7.6 全桥变换器的参数设计	97
7.6.1 性能指标	97
7.6.2 全桥变换器主电路设计	97
7.7 全桥变换器的仿真	102
7.7.1 开环仿真	102
7.7.2 闭环仿真	104
第 8 章 正激和推挽变换器	107
8.1 正激变换器	107

8.1.1 正激变换器的基本原理	107
8.1.2 基本关系	111
8.2 推挽变换器	111
8.2.1 推挽变换器的基本原理	112
8.2.1 基本关系	114
第 9 章 输入输出级电路设计	116
9.1 输入级电路设计	116
9.1.1 输入整流器	117
9.1.2 输入滤波电容	117
9.1.3 合闸浪涌电流的限制	118
9.1.4 输入 EMI 滤波器	121
9.1.5 浪涌电压抑制器	123
9.2 输出级电路设计	123
第 10 章 控制电路的设计	127
10.1 控制电路结构和主要组成部分	127
10.2 驱动电路	127
10.3 调节器电路	127
10.4 并机均流电路	128
10.5 保护电路	128
10.6 PWM 控制电路	130
10.7 启动和集成电路供电电路的设计	143
10.8 控制集成电路的选择	145
10.8.1 开关电源简述	146
10.8.2 控制方法的选择	146
10.9 电压反馈电路的设计	150
第 11 章 反馈电路设计	156
11.1 常见电路的频率响应	157
11.2 开关电源的稳定性判定	162
11.3 控制到输出特性的增益	163

11.3.1 带有和没有 ESR 的 LC 输出滤波器的增益	163
11.3.2 PWM 脉宽调制器的增益	164
11.3.3 占空比到输出级的增益	166
11.3.4 采样电路的增益	166
11.3.5 控制到采样的总增益	167
11.4 误差放大器幅频特性的设计	168
11.5 误差放大器的传递函数、零点和极点	170
11.6 零、极点频率引起的增益斜率变化规则	171
11.7 含有单一零点和极点的误差放大器传递函数的推导	171
11.8 II 型误差放大器引起的相位延迟	172
11.9 输出电容有 ESR 的 LC 滤波器的相位延迟	173
11.10 II 型误差放大器设计举例	174
第 12 章 移相控制 ZVS PWM DC / DC 全桥变换器	177
12.1 软开关技术	177
12.1.1 软开关技术的提出	177
12.1.2 软开关技术的实现策略	178
12.1.3 谐振变换器的分类	179
12.2 移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥	180
12.2.1 工作原理	180
12.2.2 两个桥臂实现 ZVS 的差异	186
12.2.3 实现 ZVS 的策略及副边占空比的丢失	186
12.2.4 整流二极管的换流情况	188

第1章 绪论

电源被喻为各种电子设备的“心脏”，高频开关电源因其高效、高可靠性、高功率密度、体积小、重量轻等显著特点得到广泛应用，涉及到电力、电子、通信、交通运输、医疗卫生等现代国民经济的各个生产部门及人民的日常生活。

1.1 什么是电源

通常所说的电源，可以分为发出电能的电源和变换电能的电源两大类。发出电能的电源（如发电机、电池等）在很多情况下不能直接使用，必须进行变换。这种变换是把一种形态的电能变换为另一种形态的电能，本文研究的电源正是这种变换电能的电源，变换的目的是把“粗电”变成“精电”。

顾名思义，开关电源就是电路中电力电子器件工作在开关状态的电源。通常把电力分为交流（AC）和直流（DC）两大类。因此，基本的电力电子电路可分为 AC-DC 电路、DC-DC 电路、DC-AC 电路、AC-AC 电路四大类型。本文高频开关稳压电源研究的是 AC-DC 电路和 DC-DC 电路，研究的对象是电压和电流。

1.2 开关电源技术的发展

1.2.1 开关电源的发展阶段

上世纪 60 年代，开关电源的问世,使其逐步取代了线性稳压电源和 SCR 相控电源。40 多年来,开关电源技术有了飞速发展和变化，经历了功率半导体器件、高频化和软开关技术、开关电源系统的集成技术三个发展阶段。

1、功率半导体器件从双极型器件(BPT、SCR、GTO)发展为 MOS 型器件(功率 MOSFET、IGBT、IGCT 等)，使电力电子系统有可能实现高频化，并大幅度降低导通损耗，电路也更为简单。

2、自上世纪 80 年代开始，高频化和软开关技术的开发研究，使功率变换器性能更好、重量更轻、尺寸更小。高频化和软开关技术是过去 20 年国际电力电子界研究的热点之一。

3、上世纪 90 年代中期，集成电力电子系统和集成电力电子模块(IPEM)技术开始发展，它是当今国际电力电子界亟待解决的新问题之一。

1.2.2 高频开关电源的发展趋势

在电力电子技术的应用及各种电源系统中，开关电源技术均处于核心地位。对于大型电解电镀电源，传统的电路非常庞大而笨重，如果采用高频开关电源技术，其体积和重量都会大幅度下降，而且可极大提高电源利用效率、节省材料、降低成本。在电动汽车和变频传动中，更是离不开开关电源技术，通过开关电源改变用电频率，从而达到近于理想的负载匹配和驱动控制。高频开关电源技术，更是各种大功率开关电源（逆变焊机、通信电源、高频加热电源、激光器电源、电力操作电源等）的核心技术。

1、高频化

理论分析和实践经验表明，电气产品的变压器、电感和电容的体积重量与供电频率的平方根成反比。所以当我们把频率从工频 50Hz 提高到 20kHz，提高 400 倍的话，用电设备的体积重量大体下降至工频设计的 5~10%。无论是逆变式整流焊机，还是通信电源用的开关式整流器，都是基于这一原理。同样，传统“整流行业”的电镀、电解、电加工、充电、浮充电、电力合闸等各种直流电源也可以根据这一原理进行改造，成为“开关变换类电源”，其主要材料可以节约 90%或更高，还可节电 30%或更多。由于功率电子器件工作频率上限的逐步提高，促使许多原来采用电子管的传统高频设备固态化，带来显著节能、节水、节约材料的经济效益，更可体现技术含量的价值。

2、模块化

模块化有两方面的含义，其一指功率器件的模块化，其二是指电源单元的模块化。我们常见的器件模块，含有一单元、两单元、六单元直至七单元，包括开关器件和与之反并联的续流二极管，实质上都属于“标准”功率模块（SPM）。近年，有些公司把开关器件的驱动保护电路也装到功率模块中去，构成了“智能化”功率模块（IPM），不但缩小了整机的体积，更方便了整机的设计制造。实际上，由于频率的不断提高，致使引线寄生电感、寄生电容的影响愈加严重，对器件造成更大的电应力（表现为过电压、过电流毛刺）。为了提高系统的可靠性，有些制造商开发了“用户专用”功率模块（ASPM），它把一台整机的几乎所有硬件都以芯片的形式安装到一个模块中，使元器件之间不再有传统的引线连接，这样的模块经过严格、合理的热、电、机械方面的设计，达到优化完美的境地。它类似于微电子中的用户专用集成电路（ASIC）。只要把控制软件写入该模块中的微处理器芯片，再把整个模块固定在相应的散热器上，就构成一台新型的开关电源装置。由此可见，模块化的目的不仅在于使用方便，缩小整机体积，更重

要的是取消传统连线，把寄生参数降到最小，从而把器件承受的电应力降至最低，提高系统的可靠性。另外，大功率的开关电源，由于器件容量的限制和增加冗余提高可靠性方面的考虑，一般采用多个独立的模块单元并联工作，采用均流技术，所有模块共同分担负载电流，一旦其中某个模块失效，其它模块再平均分担负载电流。这样，不但提高了功率容量，在有限的器件容量的情况下满足了大电流输出的要求，而且通过增加相对整个系统来说功率很小的冗余电源模块，极大的提高系统可靠性，即使万一出现单模块故障，也不会影响系统的正常工作，而且为修复提供充分的时间。

3、数字化

在传统功率电子技术中，控制部分是按模拟信号来设计和工作的。在六、七十年代，电力电子技术完全是建立在模拟电路基础上的。但是，现在数字式信号、数字电路显得越来越重要，数字信号处理技术日趋完善成熟，显示出越来越多的优点：便于计算机处理控制、避免模拟信号的畸变失真、减小杂散信号的干扰（提高抗干扰能力）、便于软件包调试和遥感遥测遥调，也便于自诊断、容错等技术的植入。所以，在八、九十年代，对于各类电路和系统的设计来说，模拟技术还是有用的，特别是：诸如印制版的布图、电磁兼容（EMC）问题以及功率因数修正（PFC）等问题的解决，离不开模拟技术的知识，但是对于智能化的开关电源，需要用计算机控制时，数字化技术就离不开了。

4、绿色化

电源系统的绿色化有两层含义：首先是显著节电，这意味着发电容量的节约，而发电是造成环境污染的重要原因，所以节电就可以减少对环境的污染；其次这些电源不能（或少）对电网产生污染，国际电工委员会（IEC）对此制定了一系列标准，如 IEC555、IEC917、IEC1000 等。

事实上，许多功率电子节电设备，往往会变成对电网的污染源：向电网注入严重的高次谐波电流，使总功率因数下降，使电网电压耦合许多毛刺尖峰，甚至出现缺角和畸变。20 世纪末，各种有源滤波器和有源补偿器的方案诞生，有了多种修正功率因数的方法。这些为 21 世纪批量生产各种绿色开关电源产品奠定了基础。

现代电力电子技术是开关电源技术发展的基础。随着新型电力电子器件和适于更高开关频率的电路拓扑的不断出现，现代电源技术将在实际需要的推动下快速发展。在传统的应用技术下，由于功率器件性能的限制而使开关电源的性能受到影响。为了极大发挥各种功率器件的特性，使器件性能对开关电源性能的影响减至最小，新型的电源电路

拓扑和新型的控制技术，可使功率开关工作在零电压或零电流状态，从而可大大的提高工作频率，提高开关电源工作效率，设计出性能优良的开关电源。

总而言之，电力电子及开关电源技术因应用需求不断向前发展，新技术的出现又会使许多应用产品更新换代，还会开拓更多更新的应用领域。开关电源高频化、模块化、数字化、绿色化等的实现，将标志着这些技术的成熟，实现高效率用电和高品质用电相结合。这几年，随着通信行业的发展，以开关电源技术为核心的通信用开关电源，仅国内有 20 多亿人民币的市场需求，吸引了国内外一大批科技人员对其进行开发研究。开关电源代替线性电源和相控电源是大势所趋，因此，同样具有几十亿产值需求的电力操作电源系统的国内市场正在启动，并将很快发展起来。还有其它许多以开关电源技术为核心的专用电源、工业电源正在等待着人们去开发。

1.3 开关电源系统的组成

开关电源的主要电路是由输入电磁干扰滤波器（EMI）、整流滤波电路、功率变换电路、PWM 控制器电路、输出整流滤波电路组成。辅助电路有输入过欠压保护电路、输出过欠压保护电路、输出过流保护电路、输出短路保护电路等。

开关电源的电路组成方框图如图 1.1 所示。

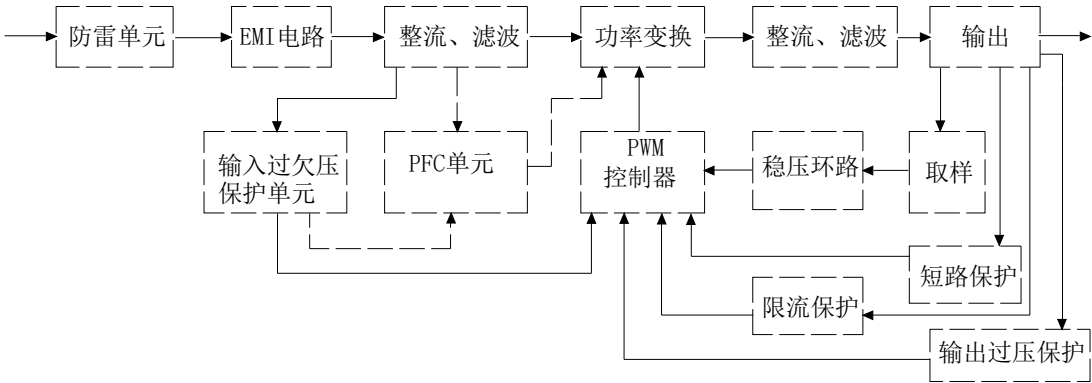


图1.1 开关电源的方框图

1.4 电源系统设计指标

设计指标作为电源最终必须达到的性能目标，使得电源所服务的整个产品达到整体性能要求。一旦电源系统设计指标确定以后，就不可随意更改，只有在产品的需求发生重大变动时，才能对它进行修改。

在确定设计指标时，电源设计者必须首先弄明白什么是合理的需要，以及什么是理

想化的需要。不懂电源的工程师提出的电源指标要求往往是成本太高、体积太大，或者不能满足目前技术的需要。电源设计者应该要求其他的工程师、管理人员、市场人员充分考虑他们所提出的技术指标要求是否符合实际情况。

电源系统的技术指标基于问题而确定，这些问题一开始是由那些产品设计相关的其他部门提出来的。可以预计一些指标会发生变化，比如在各个子系统所需的电流。在设计过程中，常常需要给电源的输出电流增加 25%—50% 的裕量，以解决这些不可避免的需求增加。同时，分配给电源系统的空间和成本总会比所需的要小，所以协商是不可避免的。

为了得到良好的设计指标，设计者必须首先了解在电源领域里使用的术语这些电源参数都可以在常规的测试条件下测得，具体如下所示。

输入电压

$V_{in(nom)}$ 预期产品在超过 99% 的运行时间里所输入的电压。

$V_{in(low)}$ 运行时预期的最低输入电压。

$V_{in(hi)}$ 运行时预期的最高输入电压。

频率 直流，50、60 或者 100Hz 等。

除了常规的说明以外，装置也包括在一些异常条件下运行的技术指标，包括：

失压 输入电压完全消失的一段时间(离线运行的典型时间是 8ms，相当于 60Hz)。

浪涌 定义输入电压 $V_{in(hi)}$ 超出预期最高电压的时间段，在这段时间里，电源必须能够承受这个浪涌电压，并正常工作。

瞬态 具有很高的电压尖峰(包括正与负尖峰)，这是输入电源系统的特征。

紧急运行状态 出现异常情况时的运行要求，这可能是因为此功能对操作者的安全至关重要，电源必须运行，除非它自身已损毁。

输入电流

$I_{in(max)}$ 最大平均输入电流。它的最大极限值可以由安全管理机构来定义。

输出电压

$V_{out(rated)}$ 额定输出电压。

$V_{out(min)}$ 保证负载不被切断的最小输出电压。

$V_{out(max)}$ 保证负载线路正常运行时的最大输出电压。

$V_{out(abs)}$ 负载遭到破坏时的极限电压。

电压纹波 峰峰值电压，它的频率和大小应该能被负载所接受。

输出电流

$I_{out(rated)}$ 额定输出电流。

$I_{out(min)}$ 在正常运行情况下，最小输出电流。

I_{ac} 负载短路时的最大极限电流。

描述输出端任何非正常负载特征，包括冲击的负载，如电动机、CRT 等等。还有那些作为整个系统一部分的负载，如示波器、手机等，这些负载随时可能会从系统移走或加入。

动态负载响应时间

当加上阶跃负载时，电源系统响应需要的总时间。

电压调整率

输入电压变化时，输出电压的变化率，即：

$$\text{电压调整率} = \frac{\text{最高输出电压} - \text{最低输出电压}}{\text{额定输出电压}} \times 100\%$$

负载调整率

负载电流从半载到额定负载时，输出电压的变化率，即：

$$\text{负载调整率} = \frac{\text{满载时输出电压} - \text{半载时输出电压}}{\text{额定负载时输出电压}} \times 100\%$$

总效率

这将决定系统有多少热量产生，以及在结构设计时是否应考虑采用散热片。

$$\text{总效率} = \frac{\text{输出功率}}{\text{输入功率}} \times 100\%$$

保护

- 输入加熔断器保护。
- 输出过电流监视
- 过电压保护。
- 输入端低压封锁。
- 系统发生故障时的降额特性和维修原则。

安全管理问题

- 最高电压。
- 绝缘电阻。
- 相关因素（互锁、绝缘等级、冲击、标记等）。

RFI/EMI(射频干扰/电磁干扰)

- 传到 EMI：线性滤波。
- 辐射 RFI：物理布局和机壳。

1.5 常规的电源设计方法

所有的电源设计者在设计电源时，都遵循一种普遍的模式。按照这种模式，每一步的设计实际上是为下一步的设计打基础，并指导设计者以最小的工作量达到既定的目标。本书介绍一种包含两个步骤的设计方法：首先，它将电源分割成几个功能块，这些功能块可以用模块化的方法设计；第二，它描述了如何按照顺序将模块设计出来，而且能够简化后面的组合过程。一般的方法如下：

1、为产品选择一个合适的技术和拓扑。

2、根据设计指标和要求，完成电源“黑箱”的近似估计。估算包括半导体器件的功率损耗、峰值电流和电压，而且可以告诉设计者所选择的拓扑是否合理，以及是否有必要进行其他的选择。同时读者可以申请得到在电路试验阶段所需的半导体样品。

3、按照设计流程图，一步步地设计电源。

4、用书中结构布局和设计部分所介绍的技术搭建电路试验板。

5、试验，试验，再试验！测试电源是否符合设计指标要求。如果不能满足要求，需要对设计作些修改。做一些在线测试，这样就可以知道这些修改对电源性能的影响。将产品接到电源，并对其进行传导测试，以防止任何交互影响的产生。正式将产品提交到批准机构以前，一定要测出与安全标准和 RFI/EMI 相关的数据。

6、确定物理结构设计，包括产品的物理包装、散热片的设计及 PCB 设计。

7、对最后的产品作 RFI/EMI 测试，以得到正式批准，这里可能需要作一些改动。但是如果你已经在前面的设计步骤中做了这些工作，那么这些都是次要的。

8、发布产品。

第 2 章 线性电源介绍及开关电源的提出

最初的可调电源就是线性电源。它利用有源器件导通电阻的可变性将输入电压降至设定的输出电压，但是线性电源在工作时会以发热的形式损耗大量能量，尽管它在电气意义上是一个“静音”的电源。

由于线性电源整个回路没有开关动作，RFI 干扰较低，在效率要求不高的应用场合中广泛应用，包括强制风冷设备、大学电气电子实验室经常使用的可调电源，也包括那些对电气噪声很敏感而需要“静音”电源的仪器设备。线性电源也广泛应用作板载电源，当板上仅需要几瓦功率时，电源的损耗的功率可通过一个小散热片耗散，如果需要与交流输入电源隔离，可以接入一个工频交流变压器。

总的来说，在输入功率小于 10W 的应用场合，线性电源有它的用武之地，10W 以上，散热器变得既大且贵，需要一种效率高的电源代替它，因此提出了开关电源。

2.1 线性电源

2.1.1 基本原理

不论是线性电源还是后面更为复杂的开关电源，电源的基本工作原理都是相同的。所有稳压电源都有一个闭环负反馈，这个负反馈环就是用于稳定输出电压的。串联线性变换器的基本电路如图 2.1 所示。晶体管 Q(工作于线性状态，或非开关状态)可看作是一个连接直流源 V_{dc} 和输出端 V_o 的可调电气电阻，其作用在于承受输出不需要的过剩电压。负反馈环路决定调整单元的导通程度，以维持输出电压稳定。

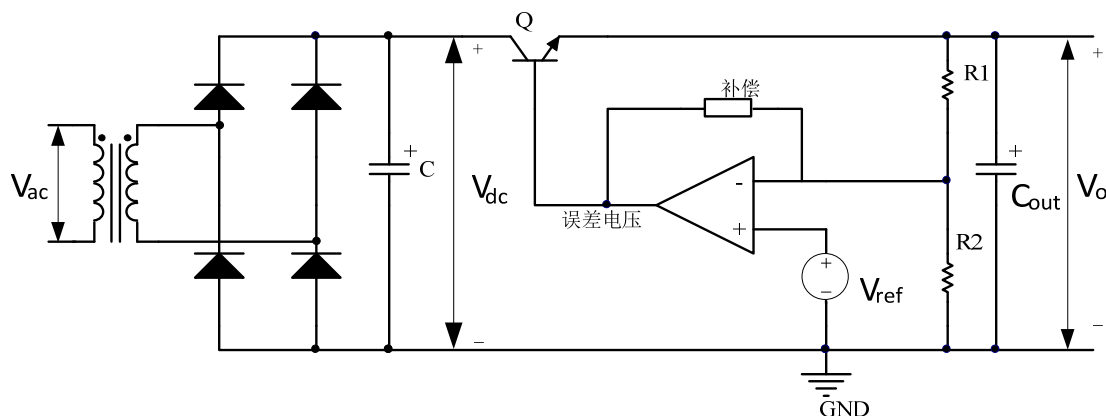


图 2.1 线性变换器

负反馈环路的核心是一个高增益的运算放大器，称作电压误差放大器，用它来持续地对输出电压和稳定的基准电压之间作比较，当输出仅有几毫伏误差时，通过改变串联晶体管的导通电阻，即可以调整输出。稳定的电压基准接在运算放大器正输入端，且通常比输出电压低，分压后的输出电压接近电压基准，并接到运算放大器的负输入端。因此，在额定输出电压时，分压后的输出电压等于基准电压。电压误差放大器的增益使电压基准和输出电压之间的差值(误差电压)被放大许多倍，放大后的误差电压直接控制串联晶体管的导通电阻，以维持额定的输出电压。

如果电网电压降低或负载增加，输出电压会下降，则放大器的输出将增加（串接晶体管基极电压升高），等效串联电阻减小，使更多的电流流向负载，直流输出电压升高；同样地，如果电网电压升高或负载减少，输出电压升高，则放大器的输出将减小（串接晶体管基极电压减小），等效电阻阻值加大，流向负载的电流减小，直流输出电压降低，使得输出电压 V_o 恒定。

显然， $(V_{dc}-V_o)$ 的值就是过剩电压，通常称为线性变换器的压差。因为实际中， $(V_{dc} > V_o)$ ，所以线性变换器在原理上是降压型的，也就是输入电压必须高于所设计的输出电压，这也是它最明显的局限性。

电压误差放大器对输出变化的响应速度和输出电压的控制精度取决于误差放大器的反馈环补偿设计。负反馈补偿的大小由分压电阻和接到电压误差放大器负输入端与输出端之间的阻抗大小决定。它决定了直流增益的大小和输出电压的精度，同时也决定了放大器高频时的增益和带宽，也就是决定了对负载变化的响应时间或称瞬态响应时间，线性电源的工作过程很简单。电压负反馈实现电源最重要的功能——输出电压的稳定。

2.1.2 线性变换器的缺点

1、只能降压。通过以上分析可知， $V_{dc} = V_Q + V_o$ ，并且 V_Q 和 V_o 都是同极性的，所以 $V_{dc} > V_o$ 是恒成立的；

2、制作高效率的线性变换器时，电路非常复杂。输出和输入之间有公共端，当输入和输出之间，或者多路输出之间需要直流隔离时，电路的设计会变得非常复杂；

3、体积和重量大。线性变换器的初始直流输入电压一般由工频变压器次级整流获得(图 2.1 中的 V_{dc})，而工频变压器的体积和重量限制了它的推广应用；

效率低，工作时产生热量大。线性变换器的效率非常低，并且产生很大的热量，容易造成工作的不稳定，所以需要较大的散热片。

2.1.3 串接晶体管的功率损耗

线性变换器的主要缺点是串接晶体管存在过大功耗。所有的负载电流都必须通过串接晶体管，其功耗为 $(V_{dc} - V_o)I_o$ 。大多数情况下，串接 NPN 型晶体管的最小压差 $(V_{dc} - V_o)$ 为 2.5V。假设整流滤波电容足够大，可忽略纹波。若直流输入电压由工频变压器次级整流获得，则次级匝数选择应保证交流网压最低时对应的次级整流电压为 $(V_o + 2.5)$ ，此时 Q1 的损耗最小。

然而，当交流网压最高时 Q1 的压差将大很多，串接晶体管损耗严重，电源效率明显降低。由于 2.5V 最小压差的存在，在额定输出电压较低时造成的损耗显得更为严重。

假设交流输入电压的波动范围为 $\pm 15\%$ ，以下列出三台线性变换器为例：

1. 输出 5V/10A
2. 输出 15V/10A
3. 输出 30V/10A

假设次级滤波电容足够大，整流电压纹波可忽略。次级整流获得的直流电压 V_{dc} 的波动范围与交流网压波动范围对应，均为 $\pm 15\%$ 。若网压输入最低 -15% 时，变压器次级电压为 $(V_o + 2.5)$ ，则网压输入最高 $+15\%$ 时，最大直流输入电压为 $1.35(V_o + 2.5)$ 。

变换器具体参数如下：

V_o (V)	I_o (A)	$V_{dc(\min)}$ (V)	$V_{dc(\max)}$ (V)	最大 压差 (V)	$P_{in(\max)}$ (W)	$P_{o(\max)}$ (W)	Q 最大 损耗 (W)	$P_o / P_{in(\max)}$ 效率(%)
5.0	10	7.5	10.1	5.1	101	50.0	51	50
15.0	10	17.5	23.7	8.7	237	150	87	63
30.0	10	32.5	44.0	14	440	300	140	68

由上面的数据可知，直流输出电压低时，变换器的效率比输出电压高时低很多。若不忽略输入网压纹波且容许网压波动 $\pm 15\%$ ，则 5V 输出变换器的效率只有 32%~35%。

2.1.4 线性变换器的效率与输出电压的关系

下面将分析效率在下列情况下的变化范围：输出电压值 5V 到 100V，并且电网电

压波动范围从 $\pm 5\% \sim \pm 15\%$ ，考虑实际纹波。

假设最小压差是 2.5V，并保证在最小输入网压产生的输入纹波的谷值处仍有 2.5V 的压差，如图所示。据此，可计算出不同输入网压波动范围和不同输出电压下变换器的效率。

设输入电压为额定电压的 $\pm T\%$ ，则工频变压器次级匝数的选择应保证当输入网压最小时，纹波的谷值仍比预期的输出电压大 2.5V(设最小压差为 2.5V)。

令电压纹波的峰-峰值为 V_r 。当网压输入最低时，输入到晶体管的直流电压(平均电压)为

$$V_{dc} = (V_o + 2.5 + V_r / 2) \quad (\text{V}) \quad (2.1)$$

当网压输入最高时，输入到晶体管的直流电压为

$$V_{dc(\max)} = \frac{1+0.01T}{1-0.01T} (V_o + 2.5 + V_r / 2) \quad (2.2)$$

网压输入最高时，输入功率最大，最恶劣情况下的最大效率为

$$\begin{aligned} Efficiency_{(\max)} &= \frac{P_o}{P_{in(\max)}} = \frac{V_o I_o}{V_{dc(\max)} I_o} = \frac{V_o}{V_{dc(\max)}} \\ &= \frac{1-0.01T}{1+0.01T} \left(\frac{V_o}{V_o + 2.5 + V_r / 2} \right) \end{aligned} \quad (2.3)$$

图 2.2 所示为纹波电压峰-峰值为 8V 时，网压波动高限、输出电压和效率的关系曲线。以后会提到，对于 60Hz 全波整流器，若选取每 1A 负载电流对应滤波电容值为 1000 μF ，则纹波电压峰-峰值为 8V。

从图 2.2 可见，即使输出电压为 10V，对于典型的 $\pm 10\%$ 网压波动值，效率已低于 50%。正是线性变换器的低效率和工频变压器笨重的缺陷促进了开关电源的研制和开发。

当然，若能使初始直流电压得到 $\pm 5\%$ 左右的预调整，而输出有需要进一步稳压，则应用线性变换器还是合理的。

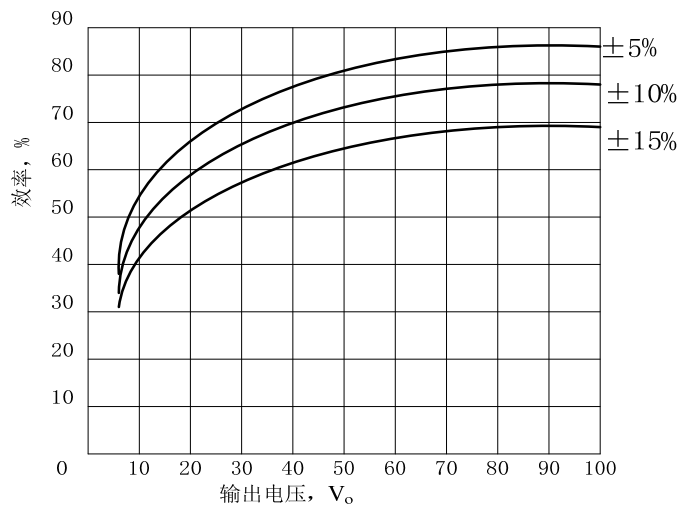


图 2.2 线性变换器效率与输出电压的关系曲线

2.1.5 线性电源设计的总体考虑

目前，高集成度的三端稳压集成块能轻易满足大部分板载和小功率电源的应用场合，尽管有些应用场合要求有比三端稳压集成块更大的输出电流和更强的功能。

通常，集成稳压电源的设计和传统分立元件线性电源的设计在方法上有许多共同点，但也存在差异。最终设计必须满足极限工作条件及相关的参数。遗憾的是，很多工程师忽视了它们，并在生产以后才发现产品不能在整个指标范围内正常工作。

首先要考虑的是调整电压。调整电压就是工作时输入电压和输出电压之间的电压降，必须首先考虑这个调整电压，以确定此线性电源能否满足系统的要求，因为线性电源的 95% 以上功率损耗是在这个电压降上。

如果系统不能将最高环境温度时由损耗所产生的热量散发掉，就必须设计另一种方案。这个损耗决定了调整管上需要用多大的散热器。

一种快速估计热分析将告诉设计者，线性电源是否有足够的余量满足产品在允许的最高工作环境温度下的要求。

第二个主要考虑的问题是最低电压差，这个电压是线性电源能够承受的最小调整电压，低于这个电压，线性电源就超出了调整范围。常见的正电压线性电源使用一个 NPN 双极型功率调整晶体管。调整晶体管工作时所需的基射极电压，是从它自身的集射极电压获得的。对于 NPN 调整管而言，这是实际的最小调整电压。这决定了调整电压不能低于 NPN 调整管的基射极电压（约为 DC0.65V）加上所有基极驱动器件（晶体管和电阻）上的压降，对于三端稳压电源，如 78XX 系列，这个电压是 DC1.8~2.5V。通常设计正

电源输出时使用 NPN 调整晶体管，这个电压差可能还要高。在输入电压与输出电压的差值小于 DC1.8~2.5V 的应用场合，建议使用低电压差调整电源。这种电路采用 PNP 调整晶体管，它从输出电压取得基射极电压，而不是从调整电压或输入电压取得，这使得调整管有最小 DC0.6V 的电压差。

如果应用中最小调整电压总是大于 2.5V 时，则可以使用传统的三端稳压线性电源(如 78XX)。线性电源是一个成熟的技术，因而半导体制造商通常会将电源集成在产品中。

2.1.6 基本三端稳压电源设计

三端稳压电源用于大部分板载电源的场合，在这种场合成本和易用性是它的优势。使用三端稳压块设计的线性电源如图 2.3 所示。注意：许多设计者只注意了电源的电气指标而忽略了元器件的热降额。在高调整电压以及工作环境温度较高时，电源仅能提供额定容量的一小部分，实际上在三端稳压电源的大部分应用中，散热器决定了电源的最大输出电流，生产厂家的电气额定值可以看成是有一大块金属贴在稳压块上面并放在海绵中的条件下测得的。任何不能再这种极端情况下应用的场合就必须降额使用。下面的例子介绍了推荐的典型设计步骤。

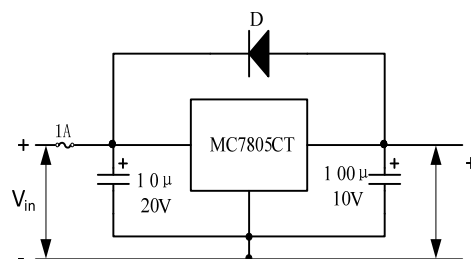


图 2.3 三端稳压电源

件的热降额。在高调整电压以及工作环境温度较高时，电源仅能提供额定容量的一小部分，实际上在三端稳压电源的大部分应用中，散热器决定了电源的最大输出电流，生产厂家的电气额定值可以看成是有一大块金属贴在稳压块上面并放在海绵中的条件下测得的。任何不能再这种极端情况下应用的场合就必须降额使用。下面的例子介绍了推荐的典型设计步骤。

性能指标：

输入电压 V_{dc} : 8.5~12.0VDC;

输出电压 V_o : 5.0V;

输出电流 I_o : 0.1~0.25A;

温度: -40~+50°C。

注意：1N4001 用于系统关断时需要有 100µF 电容的放电。

热设计

手册中给出：

$$R_{\theta JC} = 5^{\circ} C / W$$

$$R_{\theta JA} = 65^{\circ} C / W$$

$$T_{j\max} = 150^{\circ}\text{C}$$

$$P_{D\max} = (V_{dc(\max)} - V_o)I_o = (12V - 5V) * 0.25A = 1.75W \text{ (调整电压损耗)}$$

没有散热器时结温将等于

$$T_j = P_D R_{\theta JA} + T_{A\max} = 1.75W * 65^{\circ}\text{C}/W + 50^{\circ}\text{C} = 163.75^{\circ}\text{C}$$

需要一个小的“夹持”型的散热器，使结温保持在它的最大额定值以下。

散热器选择—P/N6073B 耐热合金

给定的散热器数据： $R_{\theta SA} = 14^{\circ}\text{C}/W$

使用硅绝缘片： $R_{\theta CS} = 65^{\circ}\text{C}/W$

此时在最差情况下的结温是

$$\begin{aligned} T_{j\max} &= P_D (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) + T_A \\ &= 1.75W * (5^{\circ}\text{C} + 65^{\circ}\text{C}/W + 14^{\circ}\text{C}/W) + 50^{\circ}\text{C} \\ &= 84.4^{\circ}\text{C} \end{aligned}$$

文中出现的与半导体器件有关的符号含义：

$R_{\theta JA}$ ：从结到空气的热阻；

$R_{\theta JC}$ ：从结到外壳的热阻；

$R_{\theta CS}$ ：从外壳到散热器的热阻；

$R_{\theta SA}$ ：从散热器到空气的热阻；

T_j ：结温。

2.2 开关电源的提出

高效率是处理任何电源应用的基础。追求高效率的主要原因是期望节约电费，节约能源，尽管这样会有时会增加成本。相反，高效率的转换器是必须的，因为用低效率的转换器产生很大的输出功率是不现实的。

转换器的效率与输出功率 P_{out} 和输入功率 P_{in} 的关系是：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.4)$$

则消耗在变换器的功率：

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} = P_{out} \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) \quad (2.5)$$

由公式 2.4 可绘制出图 2.4 所示的曲线。可以看到，在一个转换器的效率是 50% 的时候，电源的损耗功率等于输出功率，这些功率在转换器中以热量的形式转移。如果输出功率可观，损耗也是巨大的。这就会需要一个庞大而昂贵的冷却系统，它导致转换器内部的元件在高温下工作，并降低系统的可靠性。

事实上，在大功率的时候，以现有的技术可能无法充分冷却转换器的元件。

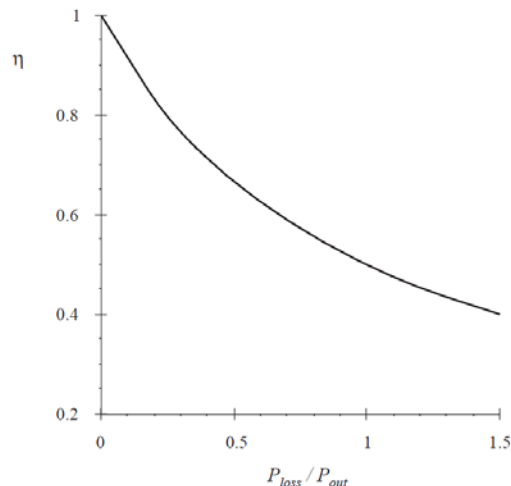


图 2.4 转换器的功率损耗与输出功率的关系

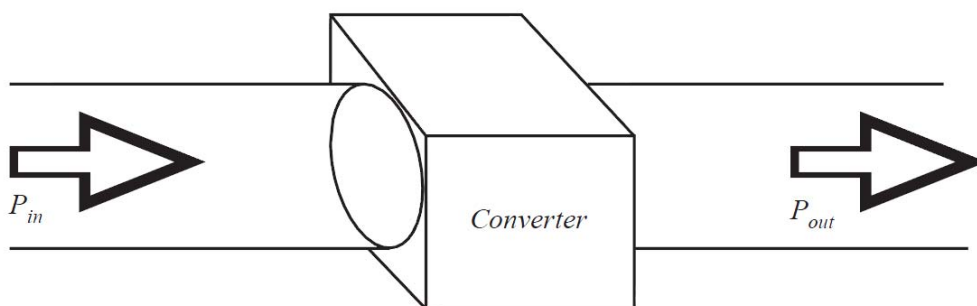


图 2.5 当前变换器的设计目标是构造轻小体积高效率且能传递较大功率

提高效率是获得更高输出功率的关键。例如，如果转换器的效率有 90% 则转换器的损耗功率只等于输出功率的 11%。衡量任何一个转换器工艺成熟与否可以看效率。图 2.5 描述了一个可以处理很高的功率的且具有非常高效率的转换器。由于只损失很少的功率，转换器的各部分可以高密度的封装，使得转换器体积小，重量轻，温升低。

我们怎样建立一个改变电压的功率损失可以忽略不计的电路？各种传统的电路原理如图 2.6 可用的电路元件大致分为电阻元件，电容元件，包括电感器和变压器的磁性元件，工作在线性模式的半导体元件（例如 A 或者 B 类放大器）和工作在开关模式的半导体器件（如在逻辑器件里面晶体管工作在饱和区或者截止区）。在传统的信号处理

应用中，效率不是主要的问题，只要有可能通常要避免使用磁性元件，原因是磁性元件庞大的体积和把他们集成到集成电路里面的难度。恰恰相反，电容和磁性元件是开关变换器的重要组成部分，因为理想条件下他们不耗电。电阻元件和工作在线性模式的半导体元件才是要避免使用的。开关变换器也经常使用开关型半导体器件。当半导体器件工作在关闭状态时，电流为零，所以它的功耗是零。当半导体器件工作在导通状态时，其电压降小，所以功耗也小。这两种情况下半导体功耗低，所以容性和感性元件，以及开关模式半导体器件，可以组成高效率的变换器。

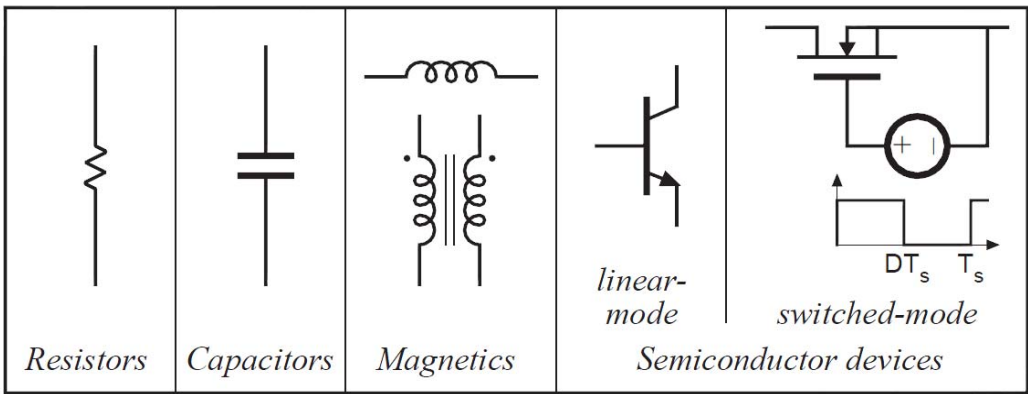


图2.6 开关电源中常用元器件

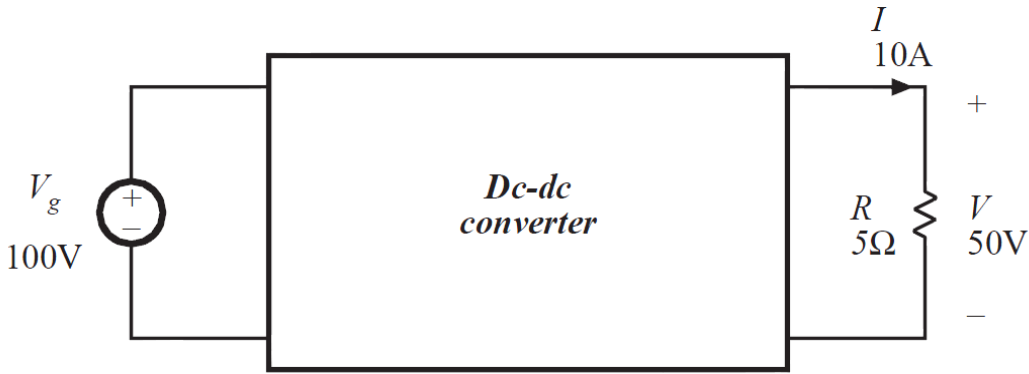
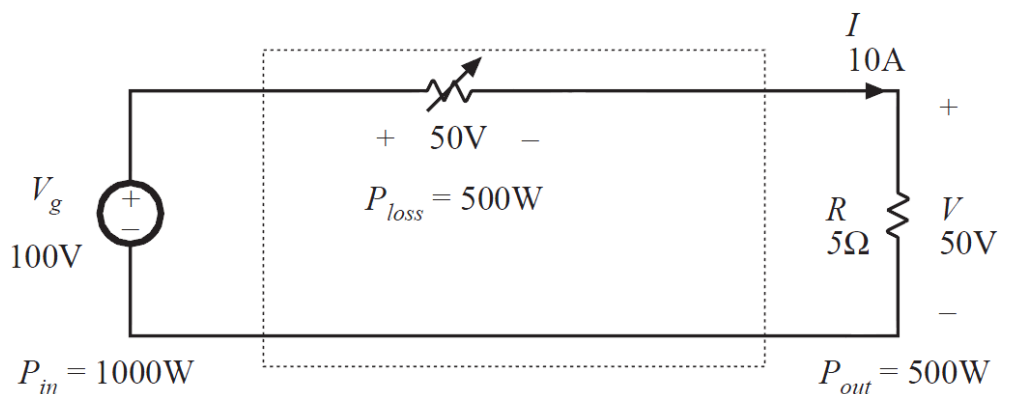


图2.7 一个简单的功率处理例子：构建一个500W的DC/DC变换器

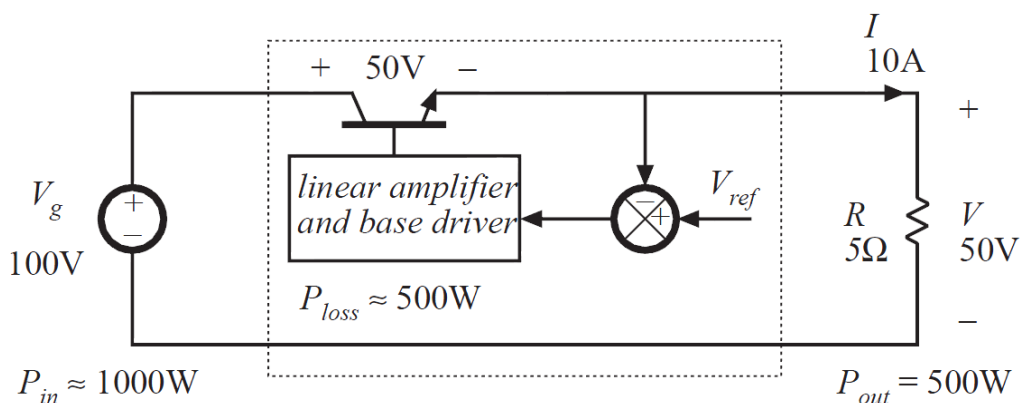
如何构建一个简单的如图 2.7 所示的 DC-DC 变换器。输入电压 V_g 为 100V，5 欧姆负载两端电压为 50V、直流负载电流为 10A。

初级电路教科书中描述了一个低效率的方法——图 2.8 (a) 所示的分压电路来实现上述功能。这个 DC-DC 变换器由一个可变电阻构成，调整它的值可以获得所需的输出电压，电流流过可变电阻和负载。对于上述的电压和电流，可变电阻消耗的功率 P_{loss} 等于负载功率 $P_{out}=500W$ ，电源总输入功率 $P_{in}=1000W$ 。图 2.8 (b) 给出了一个更实

用的串联线性调整器例子。图 2.8 (a) 的可变电阻被一个工作在线性模式的功率晶体管取代，功率晶体管基极电流由一个反馈系统控制，从而获得所需电压。图 2.8 (b) 中的功率晶体管的功率损耗近似等于图 2.8 (a) 中的可变电阻的功耗 500W。线性调整器在实际应用中通常只有几瓦或几十瓦的低功率水平。



(a) 可变电阻分压



(b) 串联调整器

图2.8 通过消耗能量的方法改变直流电压

图 2.9 给出了另一种方法——一种采用单刀双掷开关连接实现的方法。当开关在位置 1 时，变换器的输出电压 $V_s(t)$ 等于转换器的输入电压 V_g ，当开关在位置 2 时，输出电压 $V_s(t)$ 等于 0，开关的位置不断周期变化的，如图 2.10 所示。因此， $V_s(t)$ 是一个频率为 f_s 、周期为 $T_s=1/f_s$ 的矩形波。占空比 D 定义为在位置 1 的时间与整个开关周期 T_s 之比，因此， $0 \leq D \leq 1$ 。在实际中，SPDT 开关是利用工作在开关模式的半导体器件实现的。

SPDT 开关可以改变输出电压的直流分量。由傅立叶分析可知，周期波形的直流分量等于其平均值。因此， $V_s(t)$ 的直流分量为

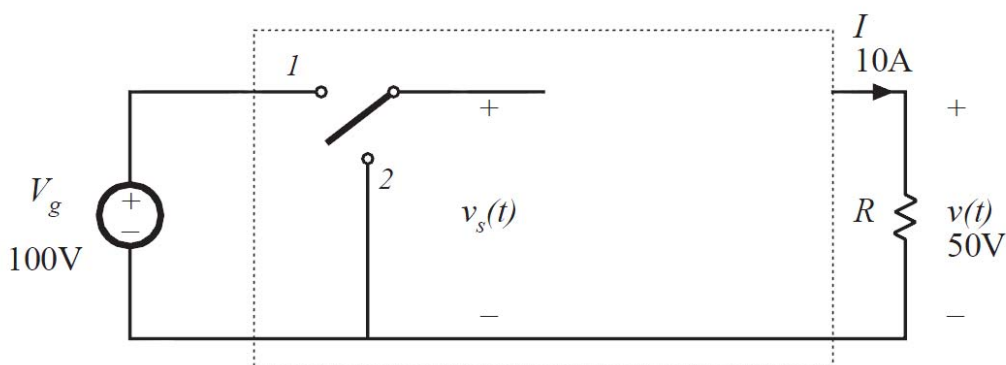


图2.9 插入SPDT开关

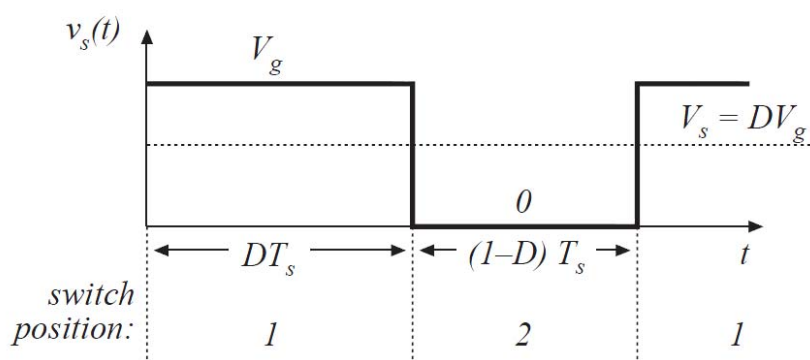


图2.10 SPDT开关输出电压波形

$$V_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_s(t) dt = DV_g \quad (2.6)$$

所以，把 $V_g=100V$ 的输入电压转换成 $V_s=50V$ 的输出电压，所需的占空比 $D=0.5$ 。此外，在理想情况下，由开关引起的损耗为 0。当开关触点闭合，开关两端的电压是 0，因此功耗是 0；当开关触点打开，那么电流是 0，功耗也是 0。因此，我们成功使用理想的无损元件改变了直流电压分量。

除了所需要的直流分量 V_s ，开关的输出电压波形 $v_s(t)$ 还含有有害的开关频率谐波。在大多数应用中，必须除去这些谐波，从而使输出电压 $v_s(t)$ 实质上等于直流分量 V_s 。可以使用一个低通滤波器实现该目的。图 2.11 引入了一个 LC 低通滤波器。如果滤波器的转折频率 F_0 远远小于开关频率 F_s ，那么滤波器基本上只通过 $v_s(t)$ 的直流分量。如果开关、电感器和电容器是理想元件，那么这个 DC-DC 变换器的效率可以达到 100%。

第3章 常用半导体功率器件及驱动与缓冲电路

本书介绍的开关电源电路中，将主要以功率二极管（Power Diode）、功率场效应管（Power MOSFET）及绝缘栅双极晶体管（IGBT）为主要器件，本章将对这些功率器件的工作原理、基本特性、主要参数、选型、保护与可控器件的驱动等方面的内容进行讲述。

功率半导体器件在电路中处于受控的通、断状态，具有理想的开关特性。根据其开关特性，可分为不可控器件、半控型器件及全控型器件三类。这里的不可控器件即指功率二极管（Power Diode），其通、断状态是不可控制的，只能由电路的状态决定；半控型器件包括晶体闸流管（Silicon Controlled Rectifier——SCR）与其派生器件，控制信号只能控制其开通，不能控制其关断；全控型器件则可由控制信号控制其开通与关断，包括门极可关断晶闸管（Gate-Turn-Off Thyristor——GTO）、电力晶体管（Giant Transistor——GTR）、功率场效应晶体管（Power MOSFET）、绝缘栅双极晶体管（Insulated-Gate Bipolar Transistor——IGBT，简称为 IGBT）等等，其中开关电源中较常见的有功率场效应晶体管（Power MOSFET）、绝缘栅双极晶体管（IGBT）。

按照控制信号的不同，也可以将功率半导体器件（功率二极管除外）分成电流控制型功率器件与电压控制型功率器件。通过从控制端注入或抽出电流来实现导通或关断的器件，即为电流控制型功率器件；通过给控制端和公共端之间施加一定的电压信号来实现导通或关断的器件，即为电压控制型功率器件，也称为场控器件。

以下各节将讲述功率二极管（Power Diode）、功率场效应晶体管（Power MOSFET）及绝缘栅双极晶体管（IGBT）的工作原理、基本特性、主要参数、选型等问题，并对功率器件常用的吸收电路、MOSFET 和 IGBT 的驱动电路进行讲述。

3.1 功率二极管

功率二极管在 20 世纪 50 年代就已经开始应用，由于其结构与原理简单，工作可靠，现在仍大量应用于许多电气设备中；在开关电源中，功率二极管也是必不可少的器件之一。

3.1.1 功率二极管的工作原理、基本特性

功率二极管的基本结构与工作原理与电子电路中的二极管是一样的，均与半导体 PN 结为基础，所不同的是功率二极管实际上是由一个面积较大的 PN 结和两端引线以及封装组成的。如图 3.1 (a)所示为功率二极管 DSEI60-06A，其封装为 TO-247AD，3.1 (b)所示为电子电路常用的二极管 1N4148 封装图，其封装为 DO-35（读者可通过两种器件的数据表获得其封装等信息作对比）。

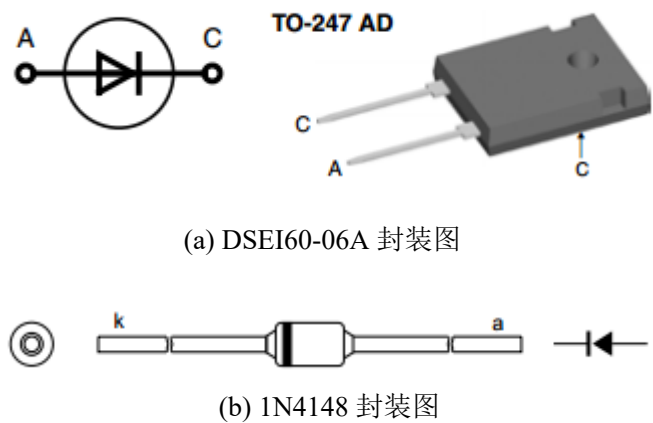


图 3.1 功率二极管与电子电路中二极管封装对比

与电子电路中的二极管一样，功率二极管具有单向导电特性，在电源电路中起整流、续流和箝位等作用，其基本特性包括静态特性与动态特性。

1、静态特性

功率二极管的静态特性主要指伏安特性，它用于说明加在功率二极管两端的电压与其流过电流的关系，如图 3.2 所示。

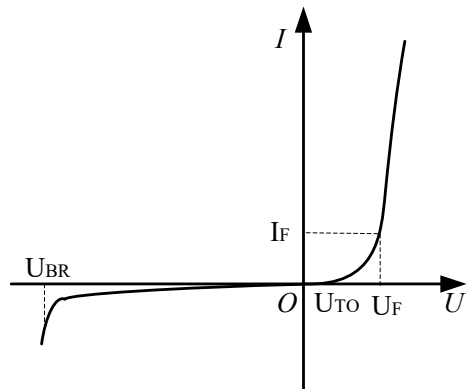


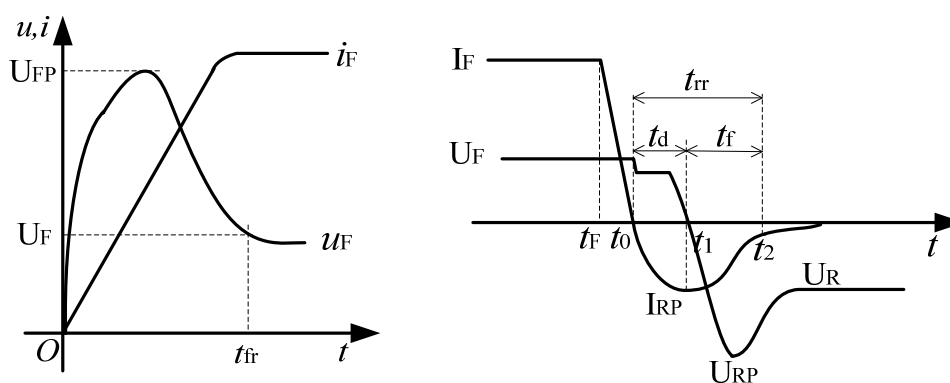
图 3.2 功率二极管的伏安特性曲线

当功率二极管承受的正向电压大于 U_{TO} 时，正向电流开始明显增大，处于稳定导通状态， U_{TO} 称为门槛电压。稳定导通时，正向导通电流 I_F 对应的功率二极管两端电压 U_F 为其正向导通电压，该曲线在不同温度时会略有不同。当功率二极管承受反向电压时，只有很微小的反向漏电流流过，但当反向电压达到 $-U_{BR}$ 时，反向电流剧增，功率二极管被反向击穿， $-U_{BR}$ 称为反向击穿电压。

2、动态特性

由于结电容等杂散参数的存在，功率二极管在无偏置电压、正向偏置及反向偏置这三种状态之间转换的时候，也会经历一个过渡过程。

当功率二极管在无偏置电压转换为正向偏置时的动态过程波形如图 3.3(a)所示，此时功率二极管的正向电压会先出现一个过程电压 U_{FP} ，直到 t_{fr} 时刻，正向电流趋于稳定，正向电压也趋于一个稳定的值（正向导通电压 U_F ）， t_{fr} 称为正向恢复时间。



(a) 正向偏置动态过程

(b) 反向恢复动态过程

图 3.3 功率二极管动态过程波形

功率二极管由正向偏置转换为反向偏置时，其动态过程波形如图 3.3(b)所示。在 t_r 时刻外加电压突然由正向变为反向，正向电流开始下降，其下降的速度与外加反向电压与电路中的电感决定，由于功率二极管还未恢复阻断，其管压降保持 U_F 不变。在 t_0 时刻，功率二极管电流为零，管压降稍有下降，但仍为正向偏置，电流开始反向流动，形成反向恢复电流并逐渐增大；在 t_1 时刻，反向电流达到最大值 I_{RP} ，功率二极管恢复反向阻断能力；在 t_1 时刻后，反向恢复电流迅速下降，由于电路中电感的存在，形成较高的电势，该电势与电源电压一起加在功率二极管上，使二极管承受很高的反向电压 U_{RP} ；在 t_2 时刻，反向恢复电流变化率接近于零，此时功率二极管两端承受的反向电压才降至外加电压 U_R ，功率二极管完全恢复对反向电压的阻断能力。功率二极管由正向偏置到

反向偏置的过程中, $t_d=t_1-t_0$, 称为延迟时间, $t_f=t_2-t_1$, 称为电流下降时间, $t_{rr}=t_d+t_f$, 称为反向恢复时间。其中下降时间与延迟时间的比值 $S_r=t_f/t_d$ 称为软恢复系数。可知, S_r 越大, 恢复特性越软, 因反向电流下降引起的反向电压峰值 U_{RP} 也较小。

功率二极管在电源电路中的作为整流、续流、箝位等元件, 在应用时, 应根据不同场合要求选择不同类型的功率二极管, 其中较常用的几种类型有普通整流二极管、快速恢复二极管及肖特基二极管。

1、普通整流二极管

整流二极管 (Rectifier Diode) 多用于开关频率不高的整流电路中, 其反向恢复时间长, 正向电流定额与反向电压定额很大。正向电流与反向电压是整流管的功能参数, 正向压导通压降与反向漏电流是整流二极管能可靠工作的参数, 在实际应用中主要以正向导通压降与反向漏电流来衡量整流二极管的优劣。

2、快速恢复二极管

恢复过程很短, 特别是反向恢复过程很短的二极管称为快速恢复二极管 (Fast Recovery Diode)。高频开关电源电路中, 要求二极管的正向恢复特性与反向恢复特性均较好, 恢复时间短, 并具有软恢复特性 (软恢复系数 S_r 较大)。快速恢复二极管正符合这些要求, 开关电源电路中大多数快速恢复二极管的反向恢复时间在 $1\mu s$ 以下, 速度更快的快速恢复外延二极管 (Fast Recovery Epitaxial Diode), 其反向恢复时间更短 ($100ns$ 以下), 因此得到广泛使用。

3、肖特基二极管

以金属和半导体接触形成的势垒为基础的二极管称为肖特基势垒二极管 (Schottky Barrier Diode), 简称为肖特基二极管。与以 PN 结为基础的功率二极管相比, 肖特基二极管的优点在于: 反向恢复时间很短, 正向恢复过程不会有明显的电压过冲, 工作频率高; 正向导通压降明显小于快速恢复二极管; 开关时间短, 开关过程的损耗明显小于快速恢复二极管。但肖特基二极管也有不足之处: 其耐压较低, 一般在 $200V$ 以下; 反向漏电流较大; 温度特性较差。因此, 肖特基二极管较适合电压要求不高, 但要求快速、高效的电源电路中。

3.1.2 功率二极管的主要参数与选型

1、正向平均电流 $I_{F(AV)}$

功率二极管长期运行时，在确定的恒定管壳温度（简称壳温，用 T_C 表示）与散热条件下，允许流过的最大测试波形（有些数据表指明为正弦半波，有些指明为占空比为 0.5 的方波）电流的平均值。在此电流下，器件因工作损耗造成的结温升高不超过最高工作结温 T_{JM} ，这也是标定功率二极管额定电流的参数。实际应用时应按照工作中实际波形的电流与正向平均电流所造成的发热效应相等，即有效值相等的原则来选择功率二极管的电流额定值，并留有一定的裕量。正弦半波电流的有效值为 $1.57I_{F(AV)}$ ，占空比为 0.5 的方波电流有效值为 $1.41I_{F(AV)}$ 。高频工作时开关损耗引起功率二极管发热不可忽略，所以实际选择时也要考虑 $I_{F(AV)}$ 留有一定的裕量。

2、正向压降 U_F

指功率二极管在指定温度下，流过某一指定稳态正向电流时对应的正向压降。由于该参数与温度、电流均有关系，所以数据表一般会给出正向电流-正向压降（Forward Current vs. Forward Voltage）曲线，并给出在常温、工作最高结温或其他指定温度时的曲线。

3、反向重复峰值电压 V_{RRM}

指功率二极管所能重复施加的反向最高峰值电压，通常是其雪崩击穿电压 U_B 的 2/3。通常按照电路中功率二极管可能承受的反向最大峰值电压的两倍来选定此项参数。

4、最高工作结温 T_{JM}

结温是指管芯 PN 结的平均温度，用 T_J 表示。最高工作结温 T_{JM} 保证 PN 结不致损坏前提下所能承受的最高平均温度。 T_{JM} 通常为 150°C - 175°C 。

5、反向恢复时间 t_{rr}

参考 3.1.1 节，功率二极管动态特性的讲述，功率二极管由正向偏置到反向偏置的过程中， $t_d=t_1-t_0$ ，称为延迟时间， $t_f=t_2-t_1$ ，称为电流下降时间， $t_{rr}=t_d+t_f$ ，称为反向恢复时间。

6、浪涌电流 I_{FSM}

指功率二极管所能承受的最大的连续或一个几个工频周期的过电流值。

在后面 Buck 电路制作实例中，将用到快速恢复二极管作为续流二极管，当功率 MOSFET Q1 开通时，由于电路杂散参数（杂散电感、电容等）的存在，功率 MOSFET 在开关过程中二极管 D1 承受的电压将高于输入电压，即高于 24V。工作时最大电流有效值为 0.71A，可选用 SF21 超快速恢复二极管，通过数据表可知其 $I_{F(AV)}=2\text{A}$ ， V_{RRM}

$=50\text{V}$, $t_{\text{tr}}=35\text{ns}$, $I_{\text{FSM}}=50\text{A}$, $U_{\text{F}}=0.65\text{V}$ (正向电流为 0.71A 时)。

3.2 功率场效应晶体管

功率场效应晶体管(Power Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor—Power MOSFET)是一种多子导电的单极型电压控制器件,它具有开关速度快、高频性能好、输入阻抗高、驱动功率小、热稳定性优良、无二次击穿、安全工作区宽和跨导线性度高等显著特点,在各类较大功率及中小功率开关电源中得到极为广泛应用。目前千伏级器件已达 100A 以上,其他各种大电流低电压的器件已系列化、模块化。本书所讲述的功率场效应晶体管特指绝缘栅场效应晶体管(下简称功率 MOSFET,功率场效应晶体管还包括结型功率场效应晶体管,这里不作说明,读者可自行翻阅相关文献)。

3.2.1 功率 MOSFET 的工作原理、基本特性

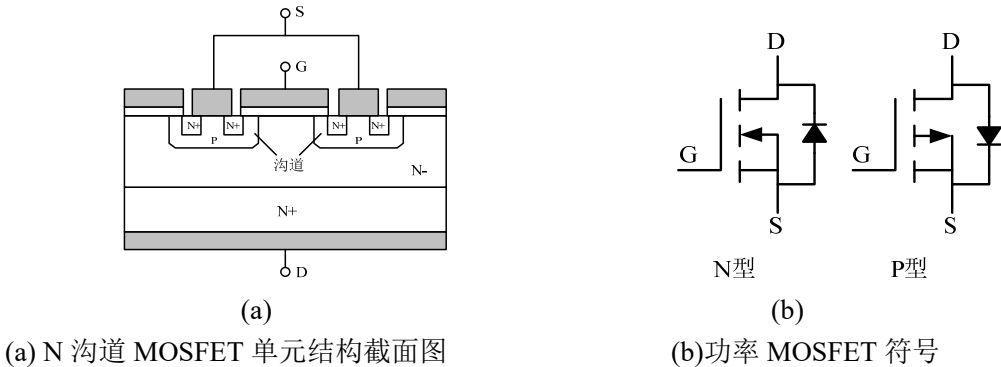


图 3.4 功率 MOSFET 单元结构图与符号

功率 MOSFET 是一种功率集成器件,它由成千上万个小 MOSFET 元并联而成。如图 3.4(a)所示为 N 沟道 MOSFET 中一个单元的截面图。两个 N+区分别作为该器件的源区和漏区,分别引出源极 S 和漏极 D。夹在两个 N+ (N-) 区之间的 P 区隔着一层二氧化硅(下书写为 SiO_2) 的介质作为栅极 G。因此栅极与两个 N+区和 P 区均为绝缘结构。如图所示结构中,若在栅源极之间施正电压 U_{GS} 大于某一值 U_{T} 时,栅极相对于 P 区为正电压,由于夹在两者之间的 SiO_2 层不导电,聚集在电极上的正电荷就会在 SiO_2 层下的半导体表面感应出等量的负电荷,从而使 P 型材料变成 N 型材料,进而形成反型层导电沟道,电压 U_{T} 称为开启电压(或阈值电压)。由栅压感应而生的 N 型层同漏与源两个 N+区构成同型接触,使常态中存在的两个 PN+结不复存在,这就是该器件的导电沟道。MOSFET 可分为 N 沟道和 P 沟道两种,图形符号中的箭头表示电子在沟道

中移动的方向。

由于功率 MOSFET 本身结构所致，在漏极和源极之间形成了一个与之反向并联的寄生二极管，使得在漏、源极之间加反向电压时器件导通，功率 MOSFET 电气符号如图 3.4(b)所示。

1、静态特性

静态特性主要指功率 MOSFET 的转移特性和输出特性。漏源电压 U_{DS} 为常数时，漏极电流 I_D 和栅源电压 U_{GS} 之间的关系称为功率 MOSFET 的转移特性。以栅源电压 U_{GS} 为参变量，反映漏极电流 I_D 与漏源电压 U_{DS} 之间关系的曲线族称为功率 MOSFET 的输出特性。

如图 3.5(a)所示为在 N 沟道增强型（栅极电压大于或小于零时，才存在导电沟道的类型，称为增强型；与之相反的是栅极电压为零时才存在导电沟道的类型，称为耗尽型。后面章节中均指 N 沟道增强型功率 MOSFET）功率 MOSFET 的转移特性曲线，当栅源电压 U_{GS} 小于开启电压时，功率 MOSFET 处于截止状态，即使加上漏极电压 U_{DS} ，也没有漏极电流 I_D 出现。只有当栅源电压 U_{GS} 达到或超过 U_T 时，功率 MOSFET 才进入导通状态。栅源电压 U_{GS} 超过 U_T 越多，漏极电流 I_D 越大。

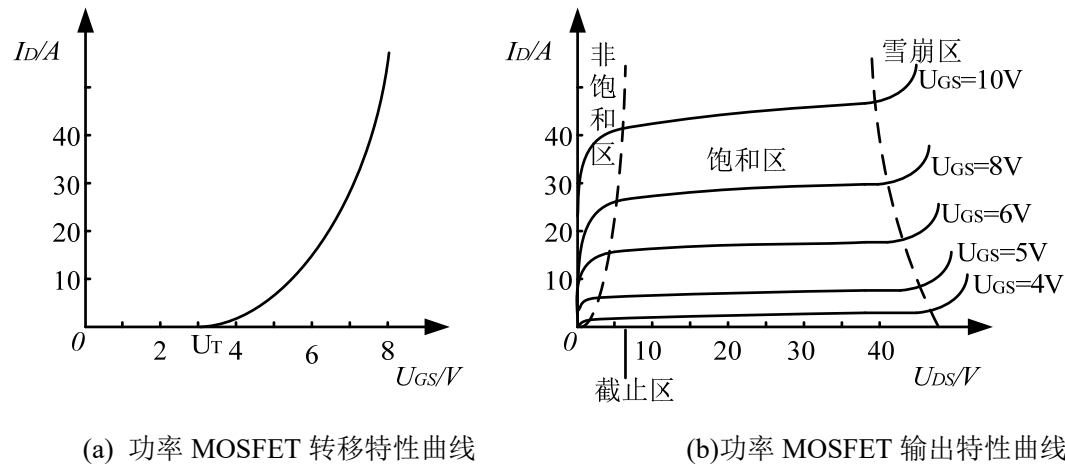


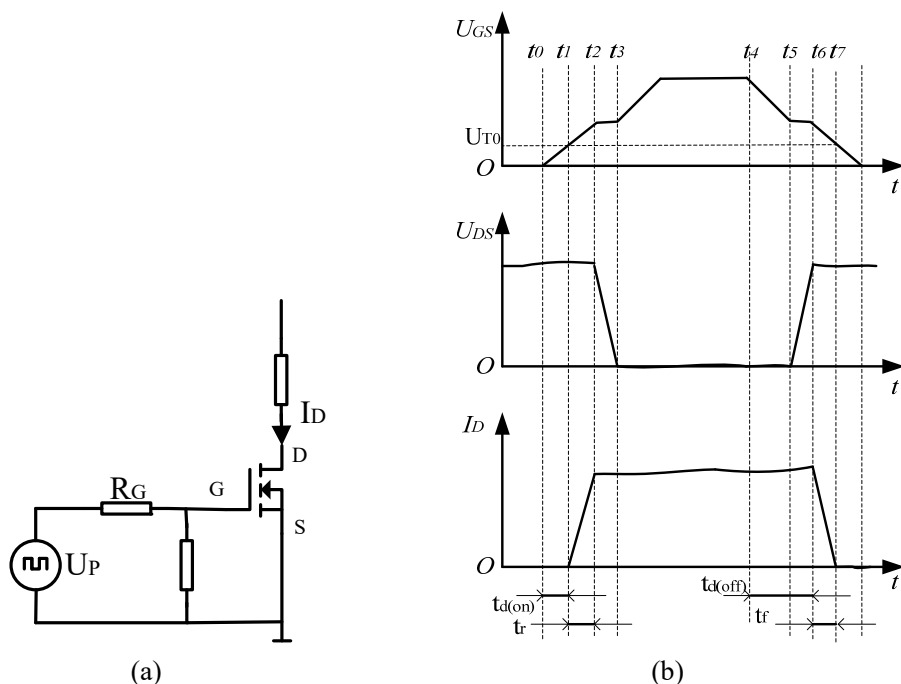
图 3.5 功率 MOSFET 静态特性曲线图

以栅源电压 U_{GS} 为参变量，反映漏极电流 I_D 与漏源电压 U_{DS} 间关系的曲线族称为功率 MOSFET 的输出特性，如图 3.5(b)所示。输出特性可以分为截止区、非饱和区、饱和区与雪崩区，功率 MOSFET 工作在开关状态，即在截止区与非饱和区之间来回切换。

2、动态特性

功率 MOSFET 的动态特性指其在开关过程中，漏源、栅源之间电压与电流的变化

关系，主要包括开关特性与栅极电荷特性。



(a) 功率 MOSFET 开关特性测试电路 (b) 功率 MOSFET 开关过程波形图
图 3.6 功率 MOSFET 开关特性测试电路与开关过程波形图

如图 3.6(a)所示的电路用来测试功率 MOSFET 的开关特性， U_P 为矩形脉冲信号源，其脉冲经栅极电阻 R_G 后驱动功率 MOSFET，栅源电压记为 U_{GS} ，因功率 MOSFET 输入电容 C_{in} 的存在， U_{GS} 波形如图 3.6(b)所示， t_0 时刻开始上升，至 t_1 时刻， U_{GS} 电压达到功率 MOSFET 的开启电压 U_{T0} ，此时漏极电流 I_D 由零开始增加，这段时间称为开通延迟时间，记为 $t_{d(on)}$ ； t_2 时刻， U_{GS} 进入一个电压平台，此时漏极电流 I_D 达到最大，此时漏源电压 U_{DS} 开始下降， t_3 时刻， U_{GS} 电压平台结束，漏源电压 U_{DS} 降至开通压降，功率 MOSFET 完全开通， t_2 至 t_3 这段时间称为上升时间，记为 t_r 。在 t_4 时刻，驱动信号关断功率 MOSFET， U_{GS} 开始下降，直至到 t_5 时刻之前，功率 MOSFET 的漏极电流 I_D 、漏源电压 U_{DS} 均不变， t_5 时刻，漏源电压 U_{DS} 开始上升，并在 t_6 时刻达到最大值，此时漏极电流 I_D 开始下降， t_4 至 t_6 这段时间称为关断延迟时间，记为 $t_{d(off)}$ ；在 t_7 时刻，漏极电流 I_D 下降至零，功率 MOSFET 完全关断， t_6 至 t_7 这段时间称为下降时间，记为 t_f 。其中 t_2 时刻至 t_3 时刻与 t_5 时刻至 t_6 时刻， U_{GS} 所处的电压平台，是由于功率 MOSFET 的栅漏电容充电（即米勒电容）引起的，栅源电容 C_{GS} 与栅漏电容 C_{GD} 之和即为前面所提到的输入电容 C_{in} ，它是影响功率 MOSFET 开关特性的重要参数。

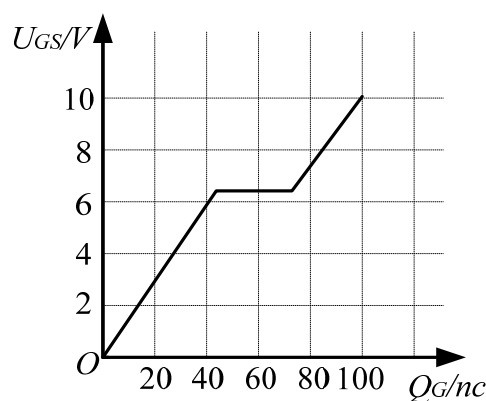


图 3.7 功率 MOSFET 栅极电荷特性曲线

栅极电荷特性是指功率 MOSFET 的栅极电荷 Q_G 与栅极电压 U_{GS} 之间的函数关系，如图 3.7 所示。 Q_G 表示功率 MOSFET 的电容 $C_{GS} + C_{GD}$ 从 0V 充电到 10 V 所需的电荷总量。栅极电荷的多少与漏极电流无关，它仅随栅源电压 U_{GS} 的变化而变化。因为电荷等于电流和时间的乘积，所以利用这一特性曲线，可以在给定的开关时间要求下，求得所需的栅极电流估算值，这对于设计驱动电路是一个重要的依据。

3.2.2 功率 MOSFET 的主要参数与选型

1、通态电阻 $R_{DS(on)}$

在确定的栅压 U_{GS} 下，功率 MOSFET 非饱和区进入饱和区时的直流电阻为通态电阻，通态电阻与输出特性密切相关，它是影响最大输出功率的重要参数。通态电阻受器件结温的影响，会随着温度的升高而增大，这种正温特性对于功率 MOSFET 的并联使用时的均流很有利。

2、开启电压 $U_{GS(th)}$

又称为阈值电压，是指沟道体区表面发生强反型层所需的最低栅极电压，即表示反型层形成的条件。它表明当栅压超过该电压后，连接漏区与源区的表面反型层即可形成沟道。

3、漏极电压 U_{DS}

指功率 MOSFET 的最高工作电压，它是为了避免器件进入雪崩区而设的极限参数。对于选取功率 MOSFET，漏极电压是极为重要的参数。

4、栅源电压 U_{GS}

指栅源之间绝缘层工作最高电压，对于大多数功率 MOSFET，其数据表均给出了

U_{GS} 的数值，栅源电压绝对值大于该数值，将导致绝缘层击穿。

5、漏极连续电流 I_D 与漏极峰值电流 I_{DM}

在器件工作的最高结温与指定的壳温下，漏极所能通过的且不导致器件损坏的电流值。对于选取功率 MOSFET， I_D 与 I_{DM} 均为重要的参数。

以上的参数为功率 MOSFET 的静态参数，由于开关电源电路中功率 MOSFET 一般起开关的作用，其动态参数对于选取功率 MOSFET 同样重要。这里主要介绍极间电容与开关时间。

6、极间电容

功率 MOSFET 的极间电容包括 C_{GS} 、 C_{GD} 与 C_{DS} 。其中 C_{GS} 是栅源电容， C_{GD} 是栅漏电容，它们是由 MOS 结构的绝缘层形成的。 C_{DS} 是漏源电容。一般功率 MOSFET 的数据表并没有给出这三个参数，而是给出了输入电容 C_{iss} 、输出电容 C_{oss} 与米勒电容 C_{rss} ，这三个参数与极间电容的关系如下：

$$C_{iss}=C_{GS}+C_{GD}$$

$$C_{oss}=C_{DS}+C_{GD}$$

$$C_{rss}=C_{GD}$$

这些电容大小与漏源电压 U_{DS} 有关， U_{DS} 值越高，极间电容越小。极间电容的大小，对开关过程的影响明显，同等条件下，极间电容大，其充电时间长，开关过程所需的时间就长，反之极间电容小，则开关过程所需的时间短。

7、开关时间

功率 MOSFET 的开关时间包括开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} ， t_{on} 包括开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 和上升时间 t_r 。 t_{off} 包括关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 和下降时间 t_f 。开关时间与器件的极间电容和寄生电感有关，在电源电路中，开关时间对功率 MOSFET 的开关损耗、电压应力（器件承受的最大电压）与电流（器件承受的最大电流）应力等影响较大。

在后面 Buck 电路制作实例中，将用到功率 MOSFET 作为主开关，当功率 MOSFET Q1 关断时，由于电路杂散参数（杂散电感、电容等）的存在，功率 MOSFET 在关断时承受的电压将高于输入电压，即高于 24V。工作时最大电流有效值为 0.71A，可选用耐压为 50V，2A 的功率 MOSFET；电源工作频率为 50kHz，为减小开关损耗，应使功率 MOSFET 开关时间小于整个周期的 1/20，因此选择器件时应注意其开关时间；如果对驱动电路的功率有限制，还要留意功率 MOSFET 的极间电容的大小。实际选型时，要

结合多个参数进行计算预估，并不局限于上述的几项参数。

3.3 绝缘栅双极型晶体管 (IGBT)

绝缘栅极双极晶体管(IGBT 或 IGT— Insulated Gate Bipolar Transistor)，是 80 年代中期发展起来的一种新型复合器件。IGBT 具有通流能力强、速度快、对驱动要求不高、等优良的特性，在电源电路中已被广泛使用。目前 IGBT 的电流等级已达到 2400A、电压等级已达到 6500V；关断时间已缩短到 40ns，高速的 IGBT 工作频率可达 200kHz。这些优越的性能使得 IGBT 成为大功率开关电源、逆变器等电力电子装置的理想功率器件。

3.3.1 IGBT 的工作原理、基本特性

IGBT 具有栅极 G、集电极 C 与发射极 E。图 3.8(a)为一种由 N 沟道功率 MOSFET 与双极型晶体管组合而成的 IGBT 基本单元结构，实际的 IGBT 由许多这种基本单元组成。与前面所述的功率 MOSFET 相比，IGBT 比功率 MOSFET 多一层 P⁺注入区，从而形成一个大面积的 P⁺N 结 J₁，这样就使得 IGBT 导通时可由 P⁺注入区向 N 基区发射少数载流子(空穴)，对漂移区电导率进行调制，因而 IGBT 具有很强的电流控制能力。介于 P⁺注入区与 N 漂移区之间的 N⁺层称为缓冲区。有无缓冲区可以获得不同特性的 IGBT。有 N⁺缓冲区的 IGBT 称为非对称型 IGBT，也称穿通型 IGBT (PT IGBT)。它具有正向压降小、关断时间短、关断时尾部电流小等优点，但反向阻断能力相对较弱。无 N⁺缓冲区的 IGBT 称为对称型 IGBT，也称非穿通型 IGBT (NPT IGBT)。它具有较强的正反向阻断能力，但它的其他特性却不及非对称型 IGBT。图中 C 为集电极，E 为发射极，G 为栅极(也称门极)，IGBT 的电路图形符号如图 3.8(b)所示，图中所示箭头表 IGBT 中电流流动的方向。

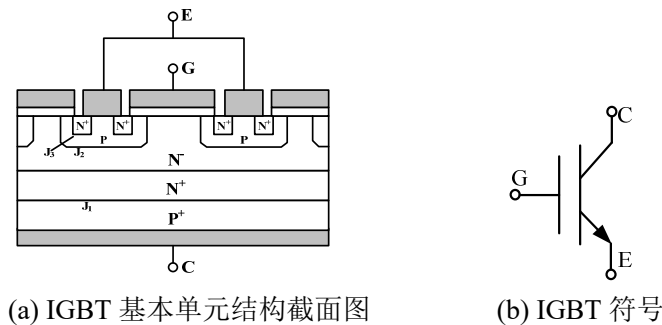


图 3.8 IGBT 基本单元结构图与符号

与功率 MOSFET 一样，IGBT 的基本特性包括静态特性与动态特性。

1、静态特性

IGBT 的静态特性主要指其转移特性和输出特性，其转移特性用于描述集电极电流 I_C 与栅射电压 U_{GE} 之间的关系，与功率 MOSFET 的转移特性相似。以栅射电压 U_{GE} 为参变量，反映漏极电流 I_C 与漏源电压 U_{CE} 之间关系的曲线族称为 IGBT 的输出特性，也叫伏安特性。

图 3.9(a)所示为 IGBT 的转移特性曲线图，它与功率 MOSFET 的转移特性相似，开启电压 $U_{GE(th)}$ 是 IGBT 开通的最低栅射电压，通常 $U_{GE(th)}$ 具有负温特性，在常温时， $U_{GE(th)}$ 一般为 2~6V。

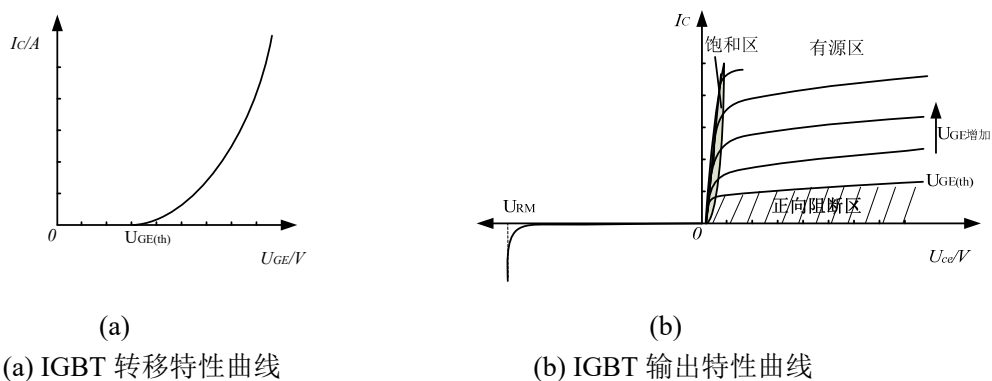


图 3.9 IGBT 静态特性曲线图

如图 3.9(b)所示为 IGBT 的输出特性曲线，可分为三个区域：正向阻断区、有源区和饱和区。当 $U_{CE} < 0$ 时，IGBT 处于反向阻断状态，当电压达到反向击穿电压 U_{RM} 时，IGBT 反向击穿，集电极电流急剧增大。电源电路中，IGBT 工作在开关状态，实际是在正向阻断区和饱和区之间来回转换。在饱和区，IGBT 的输出特性受器件结温的影响，相同 U_{CE} 的情况下，有些 IGBT 的集电极电流 I_C 随结温升高而增大，有些则减小，为使 IGBT 并联时器件均流，应选择具有 I_C 随结温升高而减小特性的器件。

2、动态特性

IGBT 的动态特性主要指其开关特性，指其在开关过程中，集射、栅射之间电压与电流的变化关系。

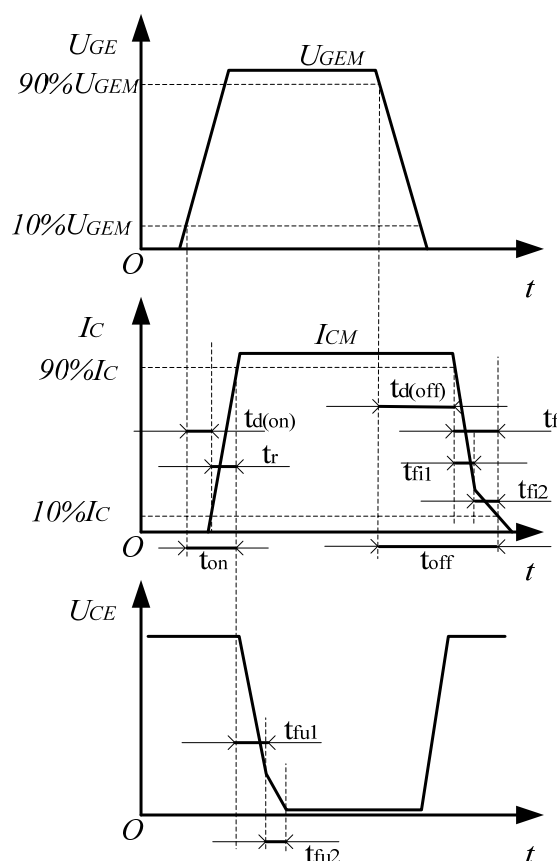


图 3.10 IGBT 开关过程波形图

图 3.10 为 IGBT 开关过程波形图，开通过程中，从驱动电压 U_{GE} 的前沿上升至其幅值的 10% 的时刻，到集电极电流 I_C 上升至其幅值的 10% 时刻止，这段时间称为开通延迟时间，记为 $t_{d(on)}$ 。 I_C 从 10% I_{CM} 上升至 90% I_{CM} 所需的时间为电流上升时间，记为 t_r ，开通时间 t_{on} 为开通延迟时间与电流上升时间之和。开通时，集射电压 U_{CE} 的下降过程分为 t_{fu1} 和 t_{fu2} 两段，两段时间内电压下降速率不同，这是由 IGBT 内部结构造成的，只有在 t_{fu2} 段结束时，IGBT 才完全进入饱和状态。

IGBT 关断时，从驱动电压 U_{GE} 的脉冲后沿下降至其幅值的 90% 的时刻，到集电极电流 I_C 下降至其幅值的 90% 时刻止，这段时间称为判断延迟时间，记为 $t_{d(off)}$ 。 I_C 从 90% I_{CM} 下降至 10% I_{CM} 所需的时间为电流下降时间，记为 t_f ，关断时间 t_{off} 为关断延迟时间与电流下降时间之和。关断时， I_C 的下降过程分为 t_{fi1} 和 t_{fi2} 两段，两段时间内电流下降速率不同， t_{fi2} 阶段明显变慢，形成电流拖尾现象，从而产生较大的关断损耗。

3.3.2 IGBT 的主要参数与选型

1、最大集射极间电压 U_{CES}

IGBT 集电极与发射极间所能承受的最大电压。

2、最大集电极电流

在器件工作的最高结温与指定的壳温下，集电极所能通过的且不导致器件损坏的电流值，包括额定的直流电流 I_C 与规定脉宽的最大电流 I_{CM} 。

3、总耗散功耗 P_{CM}

保证器件不损坏所允许的最大耗散功率。

4、开启电压 $U_{GS(th)}$

详见 IGBT 静态特性。

5、饱和压降 $V_{CE(sat)}$

指定集电极电流与栅极电压情况下，集电极与发射极间电压。

6 极间电容

与功率 MOSFET 相似，IGBT 的极间电容包括栅射电容 C_{GE} 、栅集电容 C_{GC} 与集射电容 C_{CE} 。一般 IGBT 的数据表并没有给出这三个参数，而是给出了输入电容 C_{ies} 、输出电容 C_{oes} 与米勒电容 C_{res} ，这三个参数与极间电容的关系如下：

$$C_{ies}=C_{GE}+C_{GC}$$

$$C_{oes}=C_{CE}+C_{GC}$$

$$C_{res}=C_{GC}$$

7、开关时间

详见 IGBT 的动态特性。

8、开通能量 E_{on}

指在规定的集电极电流、集射电压、栅极电压、栅极电阻与结温下，IGBT 开通过程损耗的能量。

9、关断能量 E_{off}

指在规定的集电极电流、集射电压、栅极电压、栅极电阻与结温下，IGBT 关断过程损耗的能量。

实际应用时，需要根据 IGBT 在实际电路中的电压、电流应力等因素来选择适合的器件，若总损耗主要部分为通态损耗（比如在软开关电路中），则需要选择低导通压降的 IGBT，若总损耗主要部分为开关损耗（比如硬开关场合、频率较高的场合等），则需要选择开通能量与关断能量小的 IGBT，在硬开关电路中，IGBT 的频率主要受到开关时间、开通能量及关断能量的限制，应综合考虑各个因素作出折中的选择。

3.4 驱动电路

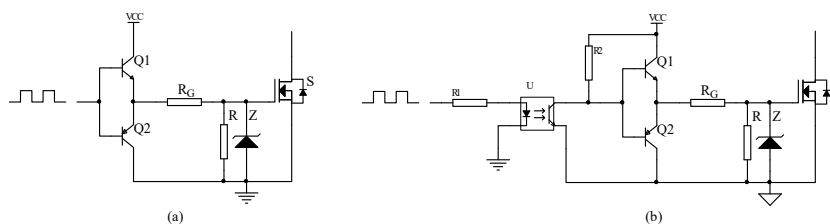
前面两节介绍的功率 MOSFET 与 IGBT 均为三端器件，通过给栅源（或栅射）极间施加一定的电压可以控制器件的开通与关断，适合的栅极驱动电路对保证器件的安全工作及发挥器件的性能有着至关重要的作用。本节将以实际例子来讲述功率 MOSFET 与 IGBT 的驱动电路设计所需要注意的事项。

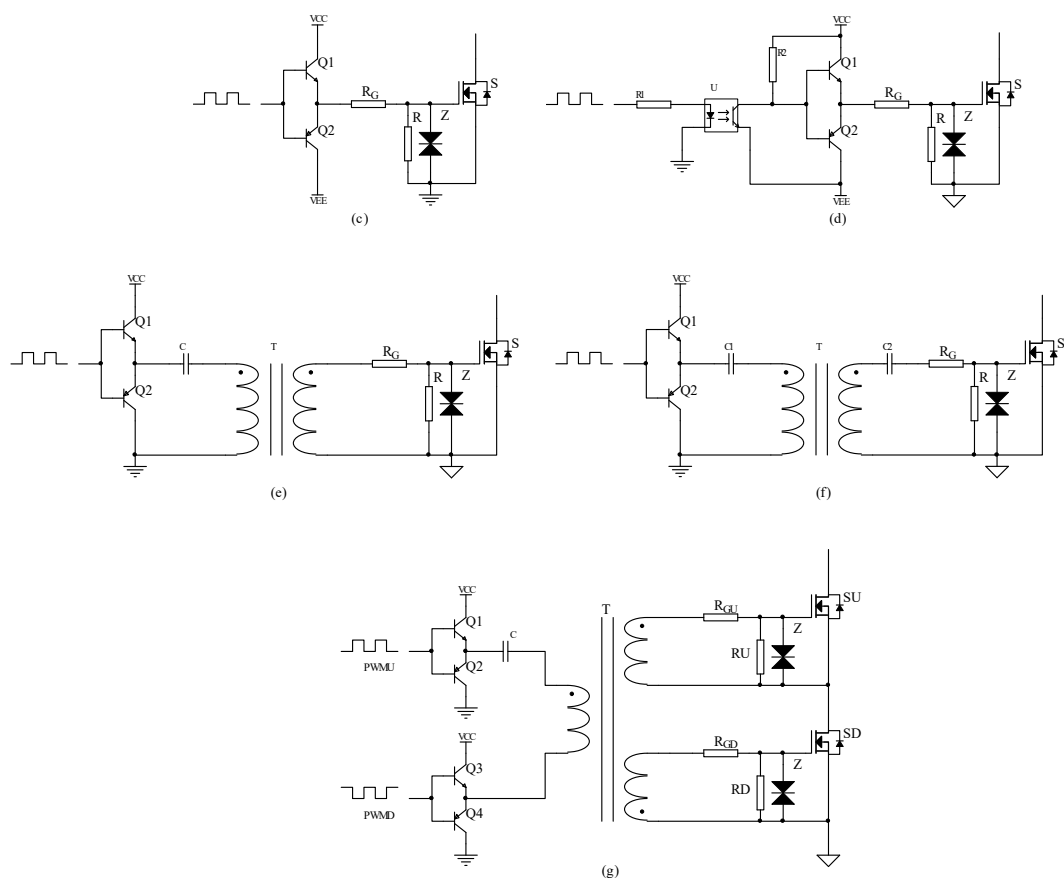
3.4.1 功率 MOSFET 的驱动电路

如图 3.11(a)所示为小功率场合常用的不带隔离的驱动电路，控制信号使 Q1、Q2 轮流导通，以此通过栅极电阻 R_G 驱动功率 MOSFET，这种驱动电路极为简单，在不需要隔离的小功率的电源电路中经常使用。

带隔离的驱动电路主要为光耦隔离与变压器隔离，如图 3.11(b)所示为一种光耦隔离的功率 MOSFET 驱动电路，控制信号在进入 Q1、Q2 之前，先经过光耦 U 隔离了，这种驱动电路要求电源 VCC 与控制信号隔离，适合用于驱动高压端功率 MOSFET。

前面两种驱动电路，功率 MOSFET 关断时，栅源电压接近于零，容易受到电路中其他信号的干扰而产生较大的跳变，严重时可能导致功率 MOSFET 误开通，因此更多的情况是采用带负压的驱动电路，这种电路需要多一个负电源 VEE，如图 3.11(c)、(d)所示。如图 3.11(e)所示采用变压器隔离驱动电路，则不需要增加单独的电源就能实现控制电路与功率 MOSFET 栅极驱动电路的隔离，且功率 MOSFET 关断时栅极为负压，但在占空比较大时，脉冲变压器 T 的次级电压幅值将变得比较小，所以它只适合占空比较小的场合，图 3.11(f)为其改进电路，在次级输出端串联一个电容 C2，可保证电压幅值在占空比全范围内均保持稳定。如图 3.11(g)所示为适用于桥式电路的变压器隔离驱动电路的，它通过变压器的两个次级绕组来分别驱动 SU 与 SD。此外，自举式驱动电路也适合用于桥式电路，这里不作描述，读者可自行查阅相关资料了解。





(a) 不带隔离的驱动电路 (b) 采用光耦隔离的驱动电路 (c) 带负压输出不带隔离的驱动电路
(d) 带负压输出光耦隔离的驱动电路 (e) 变压器隔离驱动电路 (f) 改进的变压器隔离驱动电路
(g) 适合桥式电路的变压器隔离驱动电路

图 3.11 功率 MOSFET 常用的驱动电路

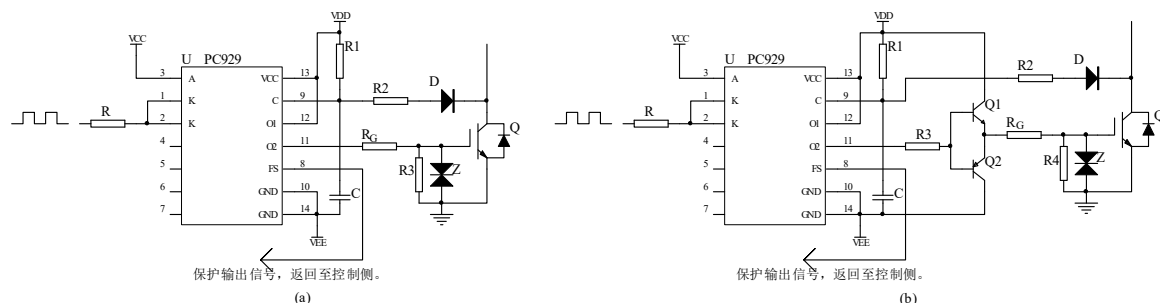
从上述的几种驱动电路中，不难发现与功率 MOSFET 的栅极相连接的元器件包括栅极电阻 R_G ，栅源间电阻 R 与稳压管 Z 。在开关过程中，栅极电阻 R_G 用于限制给功率 MOSFET 输入电容充电时的峰值电流，其大小会影响功率 MOSFET 的开关速度， R_G 小时，开关速度快，反之开关速度慢，一般 R_G 在十几欧至几十欧，应根据实际需要选择其大小。功率 MOSFET 本身的特性决定了栅源极之间不可开路，否则上电后功率 MOSFET 将极易被击穿，因此用电阻 R 连接其栅源极；稳压管则用于保证工作时，栅源极间电压不会因干扰等因素而出现过压的情况，避免击穿其栅源极。

实际上，在中等功率、大功率等场合，通常会用到专门的功率 MOSFET 驱动芯片，其原理大多跟上述的电路相似，常用的功率 MOSFET 驱动芯片有 TC4424、UC3724 等。

3.4.2 IGBT 的驱动电路

由于 IGBT 自身结构的原因，在集电极电流达到一个临界值后，将产生静态擎住效应（请读者参考相关文献），使栅极失去控制作用。在关断的动态过程中也容易产生动态擎住效应，同样会导致栅极的控制作用失效，为避免这种失效现象，应给 IGBT 的栅射极间施加负压。

由于 IGBT 的输入特性与功率 MOSFET 的输入特性非常相似，输入阻抗均呈容性，都属电压驱动，都具有一定的开启电压，因而两者驱动原理相同，图 3.11(c)、(d)、(e)、(f)、(g) 的电路均是负压驱动电路，可用于驱动 IGBT。在中等功率、大功率场合，较多采用 IGBT 驱动芯片来实现驱动电路，如 HCPL316J, PC929 等。图 3.12 给出了 PC929 组成的 IGBT 驱动电路。图 3.12(a) 所示电路中，控制信号输入端电源 VCC 与驱动端电源 VDD 及 VEE 隔离，PC929 输出侧参考地 10、14 脚接负电源 VEE，11 脚为图腾柱中点，输出经 R_G 后直接驱动 IGBT；PC929 的第 9 脚为过流检测输入端，通过电阻 R2 与二极管 D 连接至 IGBT 的集电极，用于检测 IGBT 的集射极电压，通态下，该引脚的电压随 IGBT 集射电压升高而升高，从 IGBT 的输出特性曲线可知，在饱和区时，集电极 IC 电流增大时集射电压 UCE 升高，所以 PC929 第 9 脚电压变化实际上反映的是 IGBT 的集电极电流变化，当发生过流时，该引脚电压被抬高至保护阈值，PC929 内部保护生效，将关闭输出，同时第 8 脚（内部集电极开路）将被拉至 VEE，控制侧可通过检测该引脚的信号来获取过流保护生效的信息。PC929 的 O2 输出（11 脚）带载能力并不强，若要求较大的驱动能力，可采用如图 3.12(b) 所示的电路，O2 输出不直接驱动 IGBT，而是用于驱动 Q1、Q2 组成的图腾柱，然后再经 R_G 驱动 IGBT，Q1、Q2 的最大电流可根据驱动电流要求来选择。



(a) 直接采用 PC929 的驱动电路 (b) 输出级接图腾柱的驱动电路

3.12 采用 PC929 的 IGBT 驱动电路

前面已经提到 IGBT 为压控型器件，在其栅射极施加电压达到阈值后即可开通，此

时栅极无电流通过，由于 IGBT 的极间电容的存在，在开关的过程中，则需要通过栅极电阻 R_G 给栅射电容 C_{GE} 、栅集电容 C_{GC} 充（放）电，充电（放电）的速度直接影响 IGBT 的开关速度。实际应用中，既要保证 IGBT 快速开通（关断）以降低开关损耗，又要尽量控制开关时电压、电流快速变化引起的干扰强度，因此选择适合的栅极电阻 R_G 的值颇为重要，根据不同电流等级的 IGBT，可选择 R_G 在几欧至几十欧，应根据实际情况决定。

3.5 常用缓冲电路

功率器件的开通或关断时，其电压或电流在短时间内发生很大的变化，产生较高的 du/dt 或 di/dt ，严重时产生过压或过流从而损坏器件。在电源电路中，常采用缓冲电路来抑制 du/dt 或 di/dt 。缓冲电路可分为关断缓冲电路与开通缓冲电路；关断缓冲电路用于吸收器件关断时产生的过电压，抑制 du/dt ，减小关断损耗；开通缓冲电路用于吸收器件开通时产生的过电流，抑制 di/dt 。缓冲电路有诸多实现形式，本节只讲述电源电路中较常见 RC 缓冲电路与 RCD 缓冲电路。

3.5.1 RC 缓冲电路

电源电路过压往往发生在器件关断时，由于电路与器件的杂散电感 L_S 与过高的 du/dt 一起作用于器件，从而产生很高的关断电压尖峰，且 L_S 越大，产生的电压尖峰越高。如图 3.13(a)所示在器件两端（如功率 MOSFET 的 D、S 端，IGBT 的 C、E 端）增加 RC 缓冲电路，适当选择电阻与电容的参数，可使电压尖峰得到有效抑制，如图 3.13(b)所示。

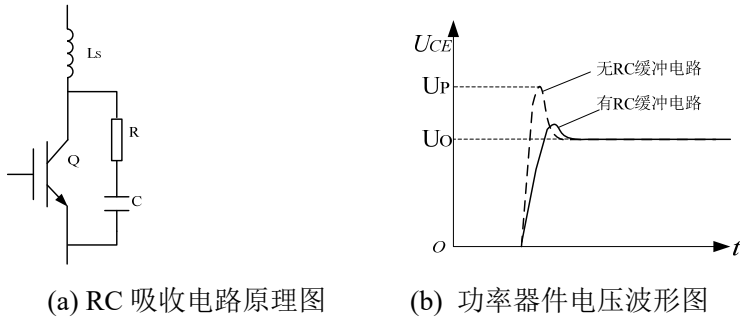


图 3.13 RC 吸收电路与功率器件电压波形图

该缓冲电路的电容值需要根据杂散电感 L_S 与增加缓冲电路后期期望的尖峰电压 U_P 来确定，若要求吸收后的尖峰电压 U_P 一定，则 L_S 越大，所需要的电容值就越大。在开

关过程中通过电阻对电容充放电，因此电阻阻值的选择应遵循对电容快速充电的原则，一般要求关断时，电容电压充至器件关断时理想电压 U_o 的时间应小于开关周期的 $1/20$ ，即 RC 时间常数 ($R \times C$) 小于 $1/20$ 开关周期；电阻对电容充放电过程中，其消耗能量为 $E = C \times U_o^2 / 2$ ，因此电阻功率的选择可按其对电容充放电所损耗的能量与工作频率来计算，即 $P_R = 2 \times f_s \times E = C \times U_o^2 \times f_s$ ，实际取值应比计算结果略大。

器件关断后，电容 C 电压充至 U_o ；在开通时，电容 C 通过电阻 R 放电，其电压在很短时间内降至接近于零，这个过程中通过器件的电流为原主电路中电流与电容放电电流之和，可见 RC 缓冲电路增加了器件开通时的电流应力，相同条件下，电阻 R 取值越小，器件的电流应力越大，采用 RCD 吸收电路，可以使这一不足得以改善。

3.5.2 RCD 吸收电路

如图 3.14 所示，快速恢复二极管 D 与电阻并联后，与电容 C 串联组成充放电型 RCD 缓冲电路。前面提到，在 RC 缓冲电路中，电阻 R 越小，器件开通时的电流应力越大，因此要减小器件的电流应力，应使电阻 R 取值加大，但若电阻 R 取值过大，在器件关断时电容 C 电压上升时间变长，会使关断损耗加大。 RCD 缓冲电路解决了这一矛盾，器件关断时通过快速恢复二极管 D 对电容 C 充电，电容 C 电压上升快，且无能量损耗；在器件开通时，通过电阻 R 对电容 C 放电，可适当将电阻值取大，使得电容放电电流变小，以减小器件开通时的电流应力。

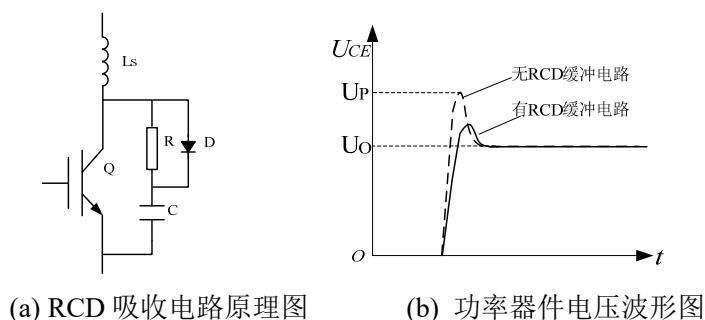


图 3.14 RCD 吸收电路与功率器件电压波形图

RC 缓冲电路较适合于小功率场合，而 RCD 缓冲电路则适合用于中等功率、大功率的场合，但无论是 RC 缓冲电路还是 RCD 缓冲电路，都应尽量减小电路布产生的杂散电感，电阻可用多个并联的方式以减小其杂散电感，应采用无感结构的吸收电容。

第 4 章 Buck 变换器

4.1 Buck 变换器基本原理

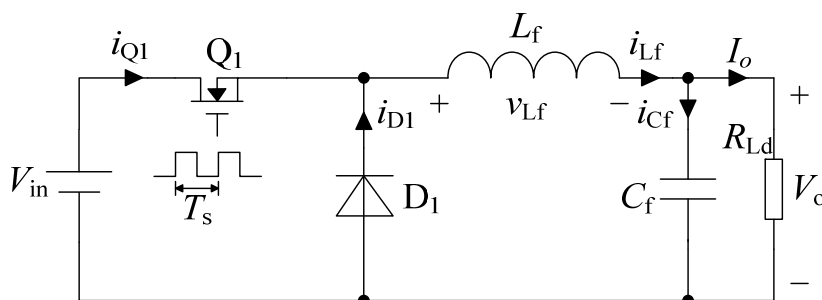


图 4.1 Buck 变换器

降压式 (Buck) 变换器是一种输出电压等于或小于输入电压的单管非隔离直流变换器。图 4.1 给出了 Buck 变换器原理图，电路由开关管 Q_1 、二极管 D_1 ，输出滤波电感 L_f 和输出滤波电容 C_f 构成。其中 L_f 是输出滤波电感，它的作用是在控制开关 Q_1 开通期间 T_{on} 对流过电感的电流 i_{Lf} 转化成磁能进行能量存储，然后在控制开关管 Q_1 关断期间 T_{off} 把磁能转化成电流 i_{Lf} 继续向负载 R_{Ld} 提供能量输出； C_f 是储能滤波电容，它的作用是在控制开关 Q_1 开通期间 T_{on} 把流过储能电感 L_f 的部分电流转化成电荷进行存储，然后在控制开关 Q_1 关断期间 T_{off} 把电荷转化成电流继续向负载 R_{Ld} 提供能量输出； D_1 主要功能是续流作用，故称它为续流二极管，其作用是在控制开关关断期间 T_{off} ，给储能电感 L_f 释放能量提供电流通路。

根据输出滤波电感中电流是否连续，Buck 电路可以工作在电流连续模式 (Continuous current mode, CCM) 和电流断续模式 (Discontinuous current mode, DCM)。电感电流连续模式是指输出电感 L_f 的电流总是大于零，电感电流断续是指在开关管关断期间有一段时间 L_f 的电流为零。在这两种工作方式之间有一个工作边界，即在开关管关断区间结束时， L_f 的电流刚好降为零。然而 Buck 变换器虽然能工作在 DCM 模式下，但是其关系将不在简单，而且做其它拓扑结构输出滤波器时会难以优化设计。所以通常 Buck 变换器工作在 CCM 模式下，本文只详细介绍 CCM 模式。

4.1.1 CCM 模式下 Buck 变换器的工作原理

图 4.2 给出了 Buck 变换器工作在 CCM 模式下的主要波形。根据开关管的通断，将

Buck 变换器分为 2 个开关模态，下面分别加以分析。

在分析之前，先作如下假定：

- 1、所用电力电子器件理想，即开关管 Q_1 和续流二极管 D_1 的开通延迟和关断延迟时间为零，通态电压为零，断态漏电流为零；
- 2、在一个开关周期内，输入电压 V_{in} 保持不变；输出滤波电容电压，即输出 V_o 有很小的纹波 ΔV_o ，但可认为基本保持不变，其值为 V_o ；
- 3、电感和电容均为无损耗的理想储能元件；
- 4、不计线路阻抗。

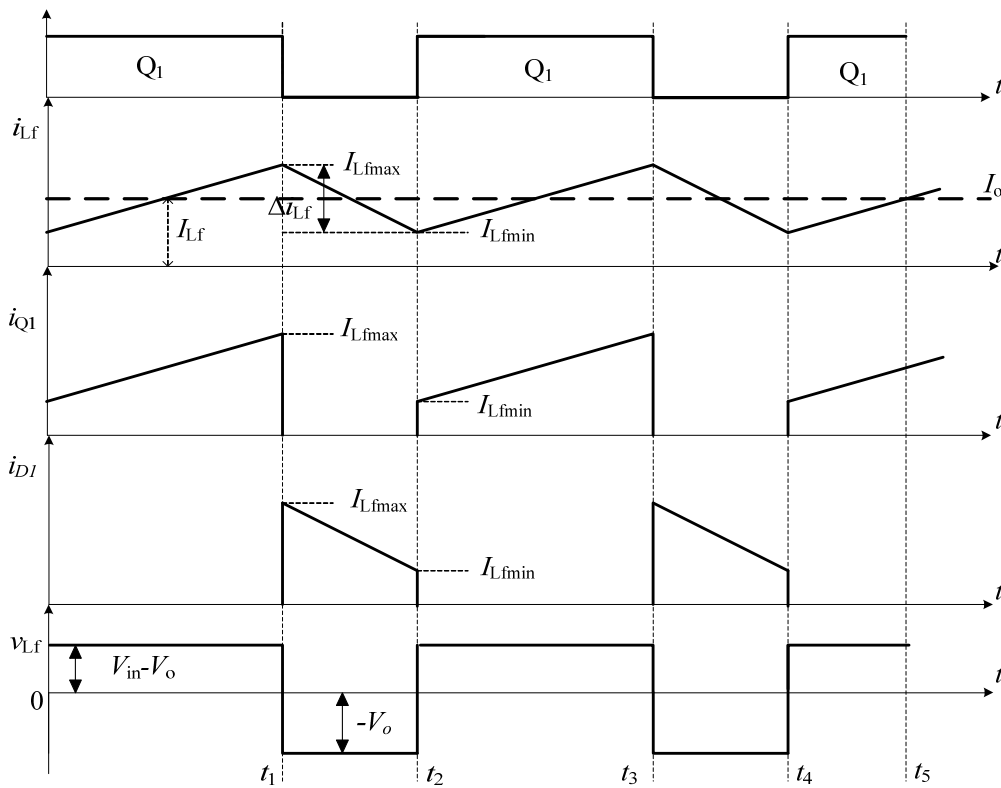


图 4.2 Buck 变换器在 CCM 模式下的主要波形图

(1) 开关模态 1 ($0 \leq t \leq t_1$)

在 $t=0$ 时刻，开关管 Q_1 开通，此过程的等效电路如图 4.3 所示。电源电压 V_{in} 通过 Q_1 加到二极管 D_1 和输出滤波电感 L_f 、输出滤波电容 C_f 上，故 D_1 截止，由于输出滤波电容电压保持不变，因此加在 L_f 上的电压为 $V_{in} - V_o$ 。因为 $V_{in} > V_o$ ，故输出滤波电感电流 i_{Lf} 线性增长。

$$v_{L_f} = L_f \frac{di}{dt} = V_{in} - V_o \quad (4.1)$$

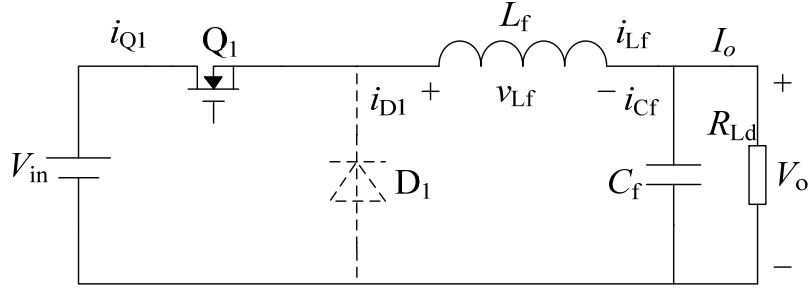


图 4.3 开关模式 1(0≤t≤t₁)

如果电感值 L_f 足够大，在时间 $0 \leq t \leq t_1$ 内，电感电流将从 I_{Lfmin} 线性增长到 I_{Lfmax} ，因此当 $t=t_1$ 时， i_{Lf} 达到最大值 I_{Lfmax} 。在 Q_1 导通期间， i_{Lf} 的增长量 $\Delta I_{Lf(+)}$ 为：

$$\Delta I_{Lf(+)} = \frac{V_{in} - V_o}{L_f} T_{on} = \frac{V_{in} - V_o}{L_f} D T_s \quad (4.2)$$

其中， D 为开关管 PWM 波的占空比， T_s 为开关周期。

因此，在开关管开通过程中，电感处于储能阶段。

(2) 开关模式 2($t_1 \leq t \leq t_2$)

在 $t=t_1$ 时刻，开关管 Q_1 关断，此过程的等效电路如图 4.4 所示。开关管关断瞬间，由于电感电流 i_{Lf} 不能突变，所以电感电流仍为开关管 Q 关断前流过的电流 I_{Lfmax} ，而电感电压极性立刻反向，二极管 D_1 正偏导通进行续流，此时加在 L_f 上的电压为 $-V_o$ 。因为 $-V_o$ 小于零，故输出滤波电感电流 i_{Lf} 将线性减小。

$$v_{L_f} = L_f \frac{di}{dt} = -V_o \quad (4.3)$$

如果电感值 L_f 足够大，在时间 $t_1 \leq t \leq t_2$ 内，电感电流 i_{Lf} 将从 I_{Lfmax} 线性减小至到 I_{Lfmin} ，因此当 $t=t_2$ 时， i_{Lf} 达到最小值 I_{Lfmin} 。在 Q_1 关断期间， i_{Lf} 的减小量 $\Delta I_{Lf(-)}$ 为

$$\Delta I_{Lf(-)} = \frac{V_o}{L_f} (T_s - T_{on}) = \frac{V_o}{L_f} (1 - D) T_s \quad (4.4)$$

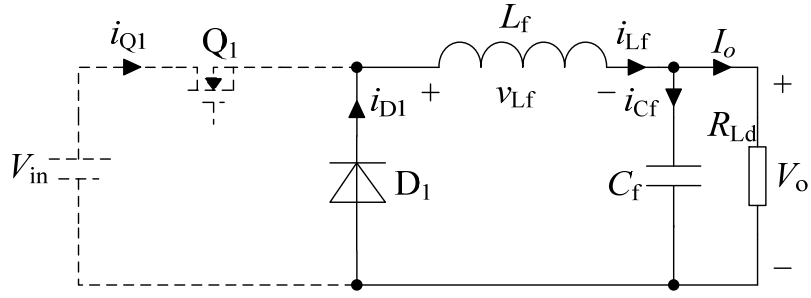


图 4.4 开关模式 2($t_1 \leq t \leq t_2$)

在 $t=t_2$ 时, Q_1 又开通, 开始下一个开关周期。

4.1.2 CCM 模式下 Buck 变换器的基本关系

在 Buck 变换器稳态运行状态下, 电感电流 i_{Lf} 的波形为三角波, 周期性地在 I_{Lfmin} 和 I_{Lfmax} 的范围内变化。 Q_1 开通期间 i_{Lf} 的增长量 $\Delta I_{Lf(+)}$ 等于它在 Q_1 关断期间的减小量 $\Delta I_{Lf(-)}$, 即:

$$\Delta I_{Lf(+)} = \Delta I_{Lf(-)} = \Delta I_{Lf} \quad (4.5)$$

从式(4.4)和(4.2)中可以得到:

$$\frac{V_{in} - V_o}{L_f} D T_s = \frac{V_o}{L_f} (1 - D) T_s \quad (4.6)$$

上式可以简化为:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (4.7)$$

从而电感纹波电流可表示为:

$$\Delta I_{Lf} = \frac{V_{in} - V_o}{L_f} D T_s = \frac{D(1 - D)V_{in}}{L_f f_s} \quad (4.8)$$

因此, 电感电流峰峰值与电感值和频率成反比。根据基尔荷夫电流定律, 电感电流为:

$$i_{Lf} = i_{Cf} + I_o \quad (4.9)$$

稳定工作状态下，输出电容在一个开关周期内充、放电量相同，因此平均电容电流 I_{Cr} 为 0，故 Buck 变换器的平均输出电流 I_o 等于平均电感电流 I_{Lf} ，即：

$$I_o = I_{Lf} = \frac{I_{Lf \min} + I_{Lf \max}}{2} = I_{Lf \min} + \frac{\Delta I_{Lf}}{2} = I_{Lf \max} - \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \quad (4.10)$$

假定变换器的损耗为零，那么输出功率 $P_o = V_o I_o$ 等于输入功率 $P_{in} = V_{in} I_{in}$ ， I_o 和 I_{in} 为变换器的输出平均电流和输入平均电流。考虑式(4.7)，有：

$$\frac{I_{in}}{I_o} = D \quad (4.11)$$

流过开关管 Q_1 和二极管 D_1 的电流平均值 I_{Q1} 和 I_{D1} 分别为：

$$I_{Q1} = \frac{1}{2}(I_{Q1 \max} + I_{Q1 \min})D = I_o D \quad (4.12)$$

$$I_{D1} = \frac{1}{2}(I_{D1 \max} + I_{D1 \min})(1-D) = I_o (1-D) \quad (4.13)$$

从图 4.3 中可知，当 i_{Lf} 大于 I_o 时， i_{cf} 流入电容，给电容充电；当 i_{Lf} 小于 I_o 时， i_{cf} 流出电容，电容放电。若滤波电容 $C_f \rightarrow \infty$ ，则 V_o 为平滑的直流电压。而当 C_f 为有限值时， V_o 有纹波。电容 C_f 在一个开关周期内的充电电荷 ΔQ 为：

$$\Delta Q = I_{Cr} \frac{T}{2} = \frac{\Delta I_{Lf}}{4} \frac{T}{2} = \frac{\Delta I_{Lf}}{8f_s} \quad (4.14)$$

那么输出电压的脉动 ΔV_o 为：

$$\Delta V_o = \Delta V_{cf} = \frac{\Delta Q}{C_f} = \frac{\Delta I_{Lf}}{8f_s C_f} = \frac{V_{in} D(1-D)}{8f_s^2 L_f C_f} \quad (4.15)$$

由此可见，输出纹波电压与 f_s 和 $L_f C_f$ 的乘积成反比。但是上式是在理想电容条件下获得的。实际电容有损耗，即具有等效串联电阻 ESR，这时输出电压脉动的计算公式为：

$$\Delta V_o = ESR \cdot \Delta I_{Lf} = \frac{V_{in} D(1-D)}{L_f f_s} \cdot ESR \quad (4.16)$$

开关管和二极管截止时的外加电压等于输入电压 V_{in} ，即：

$$V_{Q1}=V_{D1}=V_{in} \quad (4.17)$$

4.2 Buck 变换器的参数设计

前面曾提到，目前使用的 Buck 变换器通常是工作在连续导电模式（CCM）。下面将详细介绍 CCM 模式下 Buck 变换器主电路的设计。

4.2.1 性能指标

输入电压： $V_{in}=20\sim 28\text{VDC}$ 。

输出电压 $V_o=9\text{VDC}$ 。

输出电流 $I_o=1\text{A}$ 。

输出纹波电压峰峰值 $V_{rr}<0.06\text{V}$ 。

开关频率 $f_s=100\text{KHz}$ 。

期望效率 $\eta=0.9$ 。

4.2.2 Buck 变换器的主电路设计

（一）占空比 D

根据 Buck 变换器输入输出电压之间的关系式(4.16)及 Buck 变换器的性能指标要求可求得占空比变化范围。

$$D_{\max} = \frac{V_o}{V_{in\min}} = \frac{9\text{V}}{20\text{V}} = 0.45 \quad (4.18)$$

$$D_{\min} = \frac{V_o}{V_{in\max}} = \frac{9\text{V}}{28\text{V}} = 0.32$$

（二）输出滤波电感的选择

因为 Buck 变换器工作在 CCM 模式下，所以电感选择应保证电流到输出最小规定电流 $I_{o(\min)}$ （通常为额定电流的 1/10）时，电感电流也能保证连续。直流电流等于电感电流斜坡峰—峰值 $(I_{Lf\max} - I_{Lf\min})$ 一半时对应临界连续，如图 4.2 所示，则 $I_{o(\min)} = 0.1I_o = (I_{Lf\max} - I_{Lf\min})/2$ 或 $(I_{Lf\max} - I_{Lf\min}) = dI = 0.2I_o$ ，其中 dI 为斜坡幅值， $dI = (V_{in} - V_o)T_{on}/L_f$ ， V_{in} 为 L_f 输入端电压，接近于 V_{in} 。所以

$$L_f = \frac{(V_{in} - V_o)T_{on}}{dI} = \frac{(V_{in} - V_o)T_{on}}{0.2I_o}$$

由于 $T_{on} = V_o T_s / V_{in}$ ，则有：

$$L_f = \frac{5(V_{in} - V_o)V_o T_s}{V_{in} I_o} = 305.36 \mu H \quad (4.19)$$

（三）输出滤波电容的选择

根据一些厂商的产品目录可以认定，对很大范围内不同电压等级的不同容值的常用铝电解电容，其 RC 的值近似为常数，为 $50 \sim 80 \times 10^{-6}$ 。

设定阻性纹波电压 V_r 峰-峰值 $0.06V$ 。则 $0.06 = 0.2I_o R = 0.2R$ ，则 $R = 0.3\Omega$ 。然后根据 RC 的平均值（通常取 65×10^{-6} ）来求得：

$$C_f = \frac{65 \times 10^{-6}}{R} = 216.67 \mu F \quad (4.20)$$

当确定电容容值后，验算容性纹波 V_{Cr} 。从导通时段中点到关断是段中点的半个周期（ $5\mu s$ ）内，纹波电流为正。该三角波电流的平均值 I 为 $0.2I_o/4 = 0.05A$ 。所以此时平均电流在 C_f 上产生的纹波电压为

$$V_{Cr} = \frac{It}{C_f} = \frac{0.05 \times 5 \times 10^{-6}}{216.67 \times 10^{-6}} = 1.15 mV \quad (4.21)$$

由此可知， I_o 线下的纹波电流将产生另外的 $1.15mV$ 的纹波电压，使整个容性纹波电压峰-峰值为 $62.3mV$ 。然而此时，电容造成的电压纹波远比 ESR 电阻 R 造成的电压纹波小，因此可以忽略。故取 $220\mu F/35V$ 的铝电解电容即可。

（四）选择功率开关管 Q_1

功率开关管选用 P 沟道的功率 MOSFET，其峰值电压等于最大的输入电压。采用 50% 的安全裕量。

$$V_{DS} = 1.5 \times 28V = 42V$$

MOSFET 电流的最大有效值取决于最大占空比，因而 MOSFET 电流额定值是 $I_{Q1} \approx I_o \times D_{max} = 0.45A$ 。

通常选择 MOSFET 的额定电流为上述电流的三倍，是开关时器件电阻的损耗最小。实际设计中，选择 Supertex 的 VN3205N8 额定电压为 $50V$ ，额定电流为 $1.5A$ 。

（五）选择续流二极管 D_1

为了减小导通损耗和开关损耗，续流二极管要选择肖特基二极管，这种二极管在电流较大时，其导通压降较小，减少了损耗。

二极管峰值电压与 MOSFET 的相等，即 $V_{\text{diode}}=V_{\text{DS}}=42\text{V}$ 。

在最恶劣的情况下（占空比最小），二极管电流的平均值是

$$I_{D1} = (1 - D_{\min}) I_o = 0.68\text{A}$$

实际中，选择额定电压为 50V，额定电流为 1A 的肖特基二极管 SF101。

4.3 Buck 变换器仿真

4.3.1 开环仿真

为了验证 Buck 变换器的工作原理，使用 Saber2007 仿真软件对 Buck 变换器进行开环仿真，其性能指标与 4.2 节一样，这里不再列出。仿真所用的主要参数如下所示：

- 输入电压： $V_{\text{in}}=20\text{V}$ 。
- 滤波电感： $L_f=305\mu\text{H}$ 。
- 滤波电容： $C_f=220\mu\text{F}$ 。
- 脉冲信号低电平： $V_1 = -1\text{V}$ 。
- 脉冲信号高电平： $V_2=12\text{V}$ 。
- 脉冲宽度： $\text{PW}=4.7\mu\text{s}$ 。
- 开关周期： $\text{PER}=10\mu\text{s}$ 。
- 开关管 Q_1 ： IRF120。
- 续流二极管 D_1 ： MUR105。

其仿真模型如图 4.5 所示，为了验证计算的准确性，观察在最低输入电压（ $V_{\text{in}}=20\text{V}$ ），最大负载（ $R_{\text{Ld}}=9\Omega$ ）情况下，变换器的工作情况。其中 R_g 为驱动电阻， R_1 为 MOSFET 管结电容的放电电阻。

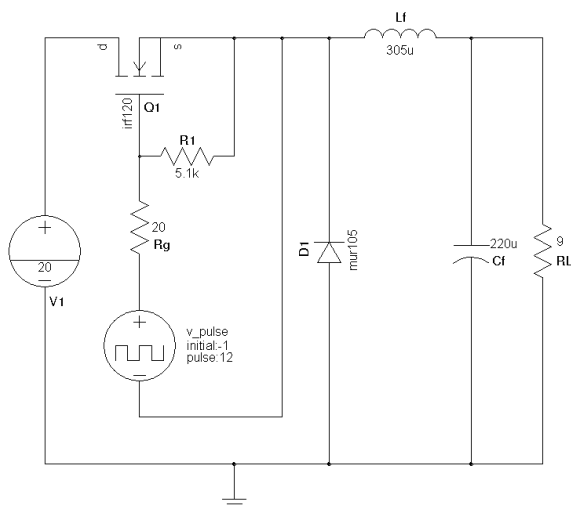


图 4.5 Buck 开环仿真模型

图 4.6 从上到下波形依次为开关管驱动波形、开关管 V_{ds} 电压 V_{ds} 波形、输出滤波电感的电流 i_{Lf} 波形、续流二极管电流 i_{D1} 波形。变换器稳定工作时，开关管开通期间， i_{Lf} 线性上升，电感充电，续流二极管 D_1 不导通；开关管关闭期间， i_{Lf} 下降， D_1 导通，稳定工作时，输出滤波电感的电流波形是在 0A 电流线之上，即 Buck 变换器工作于 CCM 模式下。

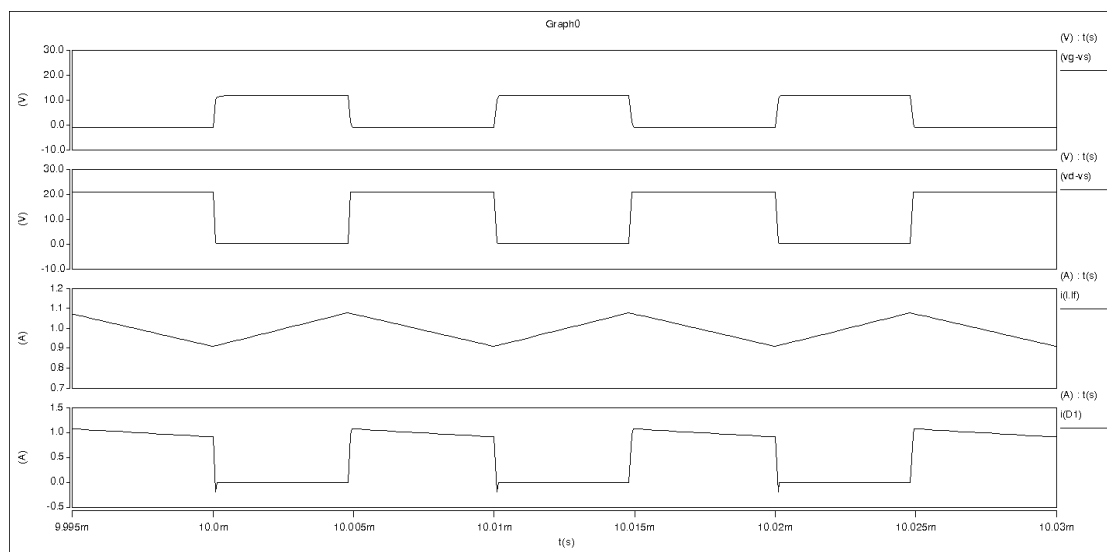


图 4.6 Buck 开环仿真电路关键电压及电流波形

图 4.7 给出了输出电压波形，从中可看出该变换器的输出电压稳定在 9.07V。

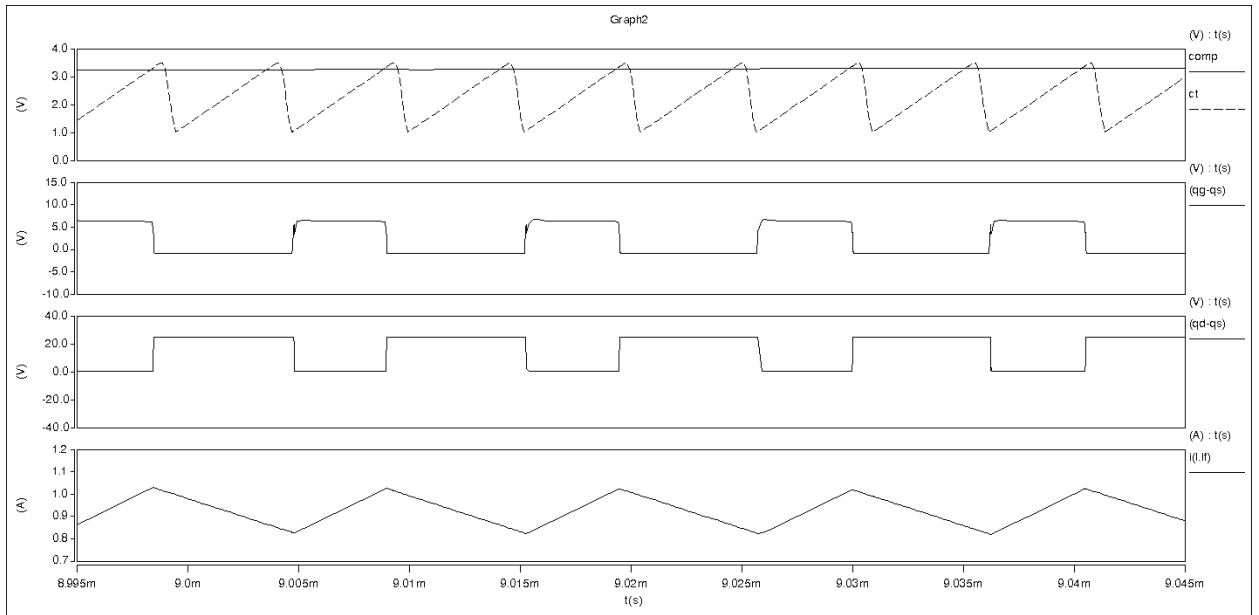


图 4.9 Buck 变换器闭环仿真关键点的输出波形

图 4.9 给出了 Buck 变换器关键点的输出波形，从上到下依次为 SG3525 振荡引脚 ct 的波形及 SG3525 内部误差放大器输出电压 comp 波形、开关管 Q_1 的驱动波形、开关管 DS 电压 V_{ds} 两端波形、输出滤波电感电流 i_{Lf} 。从图中可以看出，ct 电压值与 comp 电压值进行比较，输出一个脉宽可变的 PWM 脉冲。

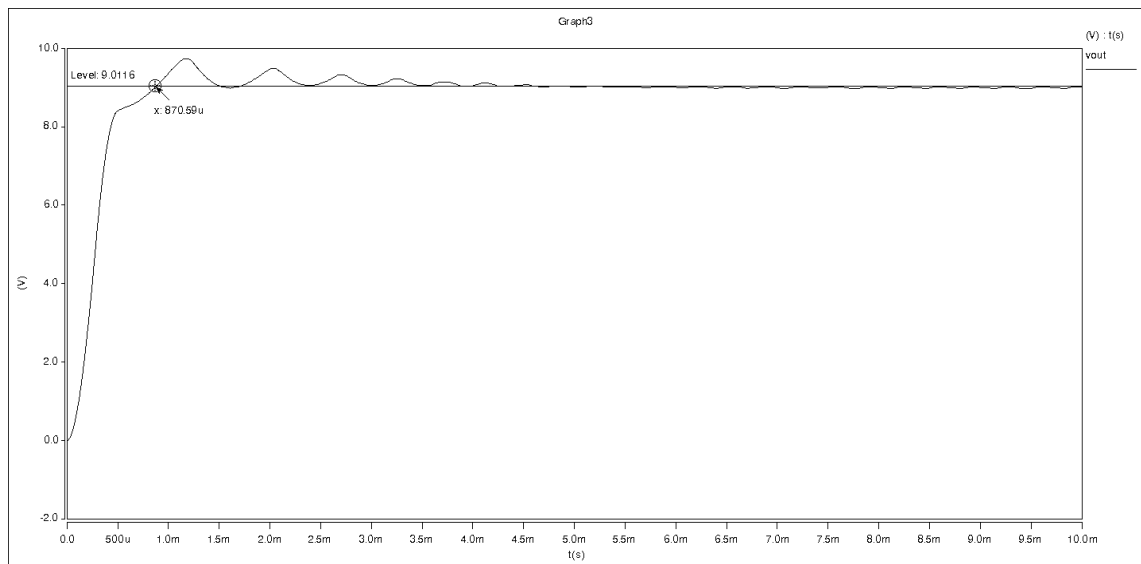


图 4.10 Buck 变换器闭环仿真输出电压波形

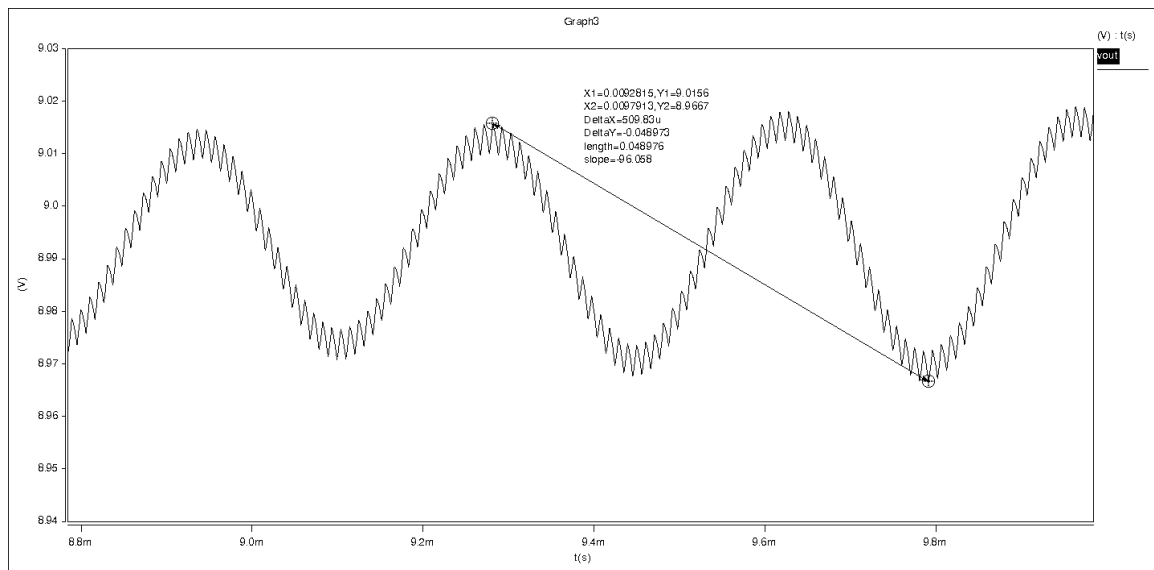


图 4.11 Buck 变换器闭环仿真输出电压纹波

从闭环仿真结果图 4.10 和图 4.11 来看，输出电压能稳定地控制在 9.01V，输出电压纹波为 0.049V，纹波小于 1%，达到了预期的效果。

第 5 章 Boost 变换器

5.1 Boost 变换器基本原理

图 5.1 所示的 Boost 变换器是将较低的、未调整过的输入电压调整为较高的、符合要求的输出电压,一般称为升压变换器。

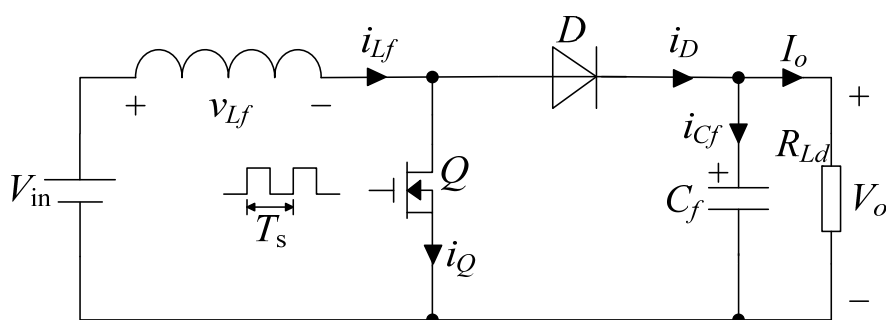


图 5.1 Boost 变换器拓扑

它的工作状态简单描述如下:

开关管 Q 导通时, 电源给电感提供能量, 负载由电容 C_f 提供能量。所以电容 C_f 的容量应该足够大。

开关管 Q 关断时, 电源、电感向负载提供能量, 并且向电容 C_f 补充开关管 Q 导通时提供给负载的能量, 这时候 C_f 的两端电压 V_o 高于 V_{in} 。

输出电压的调整是通过负反馈环控制开关管 Q 的导通时间实现的。若直流负载电流上升, 则导通时间会自动增加, 为负载提供更多能量。若 V_{in} 下降而 T_{on} 不变, 则峰值电流即 L_f 的储能会下降, 导致输出电压下降, 但负反馈环会检测到电压的下降, 并通过增大 T_{on} 来维持输出电压恒定。

Boost 变换器有两个非常不同的工作方式, 这两个工作模式与电感的状态条件有关。如果一个周期结束时, 电感电流已降为零, 则工作于不连续模式; 如果一个周期结束时, 电感电流没有降到零, 则工作于连续模式。

当介绍 Boost 开关变换器时, 输出滤波电容一般不包含在变换器的分析中。因此, 开关变换器的输出电流不是输出到负载的直流电流, 而是输入到输出电容和负载的合成电流, 输出电容和负载是并联的。

5.1.1 Boost 变换器的连续工作模式

5.1.1.1 工作原理

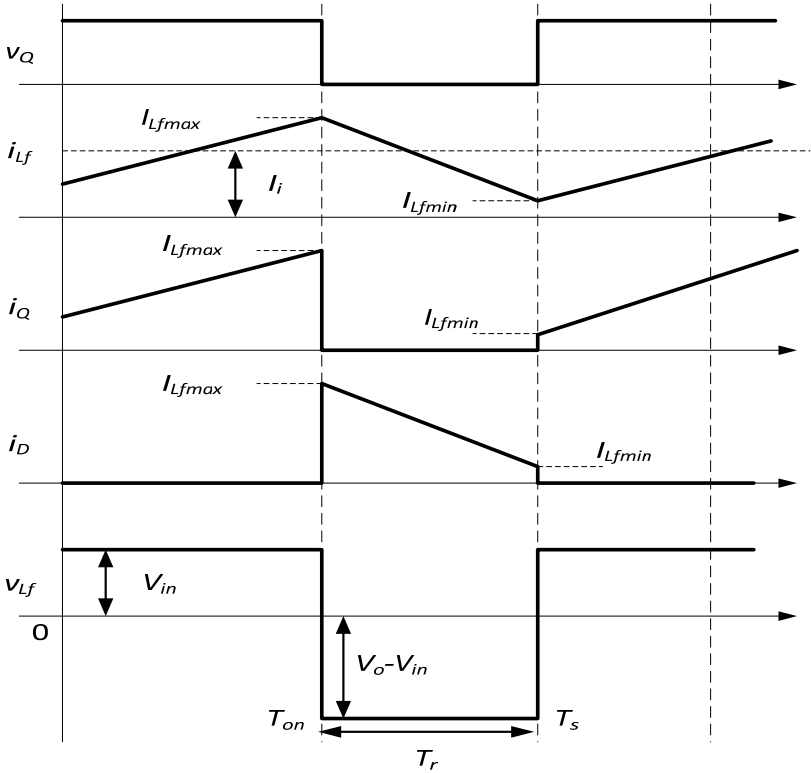


图 5.2 电感电流连续

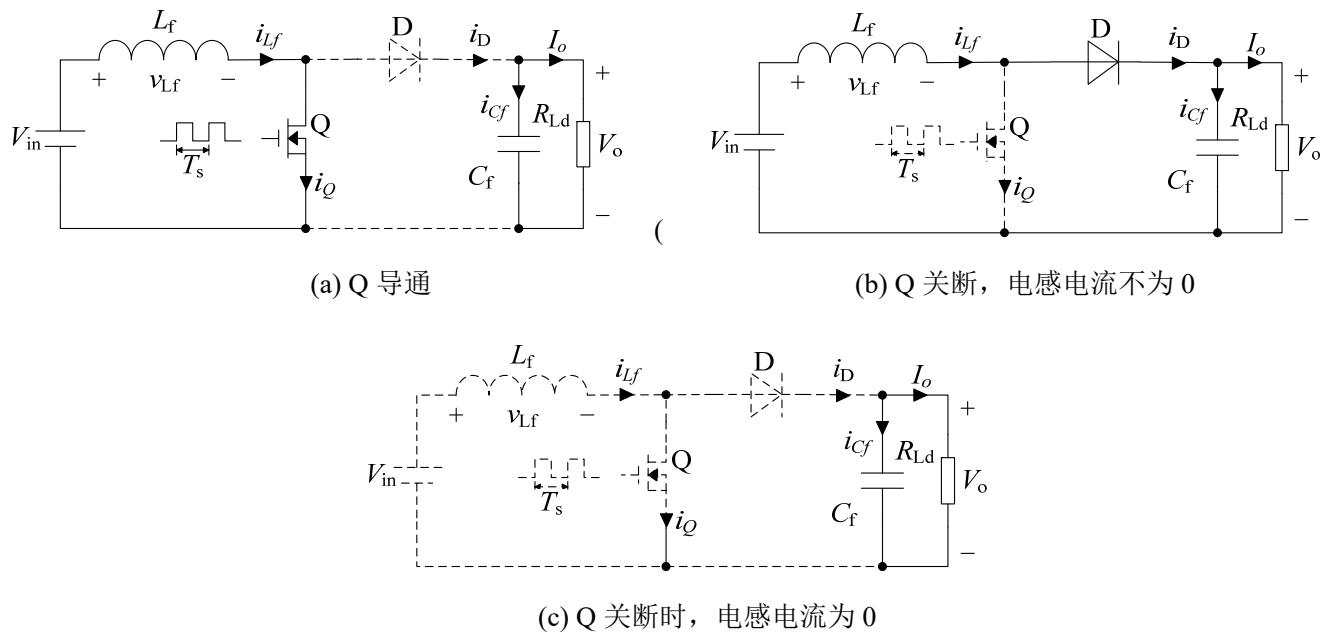


图 5.3 不同开关模式下的等效电路

若 Q 在下次导通之前，流过 D 的电流还未下降到零，则由于电感电流不能突变，Q 下次导通时的电流上升会有一个阶梯。Q 和 D 上的电流将呈阶梯斜坡形状，如图 5.2 所示。此时电路工作于连续模式，因为在一个工作周期里电感电流始终大于零。

反馈理论认为，连续工作模式时，Boost 电路的传递函数存在右半平面零点。假设反馈环能控制输出电压恒定，则当 V_{in} 或 R_{Ld} 减小时，反馈环会增加 Q 的导通时间 T_{on} ，以保持输出电压恒定。必须注意的是，导通时间增加的直接影响是使关断时间减小，因为一周期的时间是固定的。因为 D 只有在 Q 关断期间才导通（而且导通时间减小），平均输出电流开始减小，而不是增大。因此，当我们试图增加输出电流时，这个直接影响将减小输出电流，这需要经过几个周期电感电流的增加来慢慢使它调整。

1、开关模态 1 $[0, T_{on}]$ [参考图 5.2 和图 5.3(a)]

在 $t=0$ 时，开关管 Q 导通，电源电压 V_{in} 全部加到升压电感 L_f 上，电感电流 i_{Lf} 线性增长

二极管 D 截止，负载由滤波电容 C_f 供电。这时候，

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = V_{in} \quad (5.1)$$

当 $t=T_{on}$ 时， i_{Lf} 达到最大值 I_{Lfmax} 。在二极管导通前， i_{Lf} 的增长量 $\Delta i_{Lf(+)}$ 为：

$$\Delta i_{Lf(+)} = \frac{V_{in}}{L_f} T_{on} = \frac{V_{in}}{L_f} \cdot T_s \cdot D \quad (5.2)$$

2、开关模态 2 $[T_{on}, T_s]$ [参考图 5.2 和图 5.3(b)]

在 $t= T_{on}$ 时刻，Q 关断， i_{Lf} 通过二极管 D 向输出侧流动，电源功率和电感 L_f 储存的能量向负载和电容 C_f 转移，给 C_f 充电。此时，加在 L_f 上的电压为 $(V_{in}-V_o)$ ，因为 $(V_{in}<V_o)$ ，所以 i_{Lf} 线性减小。由伏秒守恒得：

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = V_{in} - V_o \quad (5.3)$$

当 $t=T_s$ 时， i_{Lf} 达到最小值 I_{Lfmin} 。在二极管 D 截止前， i_{Lf} 的减小量 $\Delta i_{Lf(-)}$ 为：

$$\Delta i_{Lf(-)} = \frac{V_o - V_{in}}{L_f} (T_s - T_{on}) = \frac{V_o - V_{in}}{L_f} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (5.4)$$

当 $t=T_s$ 时，二极管 Q 又导通，开始另一个开关周期。

5.1.1.2 基本关系

工作在稳定状态时，由伏秒守恒可知，二极管 Q 导通期间电感电流的增长量 $\Delta i_{L(+)}$ 等于它在 Q 截止期间的减少量 $\Delta i_{L(-)}$ 。所以有

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (5.5)$$

在一个开关周期中，电感 L_f 有一个能量储存和一个能量释放的过程，也就是说必然会有能量通过负载端。所以，如果变换器没有接负载，那么这部分能量留在电路中，必然会使输出电压 V_o 不断升高，最后导致变换器损坏。

若 Boost 变换器的损耗可忽略，则有：

$$\frac{I_o}{I_{in}} = 1-D \quad (5.6)$$

式中， I_o 和 I_{in} 分别为变换器输出电流和输入电流平均值。通过二极管 D 的电流平均值 I_D 等于负载电流 I_o ：

$$I_D = I_o \quad (5.7)$$

通过 Q 和 D 的电流最大值 I_{Qmax} 和 I_{Dmax} 与电感电流最大值 I_{Lfmax} 相等，即：

$$I_{Qmax} = I_{Dmax} = I_{Lfmax} = I_{in} + \frac{1}{2} \Delta i_{Lf} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{(1-D)DV_o}{2L_f f_s} \quad (5.8)$$

Q 和 D 分别截止时加在它们上的电压 V_Q 和 V_D 均为输出电压 V_o ，即：

$$V_Q = V_D = V_o \quad (5.9)$$

输出电压脉动 ΔV_o 等于开关管 Q 导通期间电容 C_f 的电压变化量。若此变化量很小，则 ΔV_o 可由下式确定：

$$\Delta V_o = \frac{D}{C_f f_s} I_o \quad (5.10)$$

5.1.2 Boost 变换器的不连续工作模式

若 Q 在下次导通之前，流过 D 的电流已下降到零，则认为上次 Q 导通时存储于 L_f 的能量已释放完毕，此时电路工作于不连续模式，如图 5.4 所示。

在不连续模式中，电感和 D 的电流有一段时间为零。也就是能量传递期间和能量存储期间有一小段时间间隙。这个时间死区对电源系统运行特性非常重要，它在连续工作模式下不会存在。小时间死区裕量允许导通时间增加而不减小关断时间（在有限的裕

量内)，所以前面遇到的问题在这里不会发生，假设这个裕量足够大以满足脉冲宽度调节。

当负载电流增加， V_{in} 或 R_{Ld} 持续减小，则可能使 T_{on} 增大，到下次导通之前 Q 和 D 仍未降到零，如图 5.2 和图 5.4，此时电路由不连续模式进入连续工作模式。

5.1.2.1 工作原理

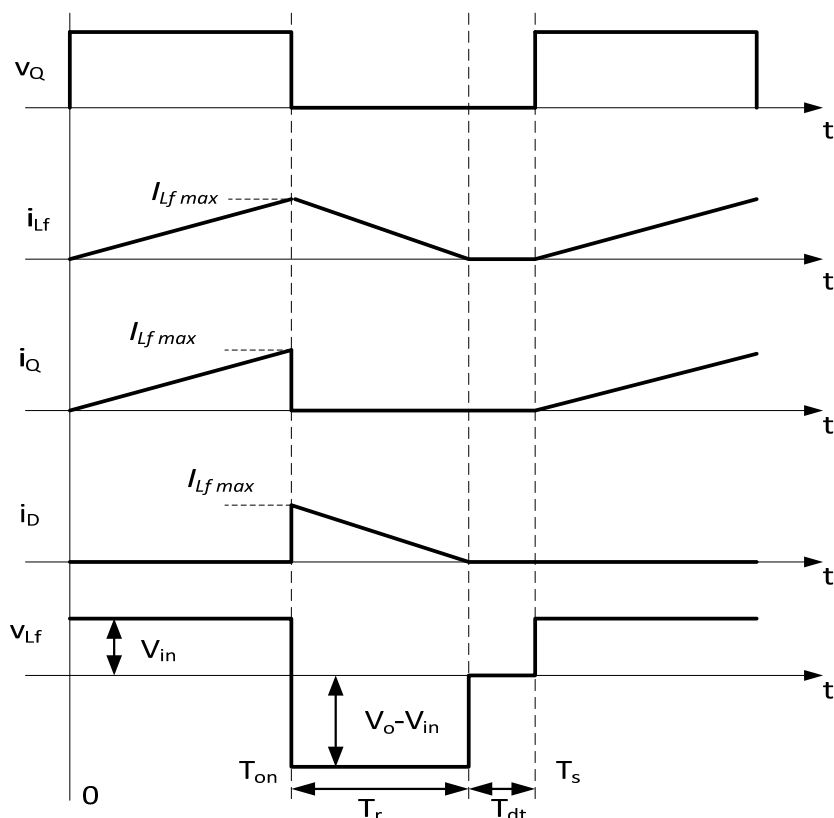


图 5.4 电感电流断续

在断续工作模式下，在一个周期结束时候，电感电流下降为零，电感的能量在开关管 Q 关闭时候完全传递给输出端。

Boost 变换器在断续工作模式中，包括三种开关模态：

Q 导通， i_{Lf} 自零增长到 $I_{Lf max}$ ；

Q 关断，二极管 D 续流， i_{Lf} 自 $I_{Lf max}$ 下降到零；

Q 和 D 均截止，在此期间 i_{Lf} 保持为零，负载由输出滤波电容供电，直到下一周期 Q 开通后又增长。

1、开关模态 1 $[0, T_{on}]$ [参考图 5.4 和图 5.3(a)]

稳定状态下，一个开关周期开始时，开关管 Q 导通，电源电压 V_{in} 全部加在电感

L_f 上，电感电流 i_{L_f} 线性增长。此时，二极管 D 截止，由滤波电容 C_f 向负载供电。

在 Q 导通期间， L_f 的电流线性上升达到峰值， i_{L_f} 的增长量 $\Delta i_{L_f(+)}$ 为：

$$\Delta i_{L_f(+)} = I_{L_f \max} = \frac{V_{in}}{L_f} T_{on} = \frac{V_{in}}{L_f} \cdot D \cdot T_s \quad (5.11)$$

2、开关模态 2 $[T_{on}, T_{on} + T_r]$ [参考图 5.4 和图 5.3(b)]

Q 截止后，二极管 D 续流， i_{L_f} 线性下降，并且在 $T_{on} + T_r$ 时刻下降到零，即：

$$\Delta i_{L_f(-)} = \frac{V_o - V_{in}}{L_f} T_r = \frac{V_o - V_{in}}{L_f} \cdot \Delta D \cdot T_s \quad (5.12)$$

式中 $\Delta D = T_r / T_s$ ，电感电流断续时 $\Delta D < (1 - D)$ 。

3、开关模态 3 $[T_{on} + T_r, T_s]$ [参考图 5.4 和图 5.3(c)]

这段时间内，开关管 Q 和二极管 D 都截止，负载由电容 C_f 供电。由于电容 C_f 的电容值很大，在此过程中可以认为 V_o 是不变的。

5.1.2.2 基本关系

由式子(5.11)和(5.12)可以得到：

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{T_{on} + T_r}{T_s} \quad (5.13)$$

如果忽略变换器的损耗，则有：

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{T_r}{T_{on} + T_r} \quad (5.14)$$

变换器输入电流 I_{in} 等于电感电流平均值 I_{L_f} ，所以：

$$I_{in} = I_{L_f} = \frac{1}{2} I_{L_f \max} \frac{T_{on} + T_r}{T_s} \quad (5.15)$$

$$I_o = \frac{1}{2} I_{L_f \max} \frac{T_r}{T_s} = \frac{V_o}{R_o} \quad (5.16)$$

上式就是在电感电流断续时，输出电压 V_o 、输入电压 V_{in} 、负载电流 I_o 和占空比 D_y 之间的关系式。在求得占空比 D_y 之后，就能求得流过开关管的电流平均值 I_Q 与最大值 $I_{Q \max}$ 。电感电流的平均值 $I_{L_f} = I_{in}$ 还有最大值，以及二极管电流的平均值和最大值：

$$I_Q = I_D = \frac{1}{2} I_{L_f \max} D \quad (5.17)$$

$$I_{Q_{\max}} = I_{D_{\max}} = I_{L_f \max} \quad (5.18)$$

当 Q 导通时， L_f 的电流线性上升到峰值 $I_{L_f \max} = V_{in} T_{on} / L_f$ 。因此能量储存在电感中，导通期间结束时，存储的能量为：

$$E = \frac{1}{2} L_f (I_{L_f \max})^2 \quad (5.19)$$

式中，E 的单位为焦耳，电感 L_f 的单位为亨， $I_{L_f \max}$ 的单位为安培。

一定时间 T_s 内，输送到负载的能量 E 称为功率。若 E 的单位为焦耳， T_s 的单位为秒，则功率的单位为瓦特。所以如果每周期一次性地将式 (5.19) 确定的所以能量传递到负载，则从电感传递到负载的功率就（假设传递效率为 100%）就有：

$$P_L = \frac{\frac{1}{2} L_f (I_{L_f \max})^2}{T_s} \quad (5.20)$$

而在 Q 关断期间，电感电流线性下降到零，同样的电流由 V_{in} 提供，并流经电感和续流二极管给负载提供能量 P_{dc} ，其值为 T_r 时段的平均电流乘以占空比和 V_{in} ，即：

$$P_{dc} = V_{in} \frac{I_{L_f \max}}{2} \frac{T_r}{T_s} \quad (5.21)$$

输送到负载的总功率为：

$$P_t = P_L + P_{dc} = \frac{\frac{1}{2} L_f (I_{L_f \max})^2}{T_s} + V_{in} \frac{I_{L_f \max}}{2} \frac{T_r}{T_s} \quad (5.22)$$

将 $I_{L_f \max} = V_{in} T_{on} / L_f$ 代入式 (5.22)，可得：

$$P_t = P_L + P_{dc} = \frac{\frac{1}{2} L_f (V_{in} T_{on} / L_f)^2}{T_s} + V_{in} \frac{V_{in} T_{on} / L_f}{2} \frac{T_r}{T_s} = \frac{V_{dc}^2 T_{on}}{2 T_s L_f} (T_{on} + T_r) \quad (5.23)$$

为保证电感电流在 Q 下次导通之前已下降到零，令 $(T_{on} + T_r) = kT$ ，其中 $k < 1$ ，则有：

$$P_t = P_L + P_{dc} = \frac{V_{dc}^2 T_{on}}{2 T_s L_f} (kT) \quad (5.24)$$

若设输出电压为 V_o ，输出负载电阻为 R_{Ld} ，则：

$$P_t = \frac{V_{dc}^2 T_{on}}{2T_s L_f} (kT) = \frac{V_o^2}{R_{Ld}} \quad (5.25)$$

或

$$V_o = V_{dc} \sqrt{\frac{kR_{Ld}T_{on}}{2L_f}} \quad (5.26)$$

因此，负反馈环根据式 (5.26) 对输入电压和负载变化进行调整，以保持输出稳定。如果 V_{in} 和 R_{Ld} 下降或上升，则反馈环会增大或减小 T_{on} 来保持 V_o 恒定。

5.2 Boost 变换器参数设计

基于前面分析，设计者可能希望 Boost 变换器在所有的工作条件下都工作于不连续工作模式 (DCM)。下面将详细介绍不连续工作模式下 Boost 变换器主电路的设计。

我们知道，D 的电流在 Q 再次导通时正好降为零，这是连续工作模式与不连续工作模式的临界点。于是我们可以给出 V_{in} 、 T_{on} 、 R_{Ld} 、 L_f 和 T_s 的一定组合，使流过 L_f 和 D 的电流正好在 Q 导通前降为零。在临界不连续模式下， V_{in} 或 R_{Ld} 的任何微小减小都会导致电路进入连续工作模式。并且，若误差放大器未针对连续模式设计，则会引起振荡。

为避免这种情况，应选择 T_{on} ，以保证在 T_{on} 最大（即 V_{in} 和 R_{Ld} 均为规定的最小值）时，D 电流也能降为零，并且与 Q 再次导通之间仍有一定的死区时间 T_{dt} 。

同时，D 电流下降到零时， L_f 的磁心磁通必然复位到其磁滞回线的起始点，，若不能完全恢复，则若干周期后，磁心密度达到磁滞曲线饱和段使磁心饱和。由于磁心饱和，电感的阻抗降低，只等于绕线电阻，电源电压突然加到开关管上，从而使它烧坏。

5.2.1 性能指标

输入电压 V_{in} : 5VDC;

输出电压 V_o : 9V, 精度 1%;

输出电流 I_o : 1A;

开关频率 f_s : 100kHz。

5.2.2 Boost 变换器主电路设计

(一) 滤波电感的设计

在此设计中，为保证电路工作于不连续模式，至少设定整个周期的 25% 为死区时间 T_{dt} 。这样，最大导通时间加上磁心复位时间和死区时间构成了整个周期。这将保证 L 的电流在 Q 导通前降到零。

根据图 5.2 有：

$$T_{onmax} + T_r + T_{dt} = T$$

或

$$T_{onmax} + T_r = 0.75T \quad (5.27)$$

根据式 (5.26) 可知，由于 V_{in} 和负载 R_{Ld} 下降都会导致导通时间 T_{on} 的增加，所以最大导通时间出现在 V_{in} 和 R_{Ld} 最小时。这样，设 V_{inmin} 和 R_{Ldmin} 的导通伏秒数与关断伏秒数相等，则有：

$$V_{inmin} T_{onmax} = (V_o - V_{inmin}) T_r \quad (5.28)$$

由于式(5.17) 和式 (5.18) 中只有两个未知数， T_{onmax} 和 T_r 可联合求解，则 T_{onmax} 为：

$$T_{onmax} = \frac{0.75T_s(V_o - V_{inmin})}{V_o} \quad (5.29)$$

则根据 T_{onmax} 求出的 L_f 能保证电路不会进入连续工作模式。

这样可求出死区时间：

$$T_{dt} = T_s * 0.25 = 2.5 \times 10^{-6} s$$

$$T_{onmax} = \frac{0.75T_s(V_o - V_{inmin}\eta)}{V_o} = \frac{0.75 \times 1 \times 10^{-5} \times (9 - 4.5)}{9} = 3.75 \times 10^{-6} s$$

最大占空比 D_{max} ：

$$D_{max} = \frac{T_{onmax}}{T_s} = 0.375$$

这样：

$$\frac{T_r}{T_s} = 1 - 0.25 - \frac{T_{on\max}}{T_s} = 0.375$$

可得：

$$T_r = 0.375 * T_s = 3.75 \times 10^{-6} s$$

把 T_r 代入式子(5.16)，得：

$$I_{Lf\max} = \frac{2I_o T_s}{T_r} = 5.3333 A$$

最后可以根据式子(5-26)可得到我们需要的电感量：

$$L_f = \frac{kV_{imin}^2 R_{Ld} T_{on\max}}{2V_o^2} = \frac{kV_{imin}^2 T_{on\max}}{2V_o I_o} = \frac{0.75 \times 4.5^2 \times 3.75 \times 10^{-6}}{2 \times 9 \times 1} H = 3.1641 \mu H$$

(二) 滤波电容的设计

二极管 Q 截止时，由电容 C_f 向负载供能，并且实际电路中， C_f 的电压会有波动。这样，就能根据电容 C_f 的电压纹波来设计电容值。

比如，设纹波电压峰—峰值 $V_{rr}=0.01V_o=0.09V$ ，则和 V_{rr} 对应的纹波电流峰—峰值 $\Delta i_{Lf} = I_{Lf\max} = 5.3333 A$ 。

则需要电容的等效串联电阻(ESR)

$$R_o = \frac{V_{rr}}{\Delta i_{Lf\max}} = \frac{0.09}{5.333} \Omega = 0.0169 \Omega$$

然后根据 RC 的平均值（通常取 65×10^{-6} ）来求得：

$$C_f = \frac{65 \times 10^{-6}}{R_o} = \frac{65 \times 10^{-6}}{0.0169} \approx 3.852 \times 10^{-3} F = 3852 \mu F$$

输出负载电流意外增加超过其最大设定值(即 R_{Ld} 减小超过其最小设定值)或 V_{in} 下降超过其最小设定值，则反馈环会增大 T_{on} 来保持 V_o 恒定。这样就会占用死区时间，使电路的工作更接近连续工作模式。为避免这种情况的发生，必须采用钳位电路来限制最大导通时间或者最大峰值电流。

(三) 选择功率开关管 Q

功率开关管选用 N 沟道的功率 MOSFET，其峰值电压和峰值电流分别为：

$$V_{DS} = V_{Q\max} = 9V$$

$$I_{ds}^{\max} = I_{Lf \max} = 5.3333 A$$

再参考 datasheet 中安全工作区域（Safe Operating Area）选取合适的 MOSFET。

通常选择 MOSFET 的额定电压为上述电压的两倍，额定电流为上述电流的三倍，是开关时器件电阻的损耗最小。

（四）选择续流二极管 D

为了减小导通损耗和开关损耗，续流二极管要选择肖特基二极管，这种二极管在电流较大时，其导通压降较小，减少了损耗。

二极管峰值电压和峰值电流分别为：

$$V_{diode} = V_o = 9V$$

$$I_{D \max} = I_{Lf \max} = 5.3333 A$$

5.3 Boost 变换器仿真

5.3.1 开环仿真

为了验证 *Boost* 变换器的工作原理，对 *Boost* 变换器进行开环建模仿真，其性能指标与 5.2 节一样，这里不再列出。仿真所用的主要参数如下所示：

- 输入电压： $V_i=4.5V$ ；
- 滤波电感： $L_f=2.765\mu H$ ；
- 滤波电容： $ESR=14.4m\ \Omega$ ， $C_f=220\mu F$ ；
- 脉冲信号低电平： $V_L = -1V$ ；
- 脉冲信号高电平： $V_H=12V$ ；
- 脉冲宽度： $PW=4.5\mu s$ ；
- 开关周期： $PER=10\mu s$ ；
- 开关管 Q_1 ： *IRF120*；
- 续流二极管 D_1 ： *MUR420*。

其仿真模型如图 5.5 所示，为了验证计算的准确性，观察在最低输入电压（ $V_i=4.5V$ ），最大负载（ $R_L=9\ \Omega$ ）情况下，变换器的工作情况。其中 R_g 为驱动电阻， R_1 为 MOSFET 管结电容的放电电阻。

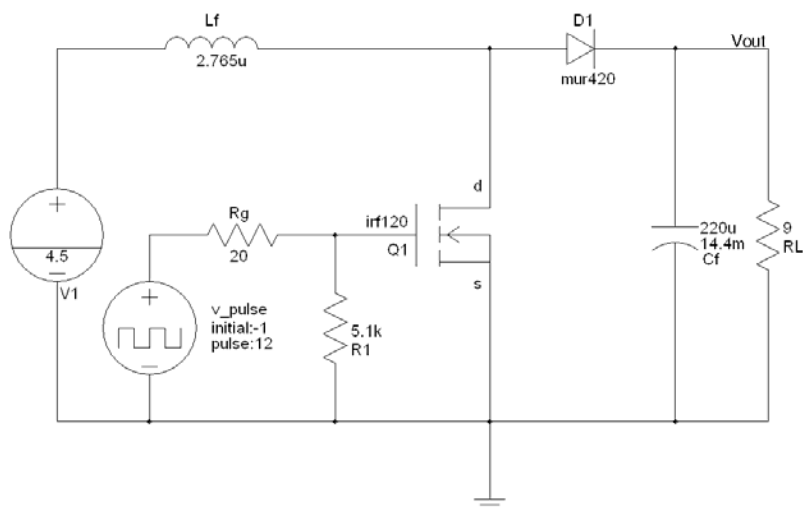


图 5.5 Boost 变换器开环仿真模型图

图 5.6 从上到下波形依次为开关管驱动波形 V_g 、开关管 DS 电压 V_{ds} 波形、输出滤波电感的电流 i_{Lf} 、二极管 $D1$ 电流 i_{D1} 波形。变换器稳定工作时，开关管开通期间 i_{Lf} 线性上升，电感充电；开关管关闭期间 i_{Lf} 下降， $D1$ 导通，直到电流下降到零，在下次开通前，电感电流已下降到零，即 Boost 变换器工作于 DCM 模式下。

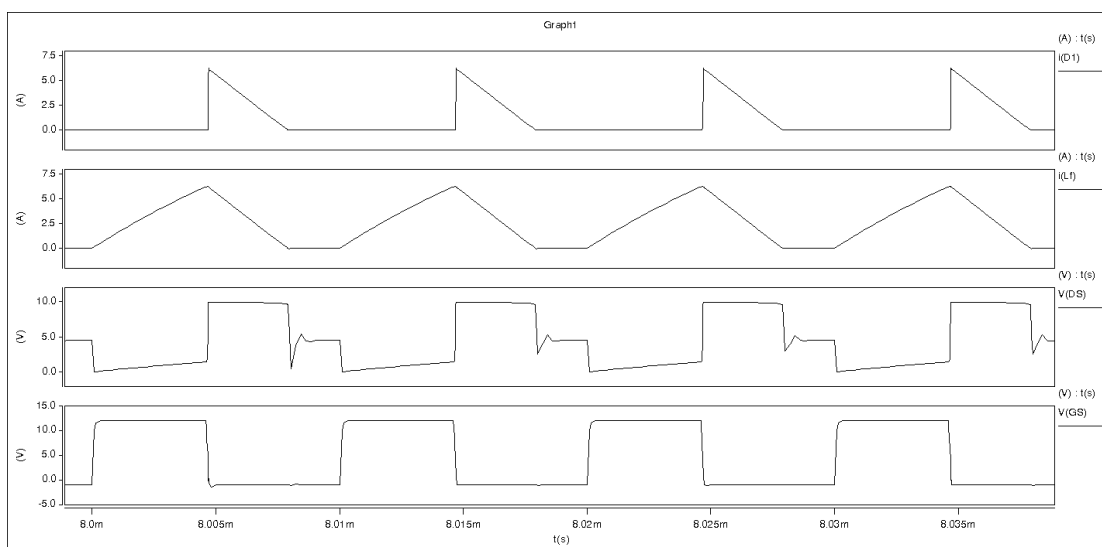


图 5.6 Boost 变换器开环仿真关键点波形

图 5.7 给出了 Boost 变换器开环输出电压波形，从中可看出该变换器的输出电压稳定在 9.02V。

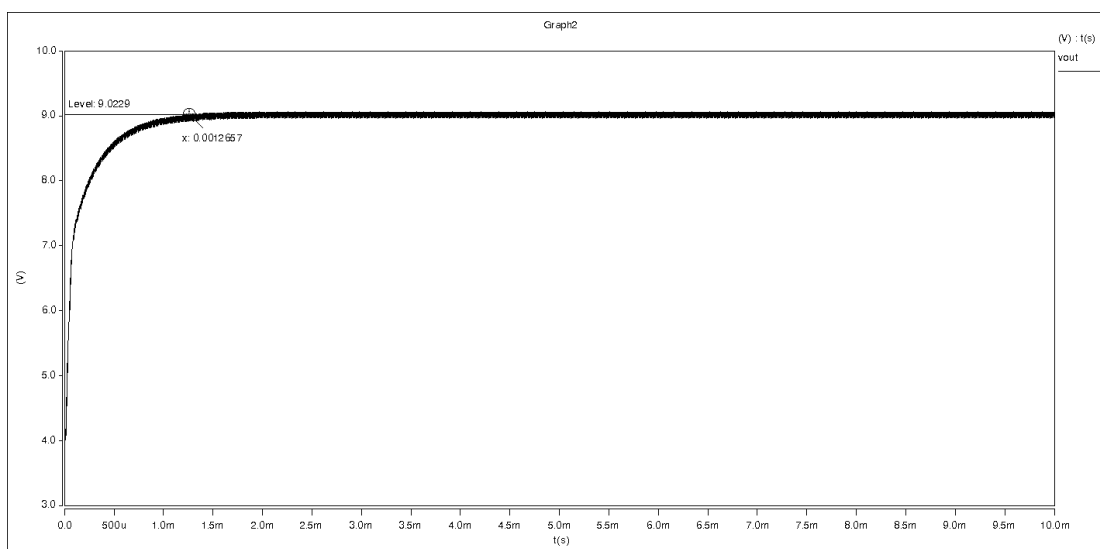


图 5.7 Boost 开环仿真输出电压波形

5.3.2 闭环仿真

为了使设计更加接近实际要求，采用 SG3525 模型实现电路闭环，闭环仿真的主电路参数同开环参数一致。图 5.8 给出了基于 SG3525 控制的 Boost 变换器的仿真电路图。

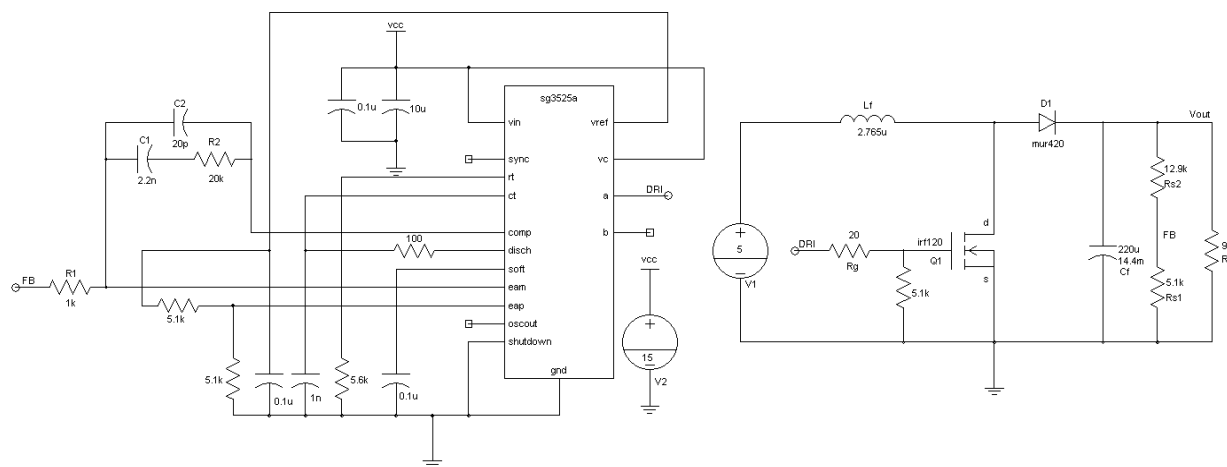


图 5.8 基于 SG3525 控制的 Boost 变换器的仿真模型图

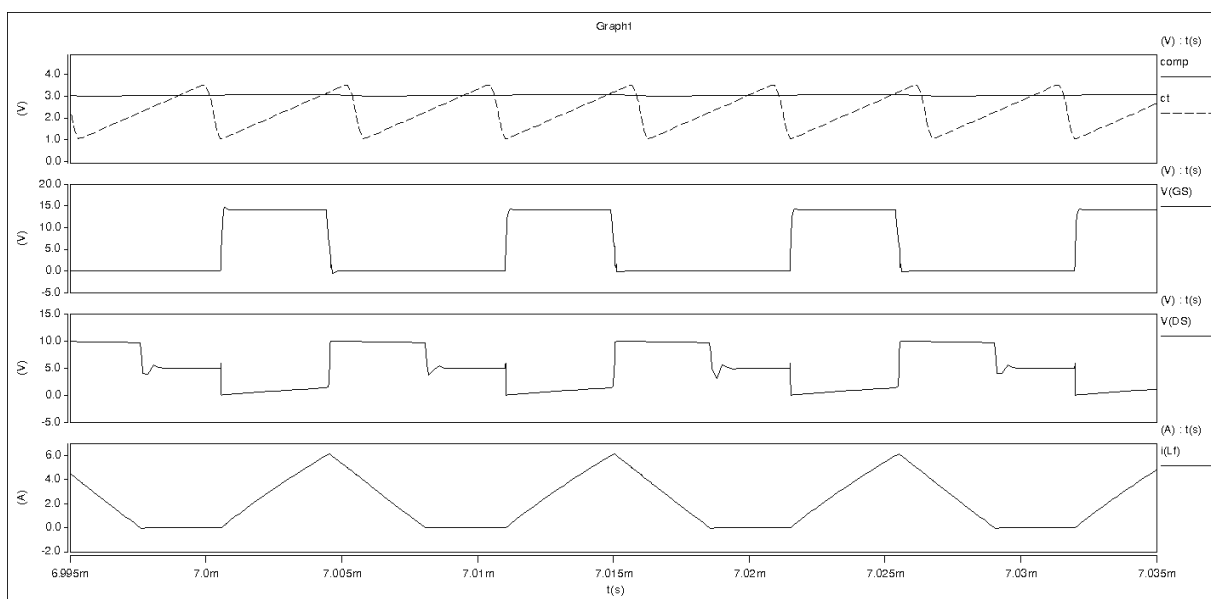


图 5.9 Boost 变换器闭环仿真关键点输出波形

图 5.9 给出了 Boost 变换器关键点的输出波形，从上到下依次为 SG3525 振荡引脚 ct 的波形与 SG3525 内部误差放大器输出电压 $comp$ 波形、开关管 Q1 的驱动波形、开关管 DS 电压 V_{ds} 波形、输出滤波电感电流 i_{Lf} 。

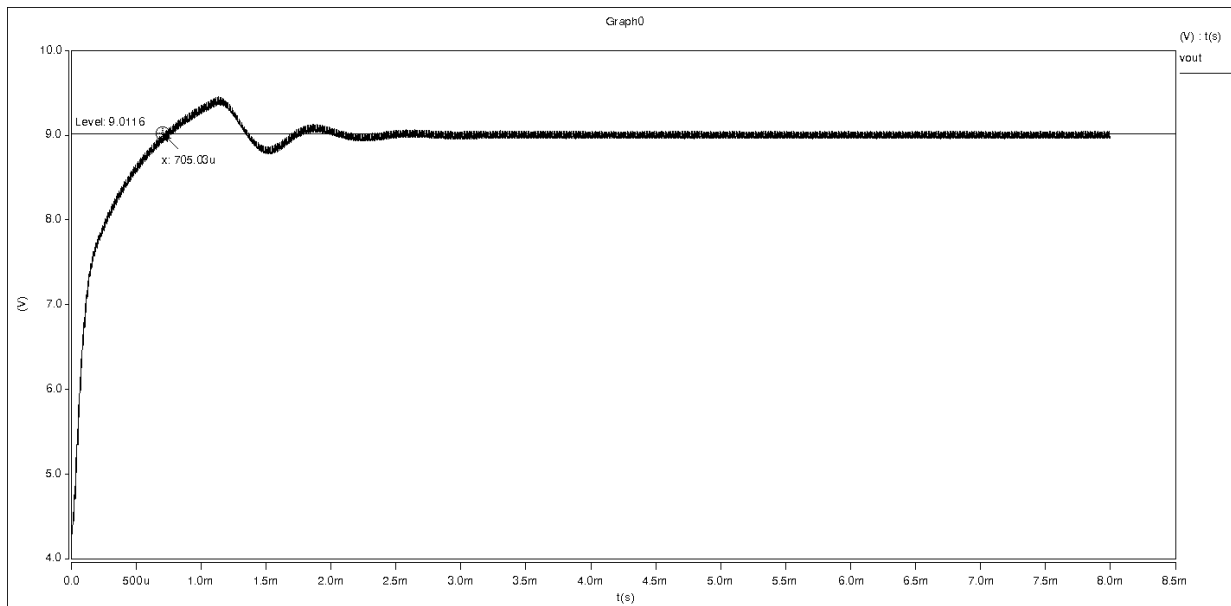


图 5.10 Boost 变换器闭环仿真输出电压波

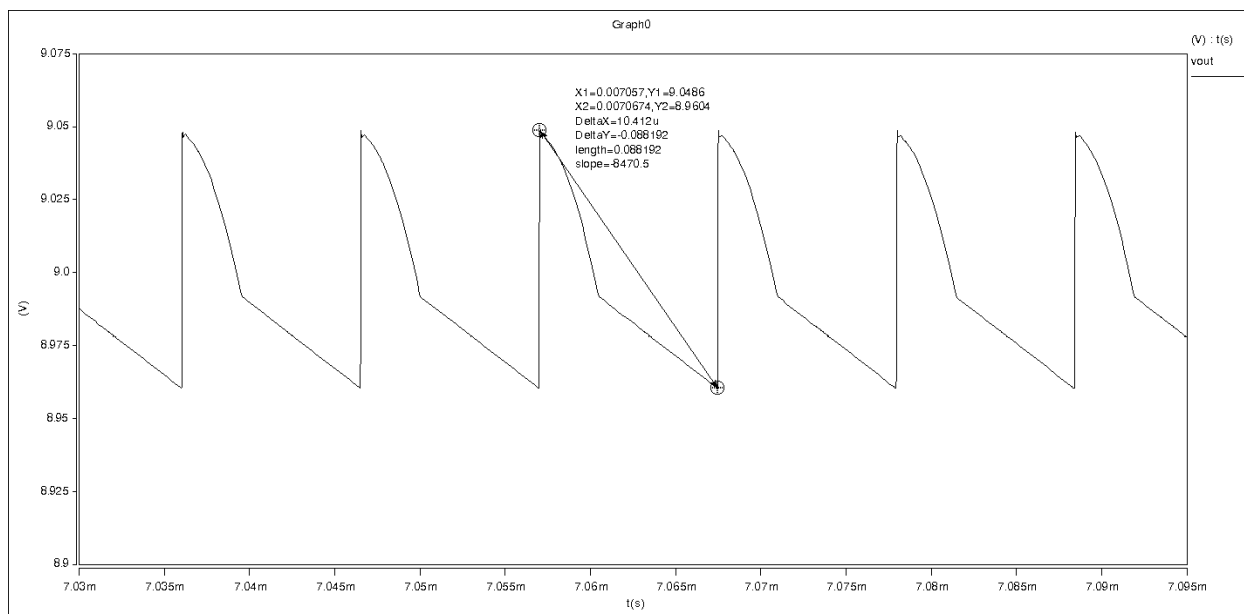


图 5.11 Boost 变换器闭环仿真输出电压纹波

图 5.10 及 5.11 给出了输出电压和输出电压纹波波形，从中可看出该变换器的输出电压基本稳定在 9.01V，其电压纹波为 0.088V，在 1%内，符合设计要求。

第 6 章 反激(Flyback)变换器

6.1 反激变换器基本原理

图 6.1 所示为反激变换器电路原理图，它由开关管 Q_1 、整流二极管 D_1 、电容 C_f 和变压器 T_1 构成。开关管 Q_1 按 PWM 方式工作。反激变换器是输入与输出隔离的变换器，相对与其它开关电源拓扑结构都是在开关管导通时将能量输送到负载而言，反激变换器的工作原理恰恰相反。在反激变换器中，开关管 Q_1 导通时，变压器 T_1 存储能量，负载电流由输出滤波电容 C_f 提供；开关管 Q_1 关断时，变压器 T_1 将存储的能量传送到负载 R_{Ld} 和滤波电容 C_f ，以补偿电容单独提供负载电流时消耗的能量。由于变压器的传递能量和储存能量的双重作用，输出滤波仅需要一个滤波电容，不需要体积、重量较大的电感，较低的成本。尤其在高压、小功率输出时，避免高压电感和高压整流二极管。同样在输出功率为 50~150W 且有多组输出的变换器也常常采用这种拓扑结构。

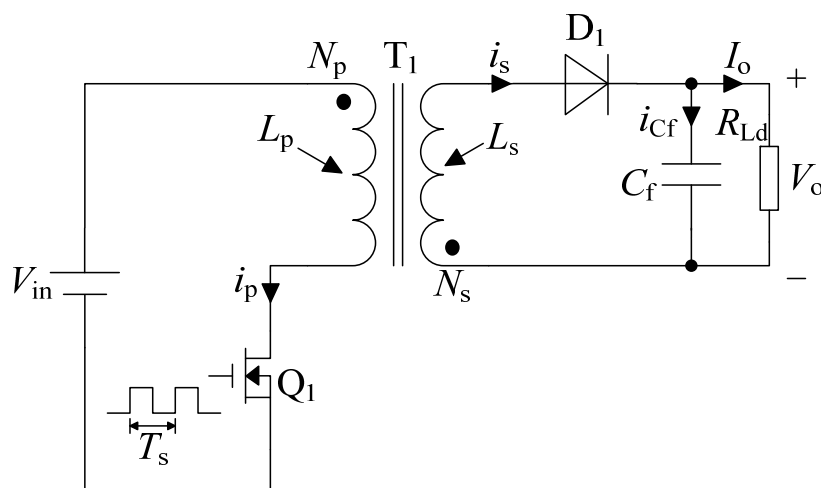


图 6.1 反激变换器

从图 6.1 所示的变压器次级同名端标识能容易判别其为反激变换器类型。 Q_1 导通时，所有绕组同名端的电压相对于异名端为负；输出整流管 D_1 反向截止， C_f 单独向负载供电。

开关管 Q_1 关断后，判别变压器次级电流 i_s 在下一个周期开始之前是否下降到零，可将反激变换器的工作模式分为：连续工作模式（CCM）和断续工作模式（DCM）。这两种工作模式的波形、性能和传递函数都有很大的不同，决定变换器工作模式的参数由变压器初级电感 L_p 和负载电流 I_o 决定。由于断续工作模式本身的变压器励磁电感小从

而响应快，且输出负载电流和输入电压突变时，输出电压瞬态尖峰小，而连续模式本身的特性，必须大幅度减小误差放大器带宽才能使反馈环稳定（反馈环稳定理论请参考后续章节），所以一般在小功率的应用场合中，常选择断续工作模式，所以本书将详细介绍 DCM 模式。

6.1.1 DCM 模式下反激变换器的工作原理

图 6.2 给出了反激变换器工作在 DCM 模式下的主要波形，根据开关管的通断，将反激变换器分为三个开关模态，下面分别加以分析。

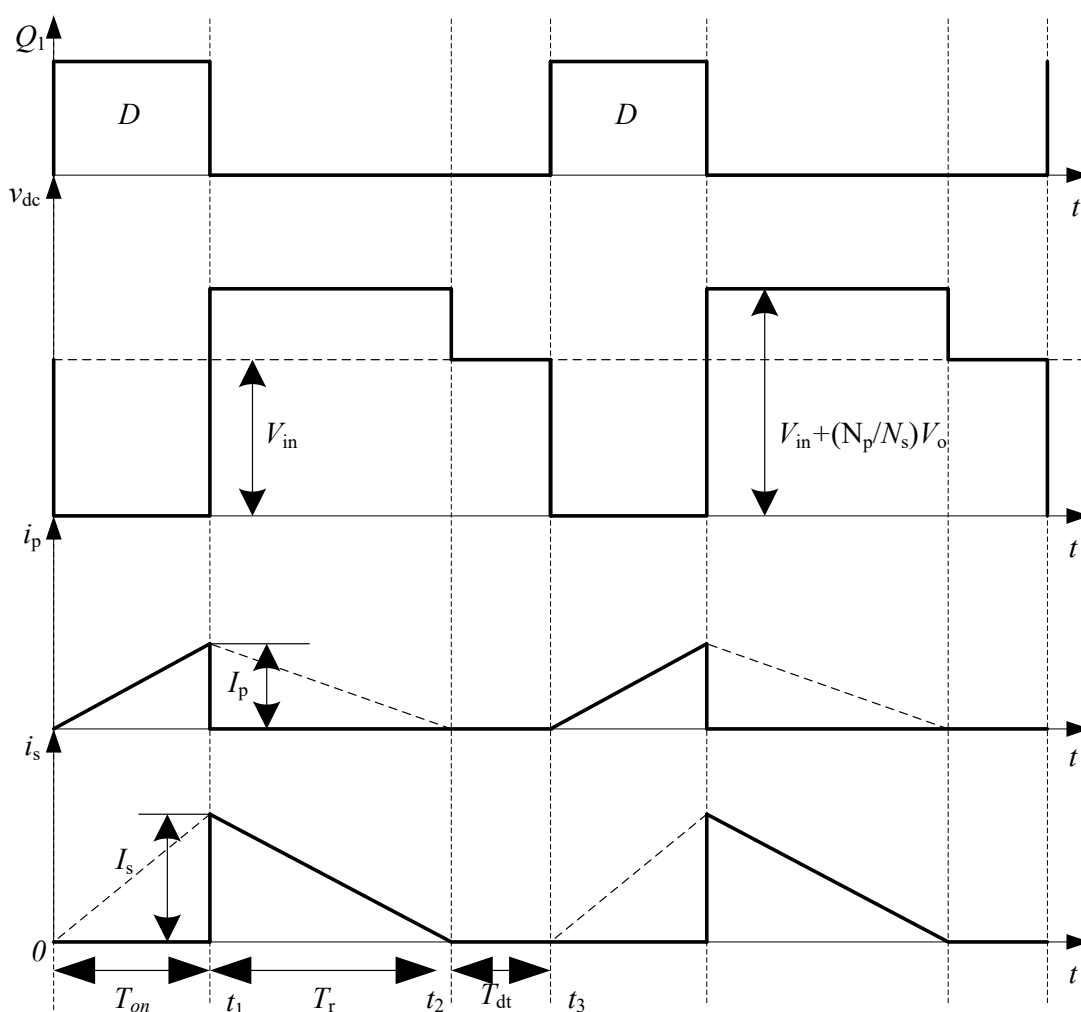


图 6.2 反激变换器在 DCM 模式下的主要波形图

(1) 开关模态 1 ($0 \leq t \leq t_1$)

如图 6.3 所示，在 $t=0$ 时刻，开关管 Q_1 开通。电源电压 V_{in} 加在原边绕组 N_p 上，此时副边绕组 N_s 的感应电压为 $V_s=(N_s/N_p)V_i$ ，其极性为“•”端为“正”，使得二极管 D_1

反向截止，输出负载电流由滤波电容 C_f 维持。需要注意的是反激变压器并不需要续流二极管，此时变压器的副边绕组开路，只有原边绕组工作，相当于一个电感，其电感量为 L_p ，因此原边电流 i_p 按式（6.1）从 0 开始线性增加。

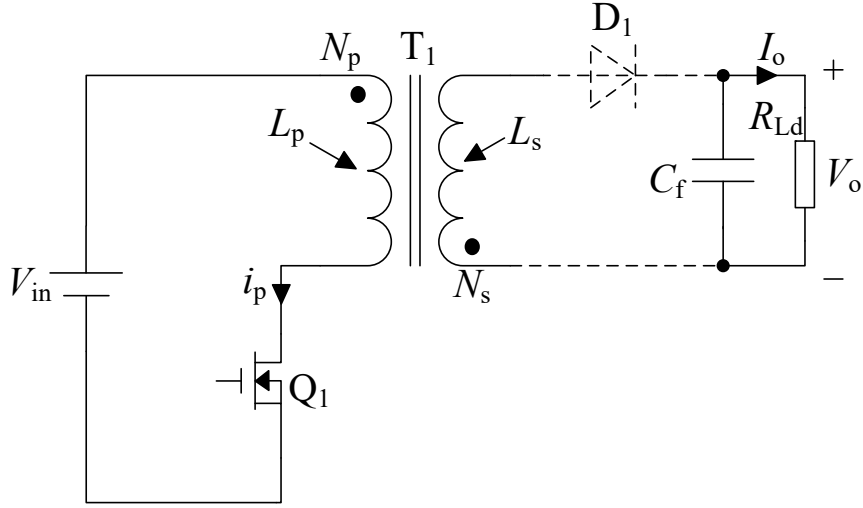


图 6.3 开关模态 1 ($0 \leq t \leq t_1$)

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{V_{in}}{L_p} \quad (6.1)$$

在 $t=t_1$ 时， i_p 达到最大值 I_p 。

$$I_p = \frac{V_{in}}{L_p} T_{on} = \frac{V_{in}}{L_p} D T_s \quad (6.2)$$

式中， T_{on} 为开关管开通时间即为图中所示 $0 \sim t_1$ 时间段， D 为开关管 PWM 的占空比， T_s 为开关管的开关周期。

在此过程中，此过程中变压器储存的能量为：

$$E = \frac{L_p I_p^2}{2} \quad (6.3)$$

（2）开关模态 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

如图 6.4 所示，在 $t=t_1$ 时刻，开关管 Q_1 关断。此时，原边绕组开路，由于磁通不能突变，故副边绕组的电压反向，其极性为“●”端为“负”，输出整流二极管 D 正向导通，变压器将储存的能量传送到负载和输出滤波电容。此时将变压器副边所有的绕组等

效于一个电感量为 L_s 的单一绕组。副边绕组上的电压为 $V_s=V_o$ ，同时由于电感电流不能突变，在 Q_1 关断瞬间，变压器次级电流幅值为：

$$I_s = I_p (N_p / N_s) \quad (6.4)$$

副边电流 i_s 从 I_s 线性下降为 0，此电流按下式现线性减小，即：

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{V_o}{L_s} \quad (6.5)$$

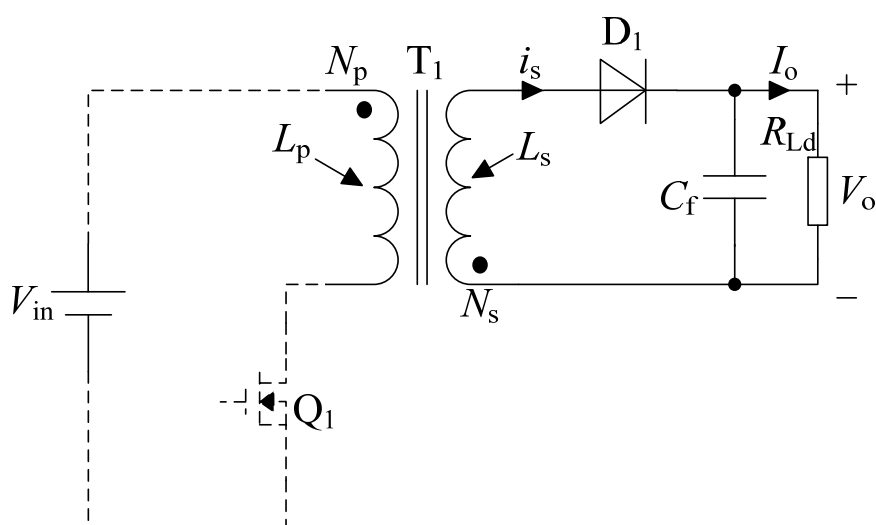


图 6.4 开关模式 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

(3) 开关模式 3 ($t_2 \leq t \leq t_3$)

如图 6.5 所示，当 $t=t_2$ 时，变压器次级绕组电流降为零，而此时 Q_1 并未导通，所以变压器所有绕组中均没有电流流过。此时加在开关管 Q_1 上的电压为 $V_{Q1}=V_{in}$ ，负载电流由输出滤波电容 C_f 提供。

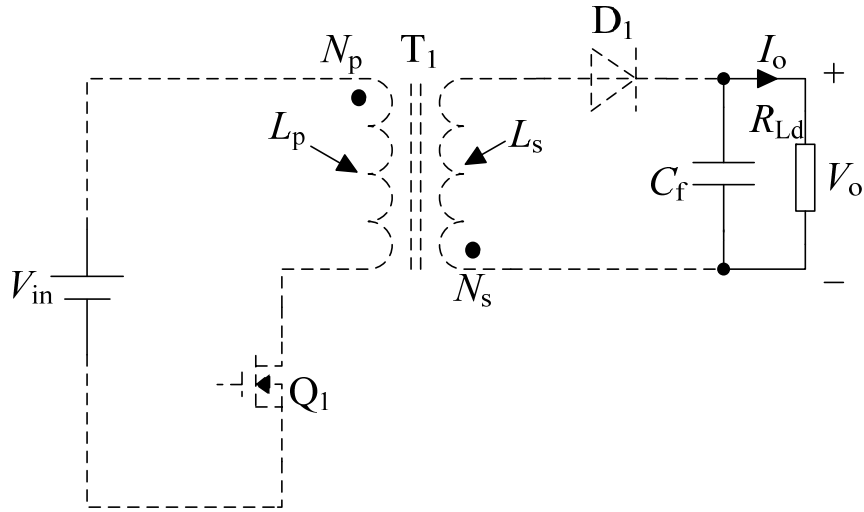


图 6.5 开关模式 3($t_2 \leq t \leq t_3$)

6.1.2 DCM 模式下反激变换器的基本关系

稳态工作后，由于一个周期内传递的能量如式 (6.3) 所示，则一个周期 T_s 内母线电压 V_{in} 提供的功率为

$$P = \frac{L_p I_p^2}{2T_s} \quad (6.6)$$

因为， $I_p = V_{in} T_{on} / L_p$ ，则有

$$P = \frac{(V_{in} T_{on})^2}{2T_s L_p} \quad (6.7)$$

从式 (6.7) 可见，只要反馈环保持 $V_{in} T_{on}$ 恒定，即可保持输出恒定。

当设定变换器效率为 η ，则有

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{V_o^2}{\eta R_{Ld}} = \frac{L_p I_p^2}{2T_s} \quad (6.8)$$

结合式 (6.2)，则可求得

$$V_o = V_{in} T_{on} \sqrt{\frac{R_{Ld}}{2\eta T_s L_p}} \quad (6.9)$$

所以反馈环在 V_{in} 或 R_{Ld} 增大时减小 T_{on} ，在 V_{in} 或 R_{Ld} 下降时增大 T_{on} ，从而自动调整

输出。

开关管 Q_1 截止时($t_1 \sim t_2$)所承受的电压为 V_{in} 和原边绕组中感应电动势之和，即：

$$V_{Q1} = V_{in} + \frac{N_p}{N_s} V_o \quad (6.10)$$

二极管 D_1 截止时($0 \sim t_1$)承受的电压等于输出电压副边绕组中感应电动势之和，即：

$$V_{D1} = V_o + \frac{N_s}{N_p} V_{in} \quad (6.11)$$

根据变压器的工作原理，有

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p} \quad (6.12)$$

由 (6.2) 和 (6.12) 可得流过次级的峰值电流 I_s 为

$$I_s = \frac{N_p}{N_s} I_p = \frac{N_p}{N_s} \frac{V_{in}}{L_p} T_{on} \quad (6.13)$$

式中， I_p 和 I_s 分别是流过 Q_1 和 D_1 的最大电流值。

6.2 反激变换器的参数设计

前面提到，目前使用的反激变换器通常是工作在断续导电模式 (DCM)，而且反激变换器非常适合于多组输出的应用场所。下面将详细介绍 DCM 模式下反激变换器含两路输出主电路的设计。

6.2.1 性能指标

输入电压 $V_{in}=252 \sim 364\text{VDC}$ (220V 单相交流电经过整流得到)。

辅助输出电压 $V_{o1}=5\text{V}$ 。

辅助输出额定电流 $I_{o1}=4\text{A}$ 。

主输出 $V_{o2}=15\text{V}$ 。

主输出额定电流 $I_{o2}=0.6\text{A}$ 。

输出电压纹波 V_{rr} : 1% 的最大值。

开关频率 $f_s=50\text{KHz}$ 。

期望效率 $\eta=0.8$ 。

6.2.2 反激变换器主电路设计

1、确定初/次级匝比 K

由于反激变换器通常含有多路输出，所以在设计时需一组输出绕组为主输出绕组，同时计算总输出功率，并将变压器副边等效为一个绕组。

在本设计性能指标中已有规定次级输出 5V/4A 的绕组为辅输出绕组，而次级输出 15V/0.6A 的绕组为主输出绕组。则可先确定变压器原边与副边主输出绕组之间的匝比 $K_2=N_p/N_{s2}$ ，其中 N_{s2} 即为主输出绕组的匝数。

由式(6.10)所知，匝比决定了不考虑漏感尖峰时开关管承受的最大电压应力 $V_{Q1\max}$ 。若忽略漏感尖峰并设整流二极管导通压降 $V_{D1}=1V$ ，则直流输入电压最大时开关管的最大电压应力为

$$V_{Q1\max} = V_{in\max} + \frac{N_p}{N_s}(V_o + 1) \quad (6.14)$$

在设计中，参数的选择应使 $V_{Q1\max}$ 尽量小，以保证即使有 $0.3V_{in}$ 的漏感尖峰加在开关管 Q_1 上，对于 Q_1 的安全工作范围仍然有 30% 的裕量。同时为了提高高频变压器的利用率，减少开关管的电流，降低输出整流二极管的反向电压，从而减少损耗和降低成本，高频变压器原副边匝比应尽可能的大一些。通常，可取 $V_{Q1\max}$ 为输入电压 V_{in} 的两倍。

所以，综合考虑本设计中，可选取 $V_{Q1\max}$ 为 600V，则可分别求出主输出匝比 K_1 和辅助输出匝比 K_2 ：

$$K_1 = \frac{N_p}{N_{s1}} = \frac{V_{Q1\max} - V_{in\max}}{(V_{o1} + 1)} = 39.33$$
$$K_2 = \frac{N_p}{N_{s2}} = \frac{V_{Q1\max} - V_{in\max}}{(V_{o2} + 1)} = 14.75$$

在后续步骤中，只需利用主输出匝比即可。在变压器设计过程中，将利用到 K_1 求出辅助绕组的匝数 N_{s1} 。

2、确定最大导通时间 $T_{on\max}$

为使磁芯不偏离其磁滞回线（上下方向饱和），必须保证变压器正负伏秒数相等。同时假定 Q_1 的正向导通压降也为 1V，则有

$$(V_{in\min} - 1)T_{on\max} = (V_o + 1)KT_r \quad (6.15)$$

式中， T_r 为图 6.2 中所示的 $t_1 \sim t_2$ 段时间，即为次级电流降为零所需的时间。

同时，为保证变换器工作于不连续模式下，必须设定死区时间 T_{dt} ，即为图 6.2 中所示 $t_2 \sim t_3$ 段时间。即当 V_{in} 最低输入时，对应的最大导通时间与次级电流降为零所需时间之和也不超过整个周期的 80%。也就是说，留出 $0.2T_s$ 的裕度，防止负载 R_{Ld} 降得过低而反馈环会增大导通时间以保持输出电压恒定（式（6.9））导致出现电路振荡的问题。故可根据下式确定最大导通时间。

$$T_{on\max} + T_r = 0.8T_s \quad (6.16)$$

结合式（6.15）和式（6.16）可求得

$$T_{on\max} = \frac{0.8T_s K_1 (V_{o1} + 1)}{(V_{in\min} - 1) + K_1 (V_{o1} + 1)} = 7.75\mu s$$

3、确定初、次级电感量

由式（6.9）可分别求初级电感量 L_p 、辅输出电感量 L_{s1} 和主助输出电感量 L_{s2} 为

$$L_p = \frac{\eta R_o}{2T_s} \left(\frac{V_{in\min} T_{on\max}}{V_o} \right)^2 = \frac{\eta (V_{in\min} T_{on\max})^2}{2T_s P_o} = 2.63mH$$

$$L_{s1} = \frac{L_p}{K_1^2} = 1.7\mu H$$

$$L_{s2} = \frac{L_p}{K_2^2} = 12.10\mu H$$

4、选择功率开关管 Q_1

根据电路特性，选择 Q_1 为功率 MOSFET，根据式（6.14）中已经设定 Q_1 的最大电压应力 $V_{Q1\max} = 600V$ ，同时开关管的选择需保证即使有 $0.3V_{in}$ 的漏感尖峰加在开关管 Q_1 上，对于 Q_1 的安全工作范围仍然有 30% 的裕量。则选择额定电压为 700V 的开关管。

同时根据式（6.2）可求其峰值电流 I_p 为

$$I_p = \frac{V_{in\min} T_{on\max}}{L_p} = 0.74A$$

通常选择 MOSFET 的额定电流为上述电流的三倍，是开关时器件电阻的损耗最小。

实际设计中，可选择 TOSHIBA 的 K2717 额定电压为 900V，额定电流为 5A。

5、选择输出整流管

主输出和辅助输出的整流二极管的最大反向电压和最大电流平均值根据下面公式求得：

$$V_{D1} = V_o + \frac{V_{inmax}}{K_1} = 14.25V$$

$$V_{D2} = V_o + \frac{V_{inmax}}{K_2} = 39.68V$$

$$I_{D1} = I_{s1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{I_{o1}}{\sqrt{1-D_{max}}} = 5.9A$$

$$I_{D2} = I_{s2} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{I_{o2}}{\sqrt{1-D_{max}}} = 0.89A$$

实际上在选取整流二极管的时候，需选择快恢复二极管，以保证满足电路工作要求。选取的电压和电流值应留有一定裕量，故主输出整流二极管 D₁ 选用 VISHAY 公司的额定电压为 90V，额定电流为 10A 的 MBR1090；辅助输出整流二极管 D₂ 选用 TSC 公司的额定电压为 35V，额定电流为 2A 的 SF21G。

6、确定输出滤波电容

输出电容可根据输出纹波选择。输出电流最大时，开关管的导通时间最长。在导通时间和死区时间里，输出电容 C_o 承受额定输出电流 I_o。所以主输出电容和辅助输出电容可以由以下式子求得：

$$C_{o1} = \frac{I_{o1} \cdot (T_{onmax} + 0.2T_s)}{V_{rr1}} = 940\mu F$$

$$C_{o2} = \frac{I_{o2} \cdot (T_{onmax} + 0.2T_s)}{V_{rr2}} = 47\mu F$$

式中 V_{rr1} 和 V_{rr2} 分别为主输出和辅助输出的纹波电压。选取主输出电容为 1000μF/10V；选取辅助输出电容的容值为 100μF/35V。

6.3 反激变换器仿真

6.3.1 反激变换器开环仿真

前面设计了 Buck、Boost 变换器，在此基础上设计一个 DC/DC 变换器，使其工作在反激模式下。反激模式变换器采用高频变压器代替 Buck、Boost 变换器中的储能电感，提高开关频率。为了验证反激变换器的工作原理，使用 Saber2007 仿真软件对反激变换器进行开环仿真，其性能指标与 6.2 节一样，仿真所用的主要参数如下所示：

- 脉冲信号低电平：initial= - 1V。
- 脉冲信号高电平：pulse=12V。
- 脉冲宽度：PW=7.5us。
- 开关周期：PER=20us。
- 原边绕组电感量： $L_p=2.63\text{m}$ 。
- 主输出绕组电感量： $L_{s1}=1.7\text{u}$ 。
- 辅助输出绕组电感量： $L_{s2}=12.1\text{u}$ 。
- 绕组 2 输出滤波电容： $C_{f1}=1000\text{u}$ 。
- 绕组 3 输出滤波电容： $C_{f2}=100\text{u}$ 。
- 变压器磁心截面面积： $A_e=109\text{mm}^2$ 。
- 变压器磁心磁路长度： $l_e=57.7\text{mm}$ 。
- 开关管 Q1：MTP4N80E。
- 输出整流二极管 $D_{R1}\sim D_{R2}$ ：MBR10100。

其仿真模型如图 6.6 所示，该仿真模型工作于最低输入电压，满负载情况下，即 252VDC 输入，主输出 15V/0.6A，辅助输出 5V/4A 的条件下。其中 R_g 为驱动电阻， R_6 为 MOSFET 管结电容的放电电阻。同时 C_4 、 R_5 和 D_1 构成变压器缓冲电路，用于吸收变压器的漏感尖峰。

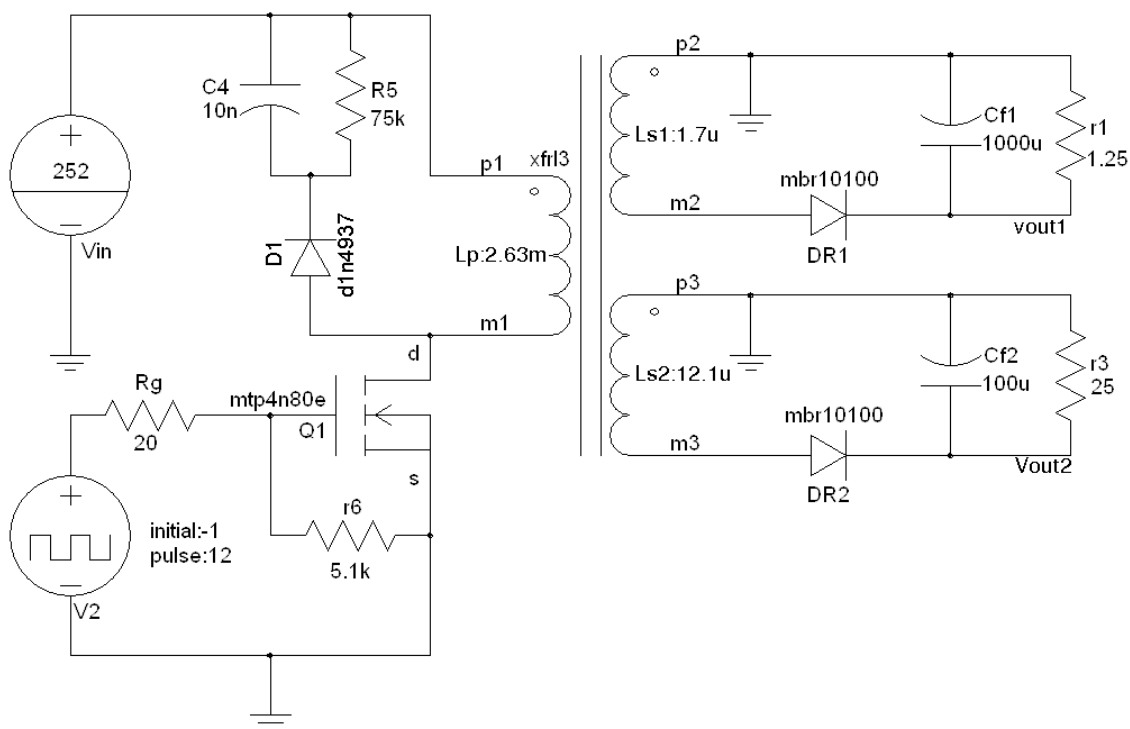


图 6.6 反激变换器的开环仿真模型

图 6.7 所示，从上往下波形依次为开关管 Q_1 驱动波形 V_g 、变压器原边 N_p 的电流 i_p 波形、变压器辅助输出绕组 N_{s1} 的电流波形、变压器主输出 N_{s2} 的电流波形。当 Q_1 导通时，变压器副边的所有同名端电压为负，故整流二极管都反向截止，输出电容给负载供电。 N_p 相当于一个纯电感，流过 N_p 的电流线性上升；当 Q_1 关断时，初级储存的能量传送到次级，提供负载电流，同时给输出滤波电容充电，在下一次开关管开通前，次级绕组电流均已达到零，电路工作在 DCM 模式。

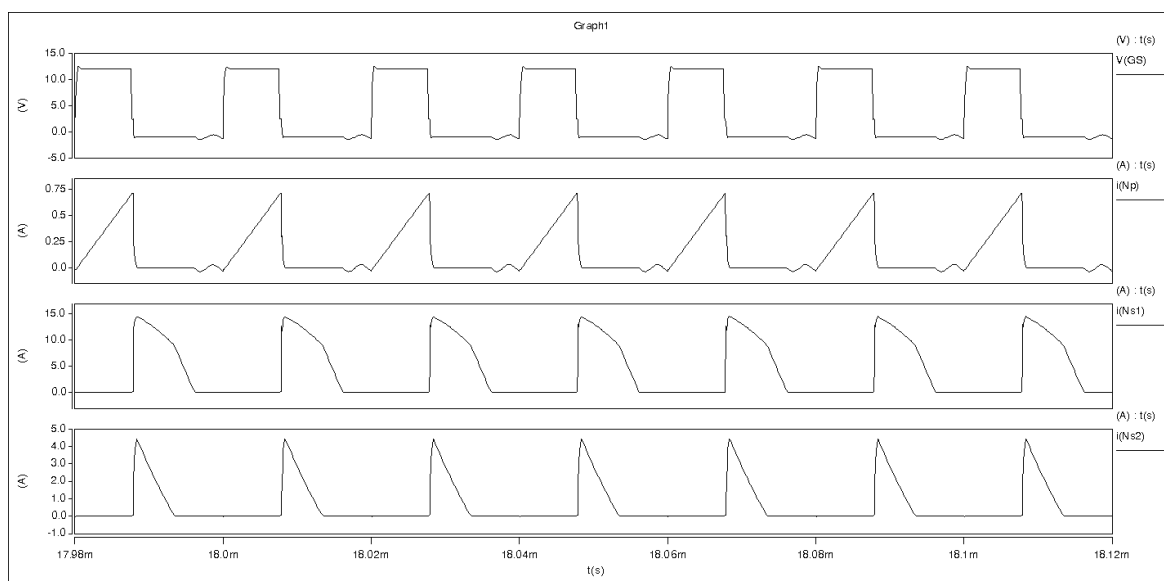


图 6.7 反激变换器开环仿真驱动波形及各绕组电流波形

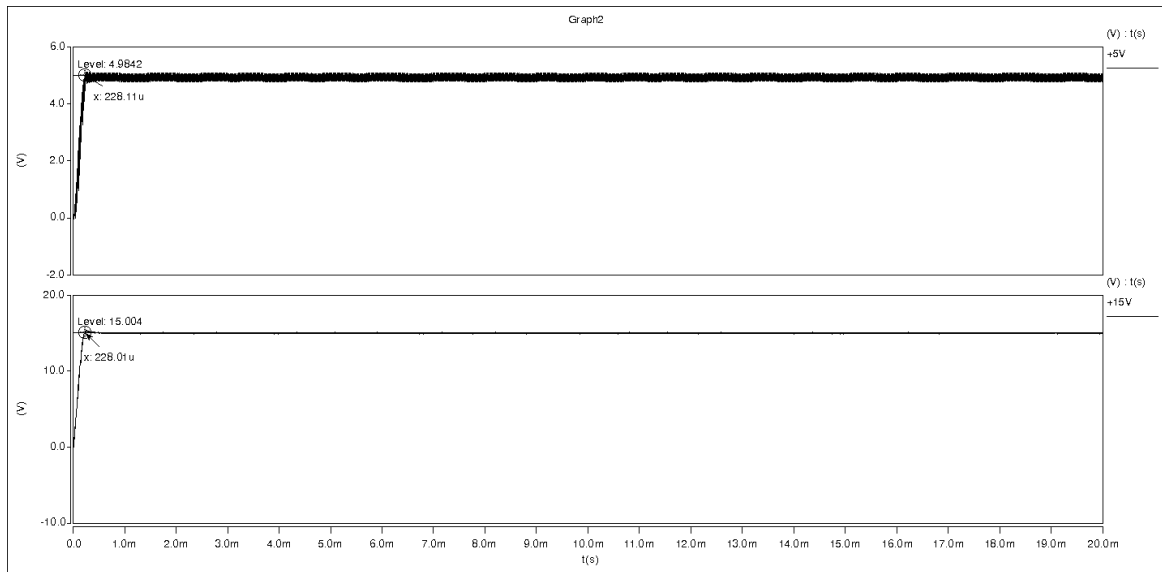


图 6.8 反激变换器开环仿真输出电压波形

图 6.8 给出了主输出电压+15V 和辅助输出电压+5V 的波形，主输出和辅助输出的电压分别稳定在 15.004V 和 4.98V。

6.3.2 反激变换器闭环仿真

为了使设计更加接近实际要求，使用高性能单端输出式电流控制型脉宽调制器芯片 UC3842 模型，实现电路闭环，同时为了实现输入与输出的电压隔离，在仿真中使用一个光耦器件。为了加快仿真，去掉了交流输入整流部分，而使用一个直流电压源代替整流后的电压。闭环仿真的主电路参数同开环参数一致。图 6.9 给出了基于 UC3842 控制的反激变换器的仿真电路图。

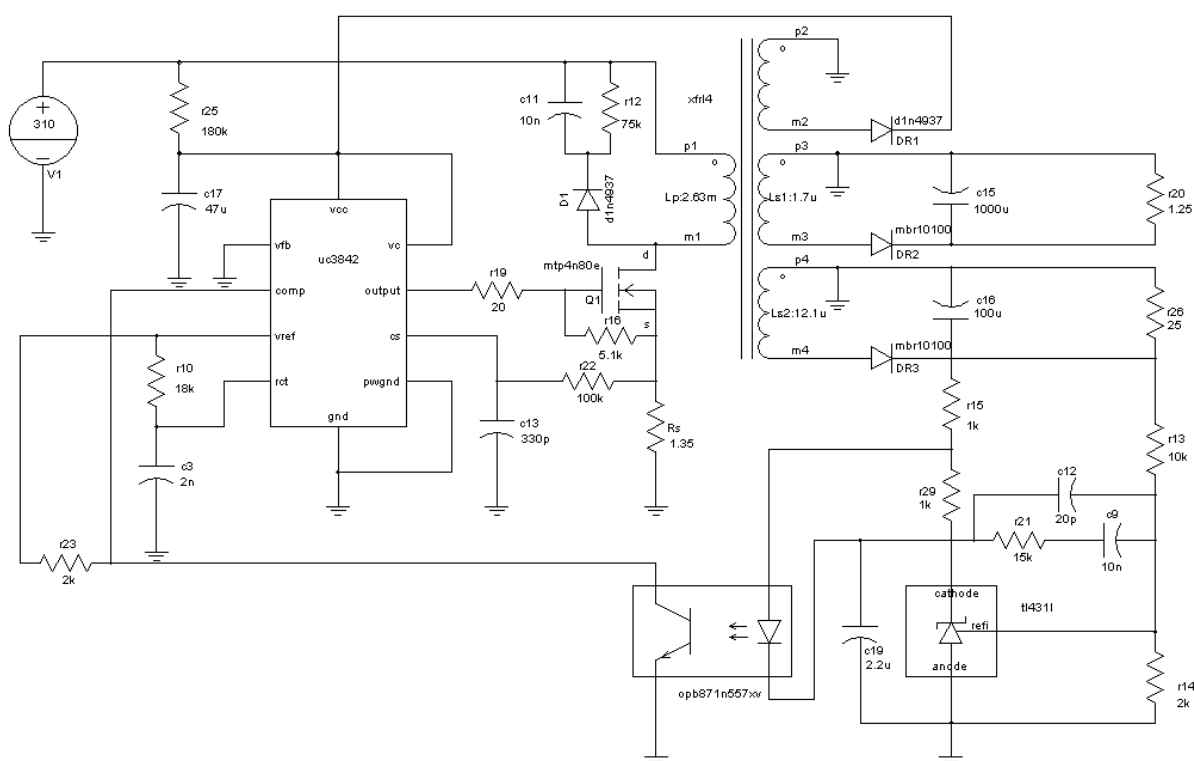


图 6.9 基于 UC3842 控制的反激变换器的仿真模型图

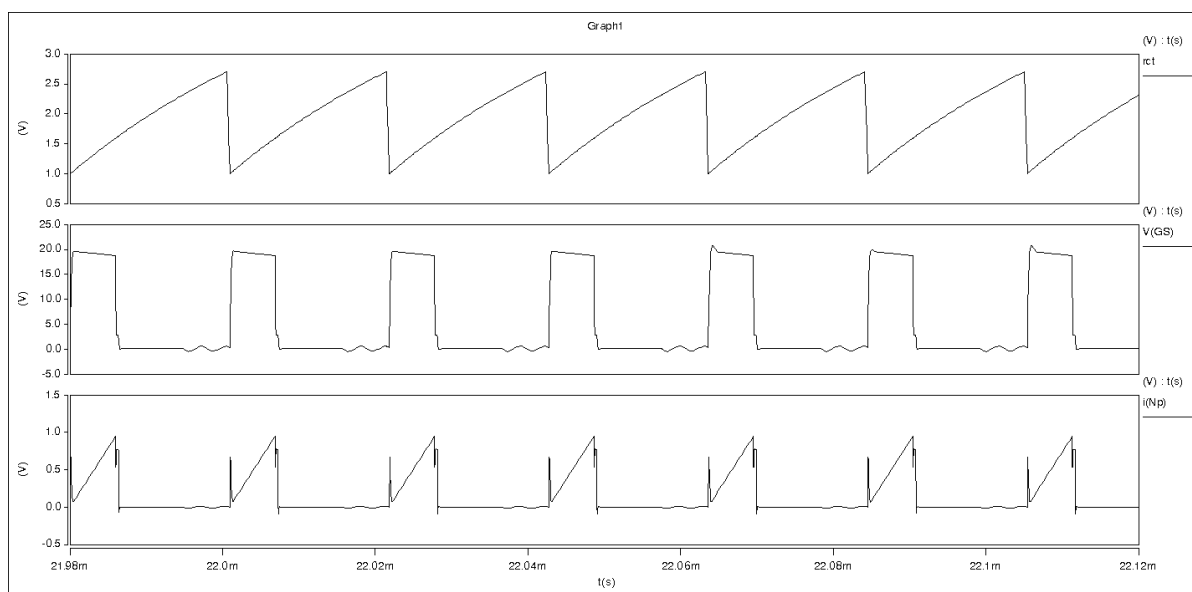


图 6.10 基于 UC3842 反激变换器闭环仿真关键点波形

图 6.10 给出了电路一些关键点的波形图，从上到下依次为振荡引脚 **rct** 电压波形、开关管 **Q1** 的驱动波形、**cs** 引脚采样电阻电压波形。观察 **rct** 引脚波形，可以确定开关管是否工作在设定的频率。在开关管开通期间，**cs** 引脚的电压线性上升，此引脚的电压大于 1V 时，开关管驱动电压关闭，此引脚电压波形反映的是变压器原边绕组的电流波

形。

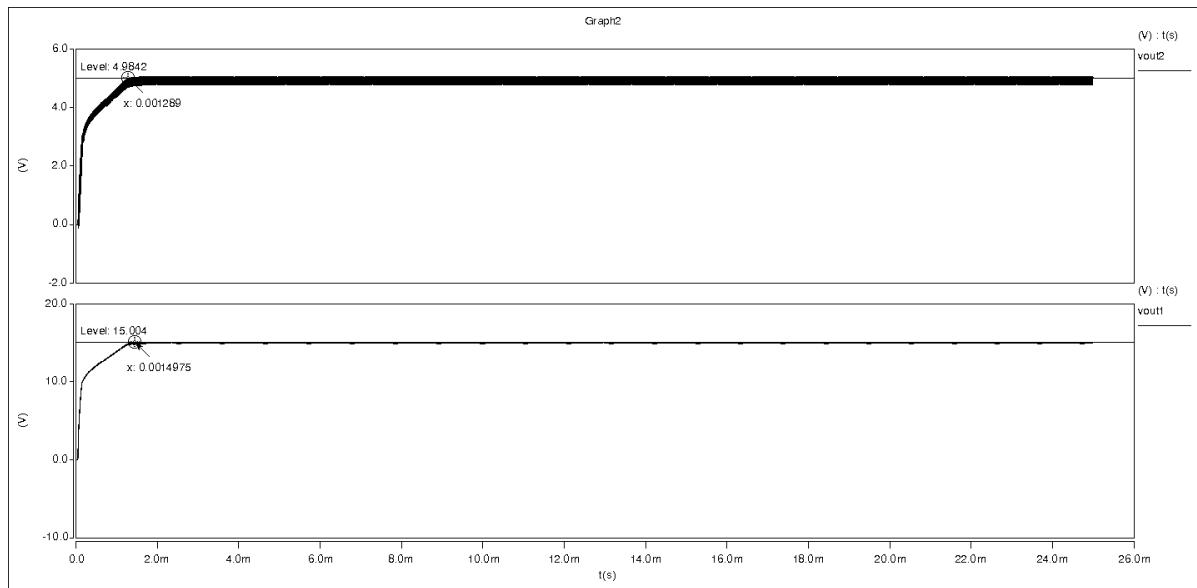


图 6.11 基于 UC3842 反激变换器闭环仿真的输出电压波形

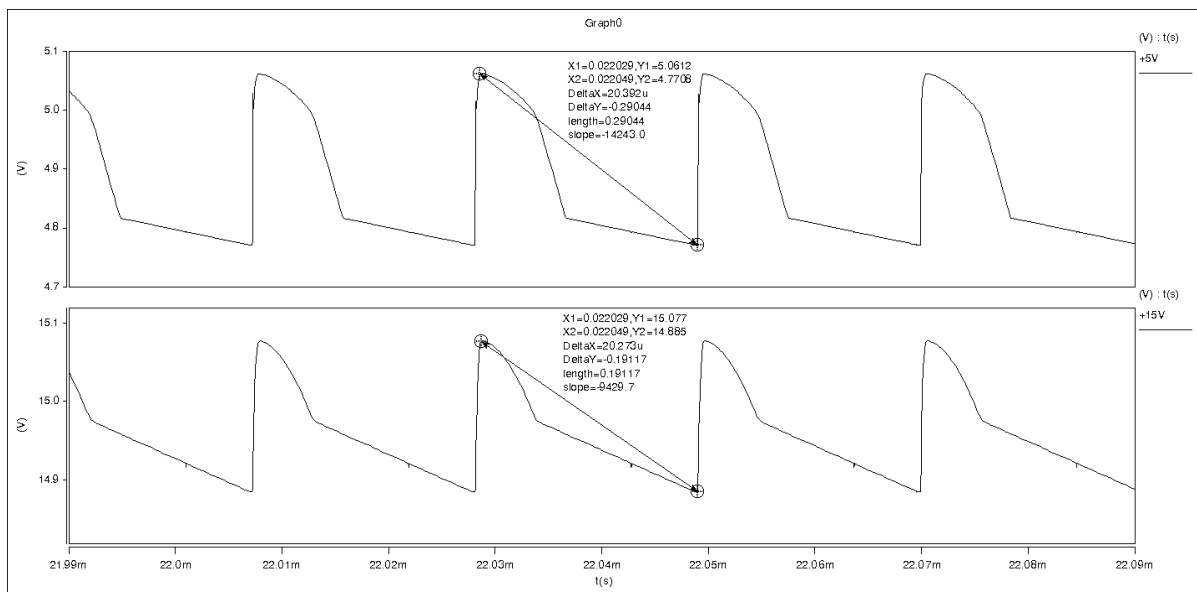


图 6.12 基于 UC3842 反激变换器闭环仿真的输出电压纹波

图 6.11 给出了主输出、辅助输出电压波形，从图中可知，主输出电压为 15.004V，辅助输出电压为 4.98V，输出电压能够稳定在设计值。

图 6.12 给出了主输出电压和辅助输出电压的纹波波形。主输出电压纹波为 0.19V，辅助输出电压纹波为 0.29V，主输出电压的纹波控制在 1%以内，辅助输出电压由于不在反馈回路中，其纹波值较大，也属正常。

第 7 章 桥式变换器

7.1 桥式变换器

桥式变换器包括半桥变换器和全桥变换器，它们的开关管在稳态工作时关断电压即为直流输入电压，而不像推挽和正激拓扑那样为输入电压的两倍，所以桥式变换器广泛应用于直接电网的离线式变换器。桥式变换器的另一优点是，能使变压器初级测得漏感尖峰电压嵌位于直流母线电压，并将漏感储存的能量归还到输入母线上，而不是消耗于电阻元件。所以，桥式变换器适用于高输入电压、大功率的应用场所。

本章将详细分析半桥变换器和全桥变换器的工作原理与设计过程，并对全桥变换器进行实物详解。

7.2 半桥变换器

半桥变换器拓扑结构如图 7.1 所示，其中 C_{d1} 和 C_{d2} 为输入分压电容。其容量很大且相等，其电压均为输入电压 V_{in} 的一半，即 $V_{Cd1}=V_{Cd2}=V_{in}/2$ 。 Q_1 和 Q_2 是 2 只开关管及其反并联二极管构成一个桥臂、小容量隔直电容 C_b 、变压器 T_1 、输出整流二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 构成全波整流、输出滤波电感 L_f 和输出滤波电容 C_f 构成输出滤波电路和负载 R_{Ld} 。变换器采用 PWM 控制，使 Q_1 和 Q_2 互补导通。中点 B 的电位基本不变，为 $V_B=V_{in}/2$ 。A 点的电位则取决于器件的工作情况。

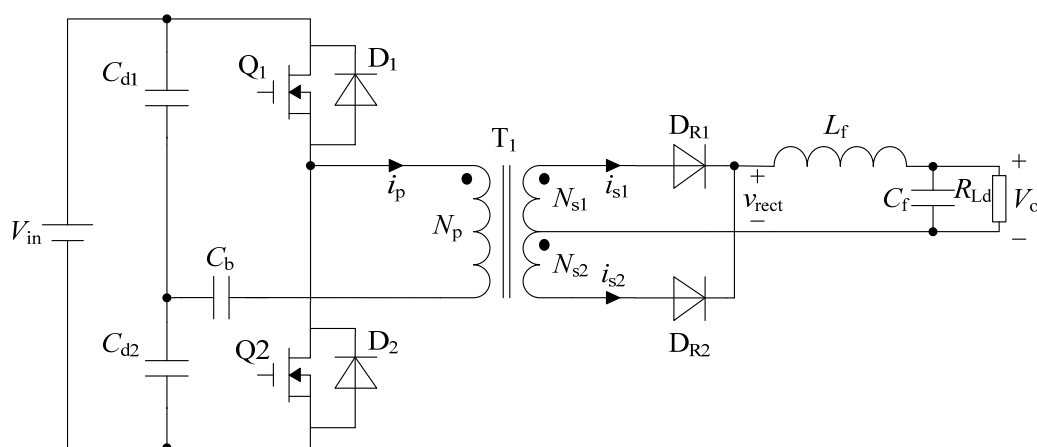


图 7.1 半桥变换器

若 Q_1 导通，则 $v_{AB}=V_{in}/2$ 。若 Q_2 导通，则 $v_{AB}=-V_{in}/2$ 。所以变压器副边空载输出电

压将为方波交流电，经过全波整流和输出滤波电路，则可得到所需要的输出电压 V_o 。下面将详细分析半桥变换器的工作原理。

7.1.1 半桥变换器的工作原理

图 7.2 给出了输出为全波整流电路的半桥变换器的主要波形。半桥变换器的 2 只开关管 Q_1 和 Q_2 为互补导通，同时两者间将留有一定的死区时间 T_{dt} ，避免上下管同时导通而短路烧坏电路，同时由于变压器总会存在漏感，故分析中将考虑占空比丢失和复位电压的问题。根据开关管的工作情况，可知半桥变换器有 2 个开关模态，下面加以详细分析。

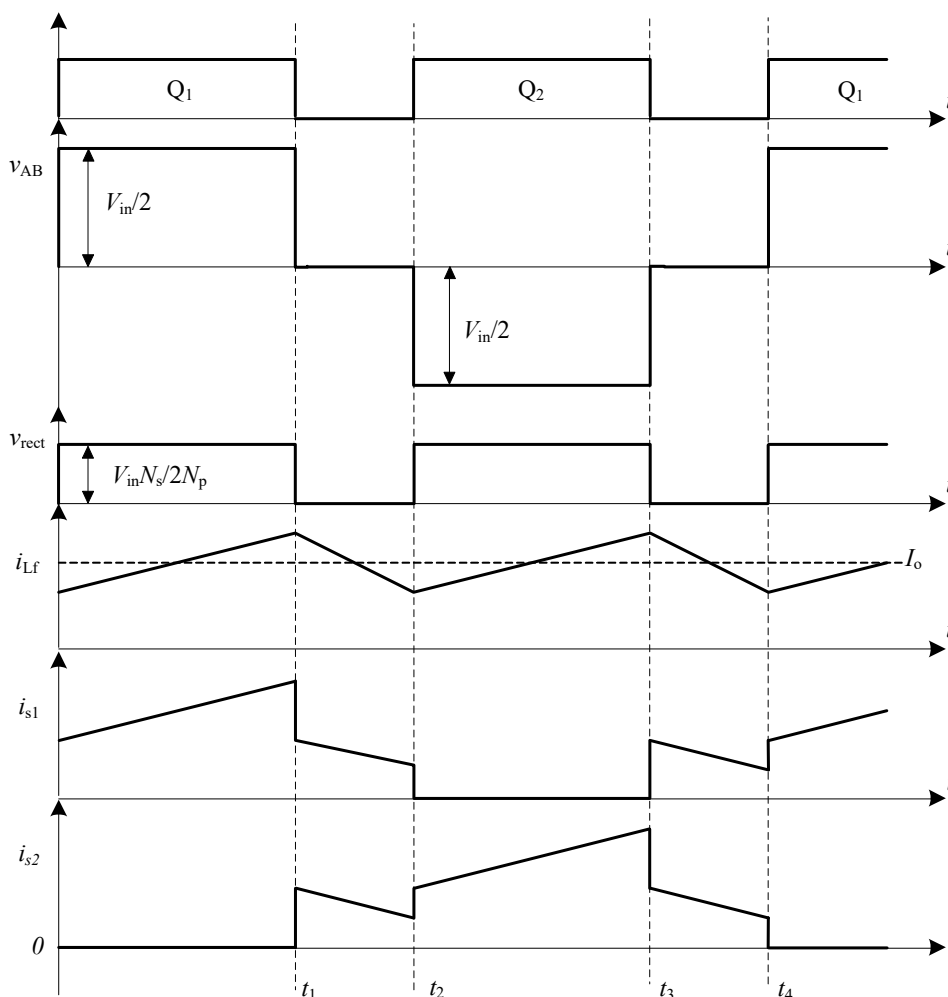
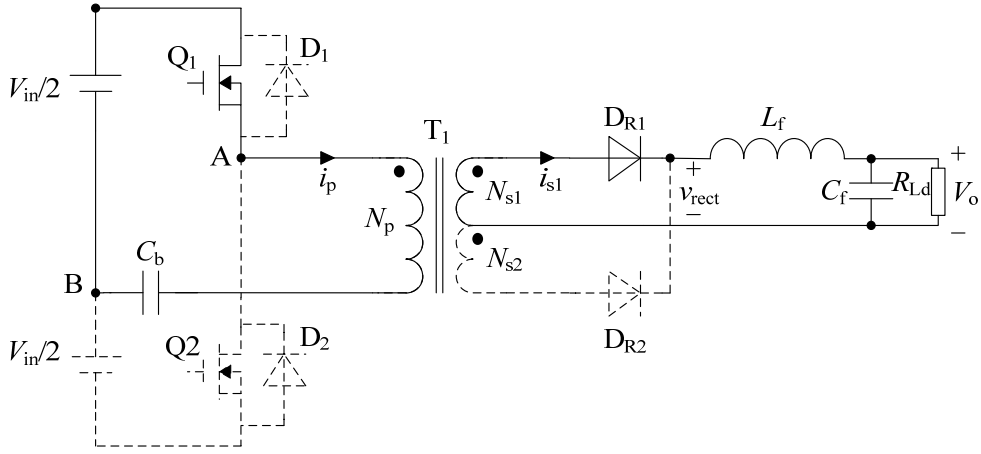


图 7.2 半桥变换器的主要波形

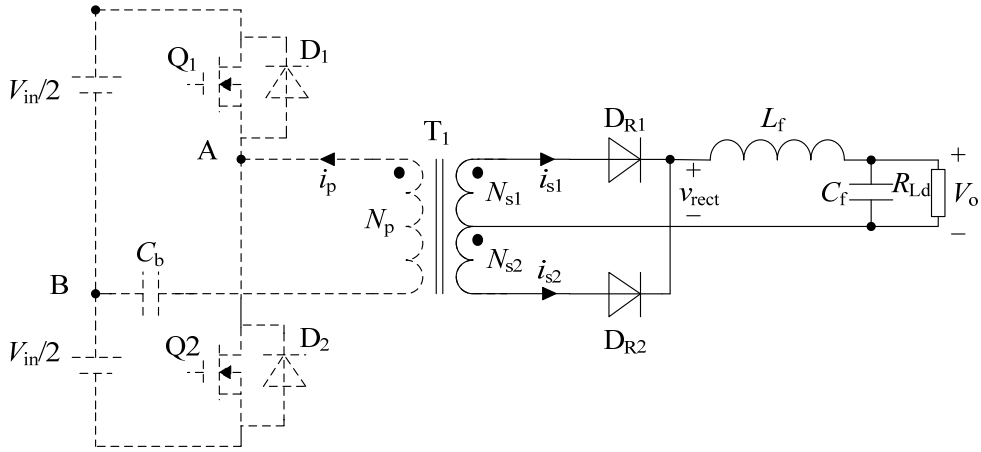
(1) 开关模态 1 ($0 \leq t \leq t_1$)

参见图 7.3 (a)，在 $t=0$ 时， Q_1 导通，变压器原边绕组上的电压为 $v_{AB}=V_{in}/2$ ，绕组感应电势“●”端为“正极性”，此时原边电流 i_p 开始线性上升，副边 D_{R1} 导通， D_{R2} 反

偏截止，输出滤波电感电流 i_{Lf} 增长。



(a) 开关模态 1 ($0 \leq t \leq t_1$)



(b) 开关模态 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

图 7.3 各种开关模态的等效电路（续）

(2) 开关模态 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

Q_1 关断，由于 i_{Lf} 继续按原方向流动，故副边绕组 N_{s1} 和原边绕组 N_p 中的电流也按原方向流动， $i_{s1}=i_{DR1}$ 从 N_{s1} 的“●”端流出， i_p 则从“●”端流入，于是 D_2 续流，因此 v_{AB} 极性反转，使得 D_{R2} 导通。实际上，当 Q_1 关断时， v_{AB} 短时出现负压，促使两副边绕组电流相等，合成磁势为零。在不考虑变压器漏感的时候， v_{AB} 出现的时间很短，故在图 7.2 和图 7.3 中没有表示出来。参见图 7.3 (b)，此时， Q_2 并未导通，而由于两个整流管同时导通，将变压器副边电压箝在零位，那么原边电压也为零，因此 $v_{AB}=0$ ，这时 $i_p=0$ 。而电流 $i_{s2}=i_{DR2}$ 立即增长到 $i_{s2}=i_{s1}N_{s1}/N_{s2}$ ，此时 N_p 中的电流 i_p 为零， D_2 截止。根据 $N_p i_p = N_{s1} i_{s1} + N_{s2} i_{s2}$ ， $i_{s1} + i_{s2} = i_{Lf}$ ，有 $i_{s2} = i_{s1} = i_{Lf}/2$ ，同时在 V_o 的作用下，它们也降相应下降。

在 $t=t_4$ 时, Q_2 导通, 变换器开始另外半个周期工作, 其工作情况类似。

7.2.2 半桥变换器的基本关系

电源输入电压最低时, 输入功率等于初级电压最小值与对应的初级平均电流的乘积。如前所述, 输入直流电压最小时, 每半个周期导通时间最大值选为 $0.8T_s/2$ 。由于每个周期内有两个脉宽为 $0.8T_s/2$ 的电流脉冲, 电压为 $V_{inmin}/2$ 时的输入功率为:

$$P_{in} = \frac{V_{inmin}}{2} I_{pft} \cdot 2D_{max} = V_{inmin} I_{pft} D_{max} \quad (7.1)$$

式中, I_{pft} 为初级电流脉冲等效为平顶脉冲后的峰值。

设 Q_1 和 Q_2 的导通时间为 T_{on} , 开关周期为 T_s , 则开关管的占空比 $D=T_{on}/T_s$, 电感电流连续时输出电压表达式为:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_s}{N_p} D \quad (7.2)$$

式中 N_p 为变压器原边匝数, N_s 为 N_{s1} 和 N_{s2} 的等效匝数。

开关管 Q_1 和 Q_2 上的电压为

$$V_{Q1} = V_{Q2} = V_{in} \quad (7.3)$$

二极管 D_1 和 D_2 上的电压为

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{in} \quad (7.4)$$

整流管 D_{R1} 和 D_{R2} 上的电压为

$$V_{DR1} = V_{DR2} = \frac{N_s}{N_p} V_{in} \quad (7.5)$$

滤波电感电流 i_{Lf} 的平均值就是负载电流 I_o , 即

$$I_{Lf} = I_o \quad (7.6)$$

i_{Lf} 的脉动频率是开关频率 f_s 的两倍, 即

$$f_{Lf} = 2f_s \quad (7.7)$$

通过 D_{R1} 、 D_{R2} 的电流最大值为

$$I_{DR1max} = I_{DR2max} = I_o + \frac{1}{2} \Delta i_{Lf} \quad (7.8)$$

其中: Δi_{Lf} 是电感电流脉动量, 它可以由下式求得

$$\Delta i_{Lf} = \frac{N_s}{N_p} \frac{V_{in}}{2L_f} D(1-D) \frac{T_s}{2} \quad (7.9)$$

故

$$I_{DR1\max} = I_{DR2\max} = I_o + \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_{in}}{8L_f f_s} \cdot 2D(1-2D) \quad (7.10)$$

因 i_{DR1} 和 i_{DR2} 就是流过变压器副边绕组的电流，若不计变压器励磁电流，那么变压器原边绕组电流的最大值为

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} I_o + \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \cdot \frac{V_{in} \cdot 2D(1-2D)}{8L_f f_s} \quad (7.11)$$

流过变压器原边的电流最大值 I_p 也就是流过开关管电流的最大值，二极管 D_1 和 D_2 的最大值为 I_p 。

7.3 半桥变换器的参数设计

下面详细介绍半桥变换器的参数设计。

7.3.1 半桥变换器性能指标

输入直流电压 $V_{in}=238\sim 342\text{VDC}$ （市电交流 220VAC 输入经整流滤波得到）。

输出电压 $V_o=50\text{V}$ 。

额定输出电流 $I_o=3\text{A}$ 。

输出电压纹波 V_{rr} ：1%的最大值。

开关频率 $f_s=50\text{KHz}$ 。

期望效率 $\eta=0.8$ 。

7.3.2 半桥变换器主电路设计

（一）最大占空比 D_{\max} 的确定

若 Q_1 、 Q_2 同时导通，即使是很短的时间，也将使电源瞬间短路从而损坏开关管。为防止此现象发生，输入直流电压为最小值时， Q_1 、 Q_2 的最大导通时间必须限制在半周期的 80% 以内，于是开关管的最大导通时间为 $0.8T_s/2$ ，从而开关管的最大占空比为：

$$D_{\max} = \frac{0.8T_s/2}{T_s} = 0.4$$

(二) 磁芯的选择

实际中，磁芯的初始选择是很粗略的,因为变量太多了。选择合适的磁芯的方法之一是查阅制造商提供的磁芯选型指南。如果没有合适的参考资料，可以采用 AP 法选择磁芯，可计算该设计中所需要的 AP 值为

$$AP = A_e A_w = \left(\frac{(P_o + P_o / \eta) \times 10^4}{4.44 f_s B_m K_j} \right)^{1.14} = 0.59(\text{cm}^4)$$

式中， A_w 为窗口面积； A_e 为磁芯的截面积； B_m 为正常操作状态下的最大工作磁通密度（单位：T），变压器的设计中通常取 0.15~0.2T，此处取 0.15T 以保证选择的磁芯工作有足够的饱和裕度， K_u 为窗口填充系数，根据安规的要求和输出路数决定，一般为 0.2~0.4，在这里取 0.4； K_j 为电流密度，一般取 300~500A/cm²，在这里取 400A/cm²。

通过计算可以选择磁芯 TDK-PC40EE35/28B-Z，其磁芯截面面积 A_e 为 1.09cm²，窗口面积 A_w 为 0.735cm²，则其 AP 值为 0.8cm⁴，满足条件。

(三) 初次级绕组匝数的选择

假定最低输入电压为 $V_{\text{inmin}}/2$, 开关管最大占空比 D_{\max} ，在已知磁芯种类和磁芯面积的情况下，可通过法拉第定律计算出初级绕组匝数，即由下式求出：

$$N_p = \frac{V_{\text{inmin}} D_{\max}}{2 f_s A_e \Delta B} \quad (7.12)$$

所以：

$$N_p = \frac{238 \times 0.4}{2 \times 50 \times 10^3 \times 0.848 \times 10^{-4} \times 0.32} = 35(\text{匝})$$

其中： V_{inmin} 单位为 V； f_s 单位为 Hz； A_e 单位为 m²； ΔB 为磁密增量，其大小为峰值磁密的两倍，单位为 T。

根据式 (7.2) 可求得变压器次级匝比为

$$N_{s1} = N_{s2} = N_s = \frac{50}{238 \times 0.4} \times 35 = 18.38(\text{匝})$$

故取 $N_{s1} = N_{s2} = 19$ 匝。

(四) 输出电感的计算

输出滤波电路实际上即为一个 Buck 型输出滤波器，则输出滤波电感的电流不允许进入不连续模式，不连续模式是从电感阶梯斜坡电流的阶梯下降至零开始的，这种情况会在直流电流下降至斜坡幅值 dI 的一半时发生。所以电感选择应保证电流到输出最小规定电流 $I_{o(\min)}$ （通常为额定电流的 1/10）时，电感电流也能保证连续。于是：

$$dI = 2I_{o(\min)} = 0.2I_o = V_{Lf} \frac{T_{on}}{L_f} = (V_s - V_o) \frac{T_{on}}{L_f}$$

而 $V_o = V(2T_{on}/T_s)$ ，则有：

$$T_{on} = \frac{V_o T_s}{2V_s}$$

当输入直流电压 V_{in} 及相应的副边电压 V_s 最小时， T_{on} 为 $0.8T_s/2$ ，于是：

$$V_s = 1.25V_o$$

$$0.2I_o = \frac{(1.25V_o - V_o)(0.8T_{on}/2)}{L_f}$$

所以输出滤波电感 L_f 为：

$$L_f = \frac{V_o T_s}{2I_o} = \frac{V_o}{2I_o f_s} \quad (7.13)$$

代入数据得输出滤波电感值 $L_f = 0.167\text{mH}$ 。

（五） 输出电容的计算

输出电容 C_f 的选择应满足最大输出纹波电压的要求。输出纹波几乎完全由滤波电容的 ESR 的大小决定，而不是由电容本身的大小决定，阻性纹波电压峰峰值 V_{rr} 为：

$$V_{rr} = ESR \cdot dI \quad (7.14)$$

式中： V_{rr} 设定为输出电压的 1%， dI 是所选的电感电流斜坡的峰峰值，通常为 $0.2I_o$ 。

则有：

$$ESR = \frac{V_{rr}}{dI} = \frac{0.01 \times 50}{0.2 \times 3} = 0.83\Omega$$

对于铝电解电容，在很大容值及额定电压范围内，其 $ESR \times C_f$ 的乘积基本不变，其范围为 $50 \times 10^{-6} \sim 80 \times 10^{-6}$ 。因此 C_f 可选为：

$$C_f = \frac{65 \times 10^{-6}}{0.83} = 78 \mu\text{F}$$

当确定电容容值后，验算容性纹波 V_{cr} 。从导通时段中点到关断是段中点的半个周期（10us）内，纹波电流为正。该三角波电流的平均值 I 为 $0.2I_o/4=0.15\text{A}$ 。所以此时平均电流在 C_f 上产生的纹波电压为

$$V_{Cr} = \frac{It}{C_f} = \frac{0.15 \times 10 \times 10^{-6}}{78 \times 10^{-6}} = 19.2 \text{mV}$$

由此可知， I_o 线下的纹波电流将产生另外的 79.2mV 的纹波电压，使整个容性纹波电压峰-峰值为 515.6mV。然而此时，电容造成的电压纹波远小于 ESR 电阻造成的电压纹波，因此可以忽略。

（六）防止磁通不平衡的隔直电容的计算

在半桥变换器中，若 C_1 、 C_2 节点处的电压不能精确到电源电压的一半，则 Q_1 导通时初级承受的电压值将与 Q_2 导通时承受的电压值不相等，磁通不平衡，于是磁通会沿磁滞回线正向或者反向持续增加直至使磁芯饱和，损坏开关管。

而由（7.1）可以求得 I_{pft} 为：

$$I_{pft} = \frac{P_{in}}{V_{inmin} D_{max}} = \frac{187.5}{238 \times 0.4} = 1.97 \text{A}$$

饱和效应的产生是由于初级存在直流分量，为了避免这个直流分量的存在，可在初级绕组中串联小容值的隔直电容 C_b 。电流 I_{pft} 流过时，该电容被充电，这部分充电电压使初级平顶脉冲电压有所下降，下降幅度 dV 不应该超过 10%， I_{pft} 流过的时间为 $0.8T/2$ ，这样所需的隔直电容可通过下式求出：

$$C_b = \frac{I_{pft} \times 0.8T_s/2}{dV} = \frac{I_{pft} \times 0.4T_s}{V_{inmin}/2 \times 10\%} = \frac{8I_{pft}}{V_{inmin}f_s} \quad (7.15)$$

于是求得隔直电容 $C_b=1.34\mu\text{F}$ 。当然，该电容应为非极性电容。

7.4 半桥变换器的仿真

7.4.1 开环仿真

本节利用 Saber2007 软件进行仿真建模以达到对前几节所选择的模型和设计参数的

验证。其性能指标与 7.3 节一样，这里不再列出。仿真所用的主要参数如下所示：

- 均压电容： $C_5=C_7=330\mu\text{F}$ 。
- 变压器原边绕组匝数： $N_p=35$ 。
- 变压器副边绕组匝数： $N_{s2}=N_{s3}=19$ 。
- 输出滤波电感： $L_f=167\mu\text{H}$ 。
- 输出滤波电容： $C_f=100\mu\text{F}$ 。
- 脉冲信号低电平：initial= - 1V。
- 脉冲信号高电平：pulse=12V。
- 脉冲宽度：PW=8us。
- 开关周期：PER=20us。
- 开关管 $Q_1\sim Q_2$ ：MTP60N60E。
- 开关管 GS 并联二极管 $D_{s1}\sim D_{s2}$ ：p6ke10a_sl。
- 开关管反并联二极管 $D_1\sim D_2$ ：MUR420。
- 输出整流二极管 $D_{R1}\sim D_{R2}$ ：MUR840_SL。

其仿真模型如图 7.4 所示，该仿真模型工作于最低输入电压，满负载情况下，即输入 238V，输出电压 50V，输出电流 3A 的条件下。其中 R_{g1} 和 R_{g2} 为驱动电阻， D_{s1} 和 D_{s2} 为瞬态电压抑制二极管，用于吸收反向瞬态高压，从而保护开关管， R_7 和 R_9 为 MOSFET 管结电容的放电电阻。 C_{d1} 和 C_{d2} 为均压电容，其值应足够大，在电路稳定工作时，认为它们均分输入电压，可看作电压为 $V_{in}/2$ 的电压源，此处取 $C_{d1}=C_{d2}=330\mu\text{F}$ 。

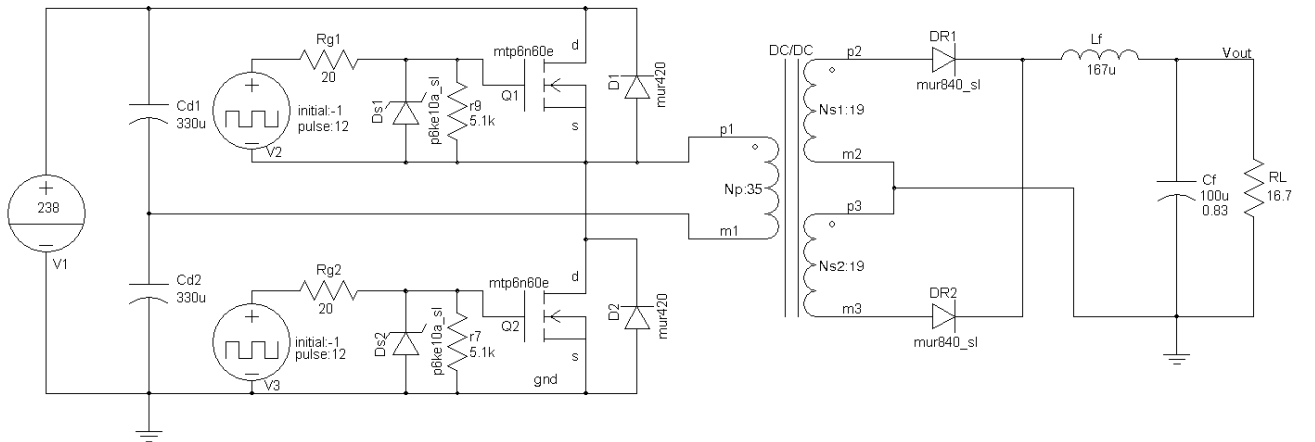


图 7.4 半桥开环仿真模型图

图 7.5 所示波形从上往下依次为开关管 Q_1 驱动波形、开关管 Q_2 驱动波形、变压器

原边绕组 N_s 电压波形、变压器副边绕组 N_{S1} 及副边绕组 N_{S2} 电压波形、滤波电感电流波形。当 Q_1 导通时，变压器原边绕组上电压为 $v_{AB}=V_{in}/2$ ，此时副边绕组同名端为正极，故 D_{R1} 导通， D_{R2} 反偏截止，输出滤波电感电流 i_{Lf} 增加。当 Q_1 关断时，由于两个整流管同时导通，会将变压器副边电压嵌位在零位，则原边电压也为 0，同时 i_{Lf} 也减少。 Q_2 导通的工作波形同 Q_1 类似。

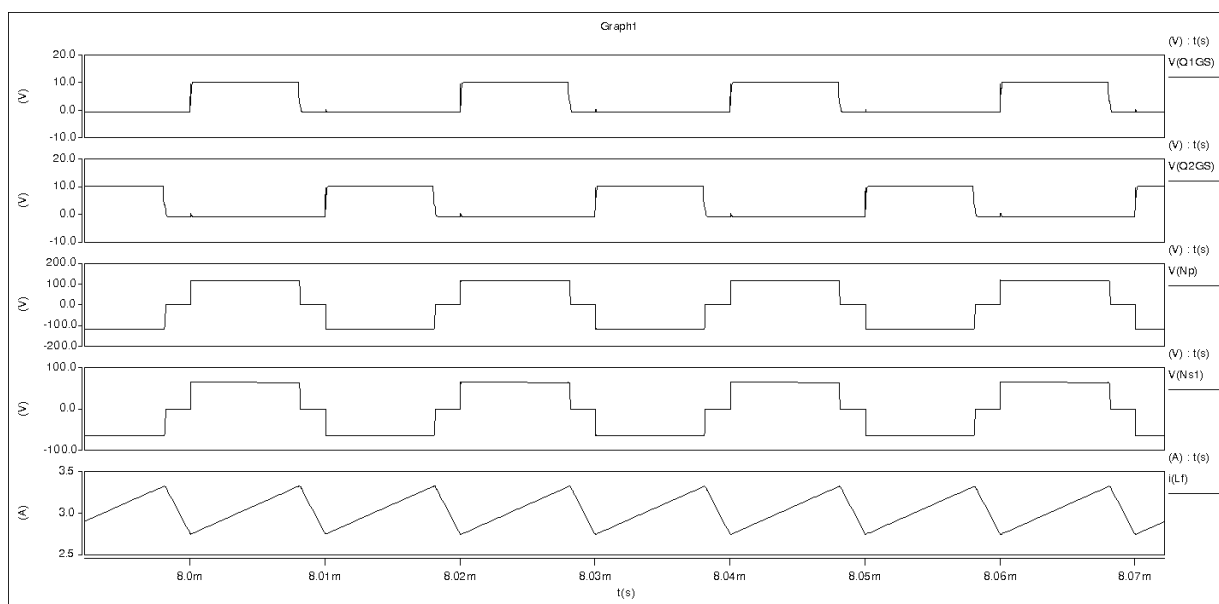


图 7.5 半桥变换器稳定工作时主要波形图

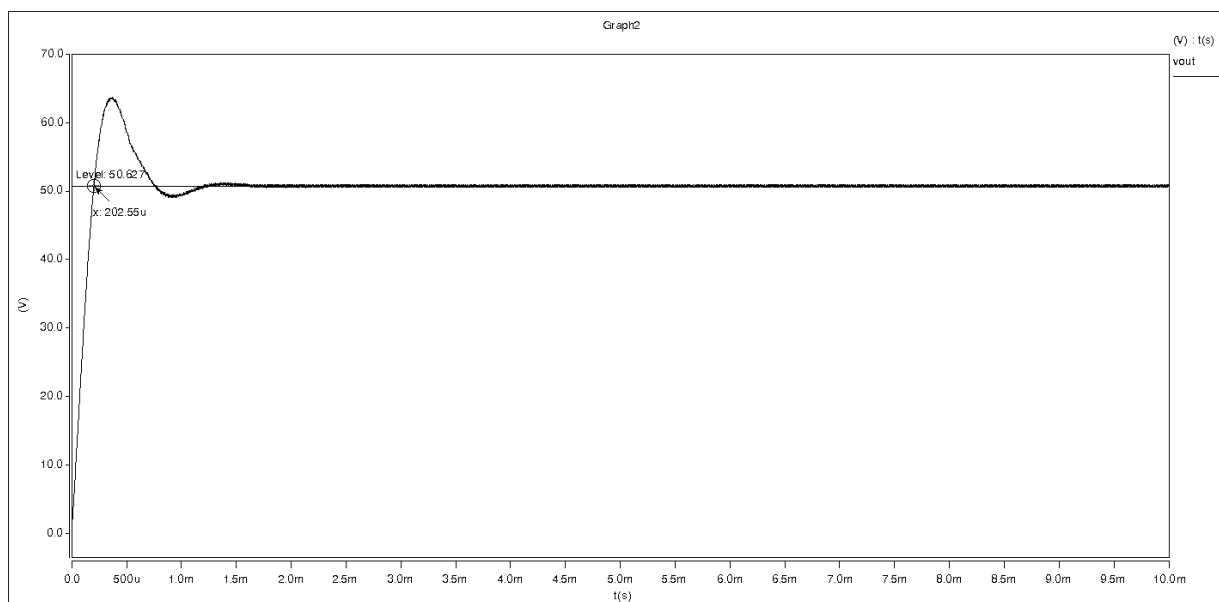


图 7.6 半桥变换器输出电压波形

图 7.6 给出了半桥变换器输出电压波形，从图中可以知，输出电压能够稳定在 50.59V。

7.4.2 闭环仿真

为了设计更加接近实际要求，采用 Saber 提供的脉宽调制器 SG3525 模型，实现电路闭环，闭环仿真的主电路参数同开环参数一致。图 7.7 给出了基于 SG3525 控制的半桥变换器的仿真电路图。为了模拟电路的启动过程，采用一个线性电压源，使电源电压在 0~3ms 时间内电压线性增长到 310V。

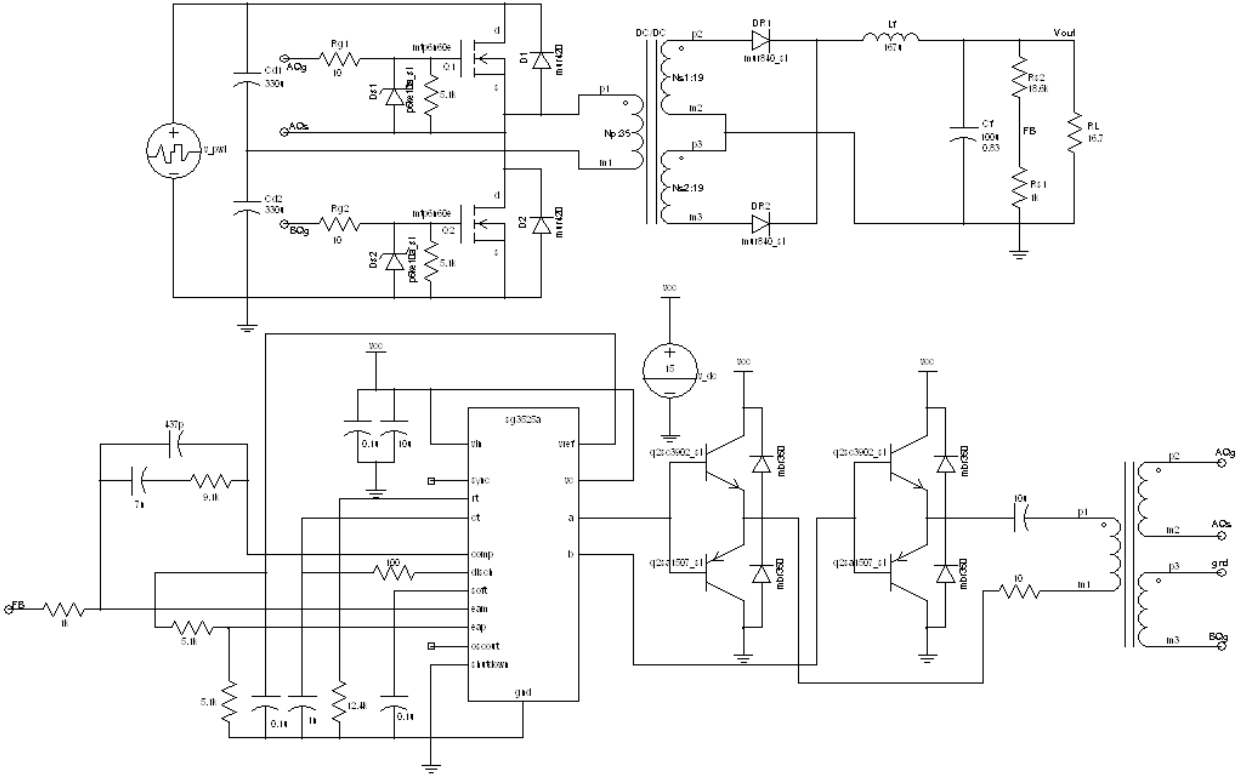


图 7.7 基于 SG3525 控制的半桥变换器仿真模型图

图 7.8 给出了 SG3525 引脚的波形图，在实际调试过程中，是要重点观察的波形。同时在这个图中，也可以清楚地看到，在每半个周期的开始，电平置位，在 **comp** 电压值与 **ct** 值相等处，电平清零，从而相应得到输出引脚 **a**、**b** 的波形。

图 7.9 给出半桥变换器闭环仿真稳定工作时主要波形图，其工作过程前文已有描述，此处不在赘述。

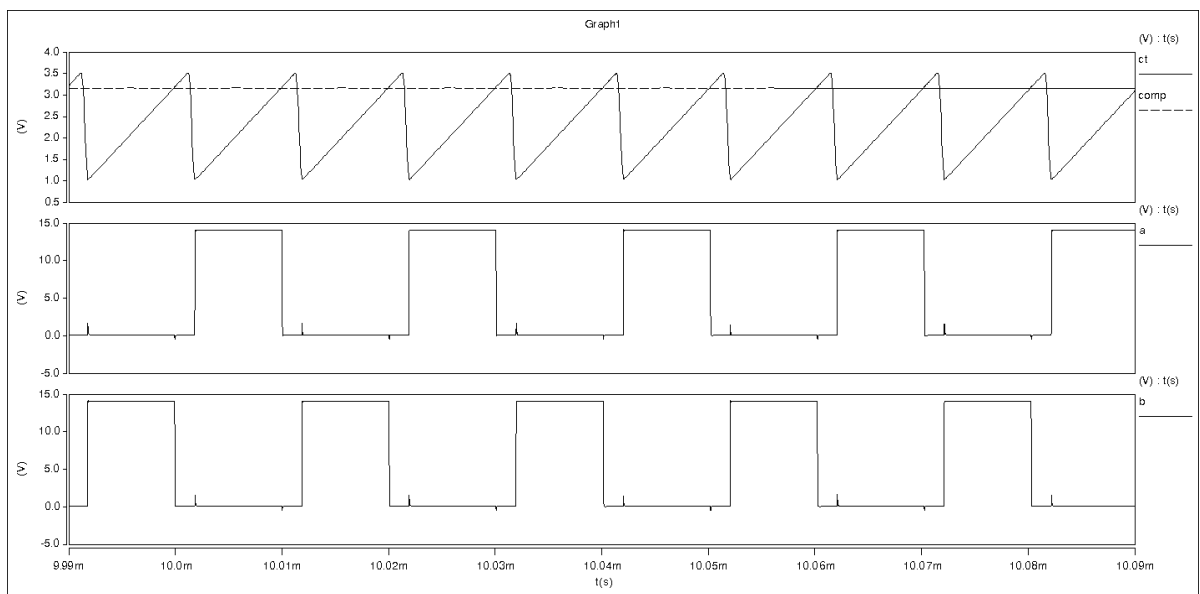


图 7.8 SG3525 引脚波形图

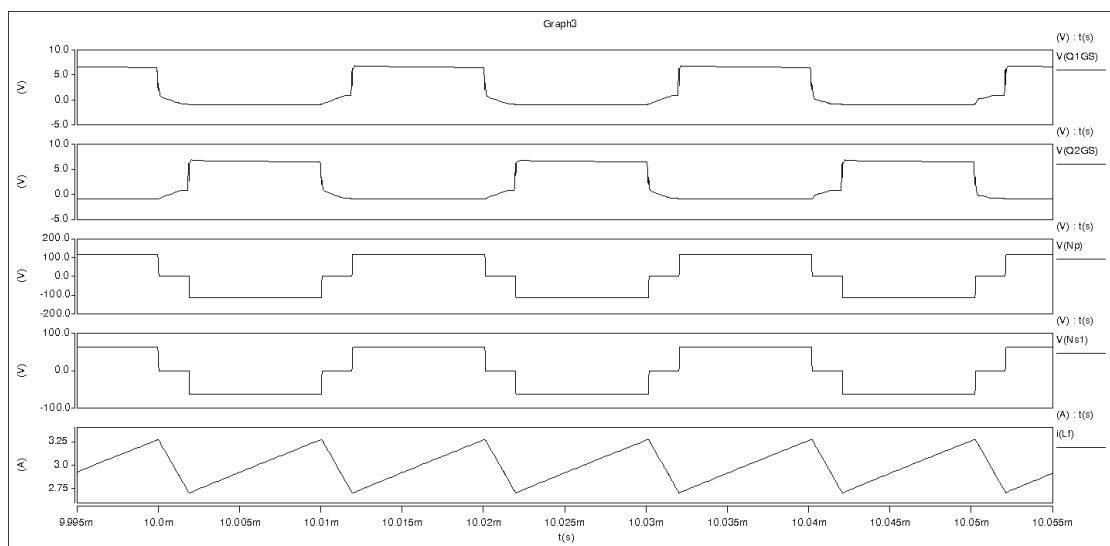


图 7.9 半桥变换器闭环仿真稳定工作时主要波形图

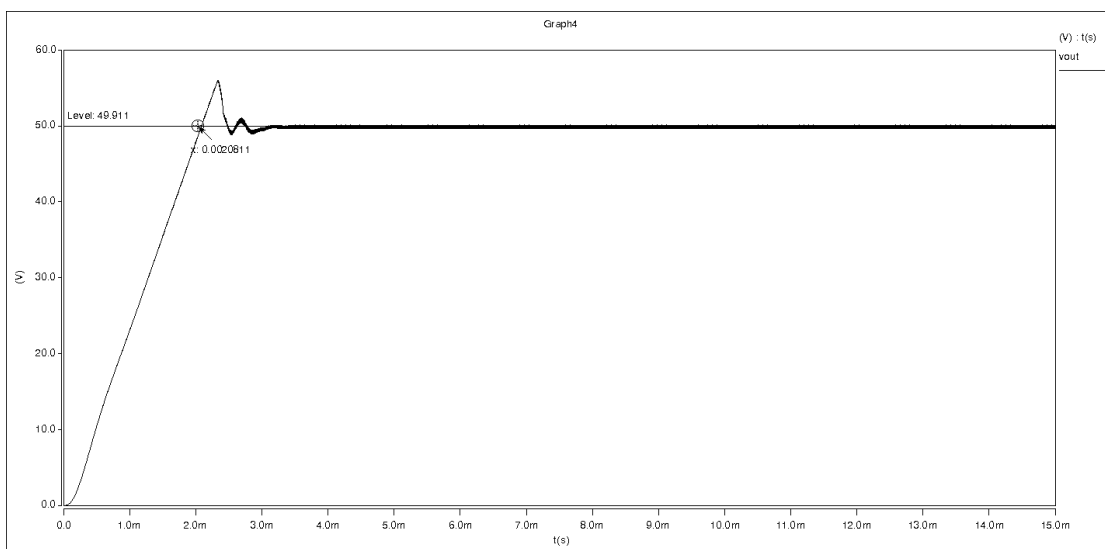


图 7.10 半桥变换器闭环仿真输出电压

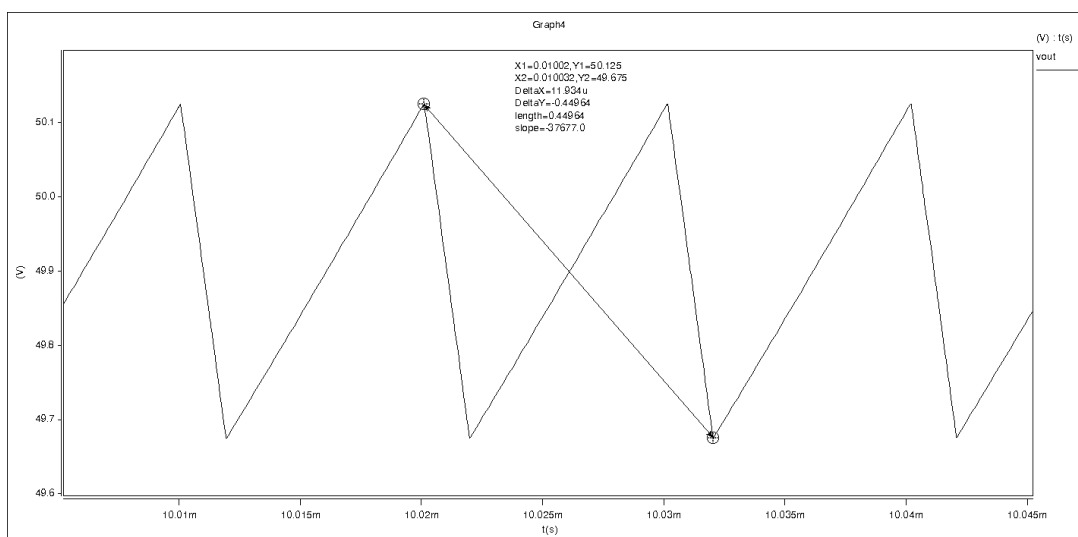


图 7.11 半桥变换器闭环仿真输出电压纹波

图 7.10 给出了半桥变换器闭环仿真输出电压波形，这是变换器从启动到输出电压稳定的过程。从仿真结果来看，电路能够稳定输出 49.91V。图 7.11 给出了输出纹波电压波形图，电压纹波为 0.22V，输出电压的纹波控制在 1%内，符合设计要求。

7.5 全桥变换器

全桥变换器的初级施加的电压幅值为 $\pm V_{in}$ 的方波电压，而非半桥变换器 $\pm V_{in}/2$ ，但其开关管承受的关断电压却与半桥变换器相同，等于最大输入直流电压。所以在开关管承受相同的峰值电流和电压的条件下，全桥变换器输出功率是半桥变换器的两倍。同时，在相同功率条件下，虽然全桥变换器的变压器原边电压为半桥的一倍，但是其电流峰值

和有效值却只有其半，故此时两种变换器的变压器大小一样。所以全桥变换器比半桥变换器更适合由大功率的应用场所。

7.5.1 全桥变换器的工作原理

图 7.12 给出了输出为全波整流电路的全桥桥变换器的主电路。主电路由四只功率管 $Q_1 \sim Q_4$ 及其反并联二极管 $D_1 \sim D_4$ 、隔直电容 C_b 、变压器 T_1 、副边整流二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 、输出滤波电感 L_f 和输出滤波电容 C_f 构成， R_{Ld} 为负载。变压器的原边绕组接于 AB 两端，变压器原边绕组匝数为 N_p ，两个副边绕组匝数相等，即 $N_{s1}=N_{s2}=N_s$ 。

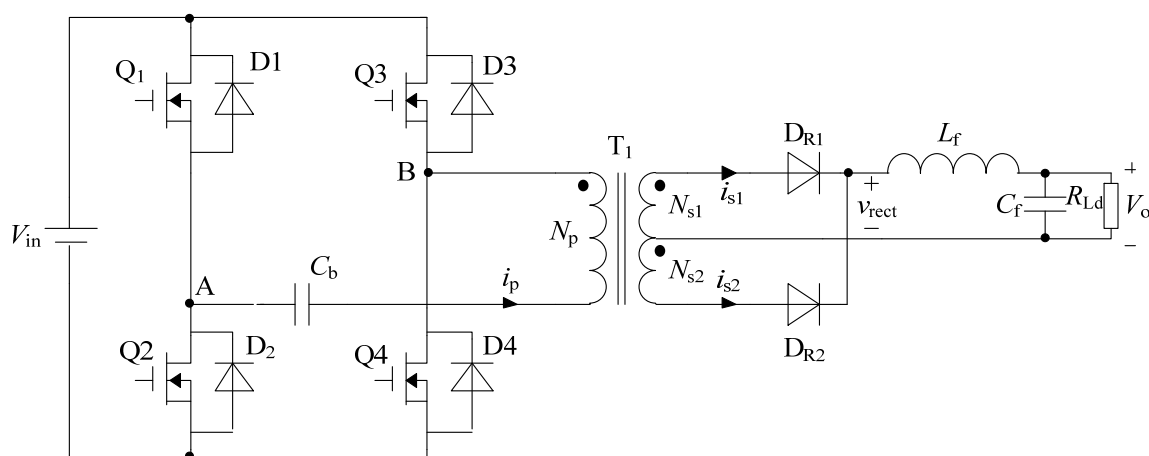


图 7.12 全桥变换器

全桥变换器的开关管达到了四个，故拥有着双极性控制策略、有限双极性控制策略和移相控制策略。所谓双极性控制策略即为 Q_1 和 Q_4 同时导通， Q_2 和 Q_3 同时导通，并且 Q_1 和 Q_4 分别互补与 Q_2 和 Q_3 ，通过同时调节所有开关管的占空比而调节输出电压。有限双极性控制策略的开关管导通关系一致，不同的是有限双极性控制策略仅通过改变 Q_1 和 Q_2 的占空比来调节输出电压。移相控制策略是 Q_1 和 Q_2 互补导通， Q_3 和 Q_4 互补导通，而 Q_1 先于 Q_4 导通，同时 Q_1 和 Q_2 分别先于 Q_3 和 Q_4 导通，所以称 Q_1 和 Q_3 组成的桥臂为超前臂， Q_2 和 Q_4 组成的桥臂为滞后臂。此处将以双极性控制策略分析全桥变换器的工作原理。

图 7.13 给出了双极性控制的全桥变换器工作的主要波形图，同半桥变换器相似，变换器上下桥臂的开关管均留有一定的死区时间 T_{dt} ，避免上下管同时导通而短路烧坏电路，同时由于漏感的存在，故同样存在占空比丢失和复位电压的问题。根据开关管的工作情况，可知全桥变换器有 2 个开关管模态，下面加以详细分析。

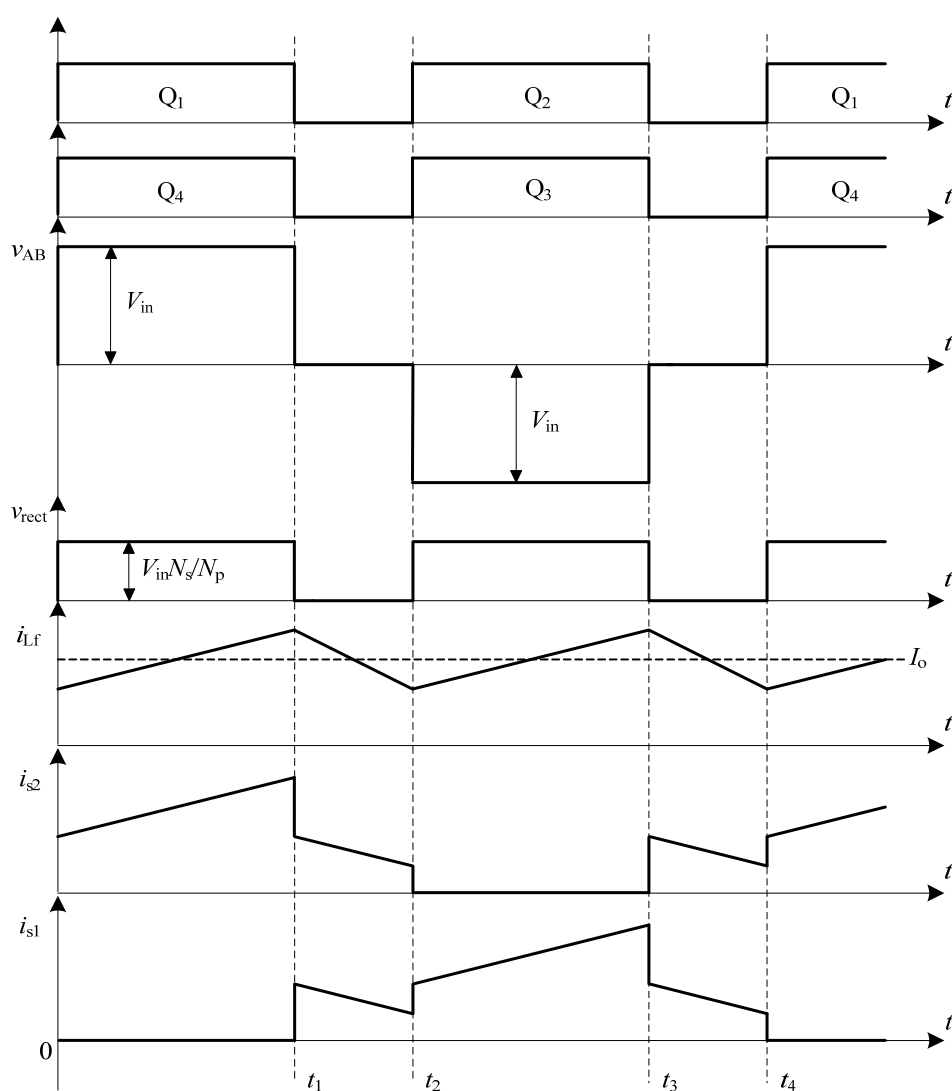


图 7.13 全桥变换器的主电路及主要波形

(1) 开关模式 1 ($0 \leq t \leq t_1$)

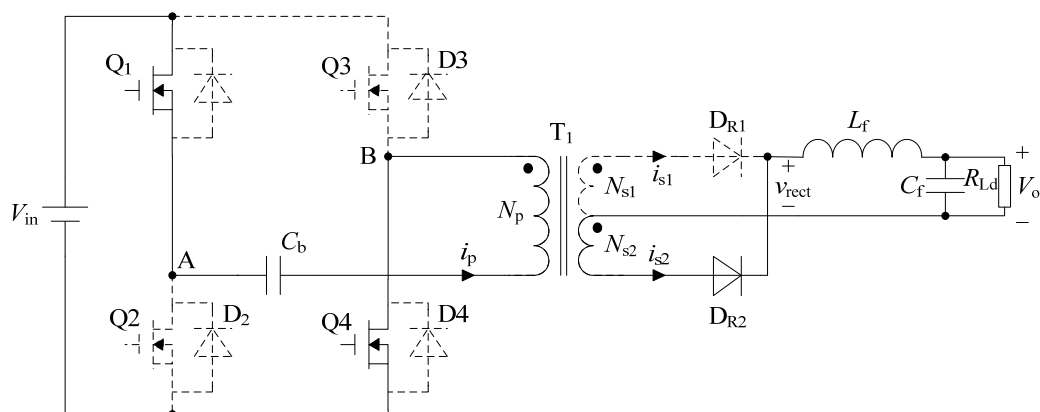
参见图 7.14 (a), 在 $t=0$ 时, Q_1 和 Q_4 导通, 变压器原边绕组上的电压为 $v_{AB}=V_{in}$, 绕组感应电势 “●” 端为负极性, 此时原边电流 i_p 开始线性上升, 副边 D_{R2} 导通, D_{R1} 反偏截止, 输出滤波电感电流 i_{Lf} 增长。

(2) 开关模式 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

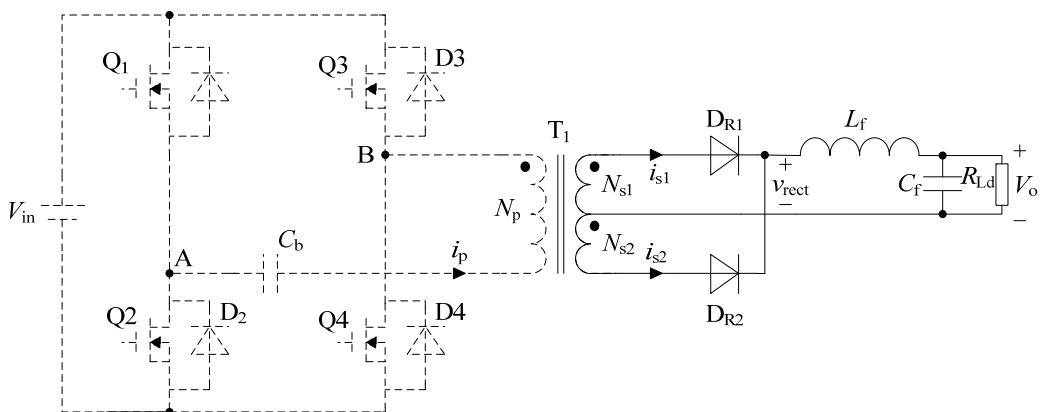
Q_1 和 Q_4 关断, 由于 i_{Lf} 继续按原方向流动, 故副边绕组 N_{s2} 和原边绕组 N_p 中的电流也按原方向流动, $i_{s2}=i_{DR2}$ 从 N_{s2} 的异名端流出, i_p 则从 “●” 端流出, 于是 D_2 和 D_3 续流, 因此 v_{AB} 极性反转, 使得 D_{R2} 导通。实际上, 当 Q_1 和 Q_4 关断时, v_{AB} 短时出现负压, 促使两副边绕组电流相等, 合成磁势为零。在不考虑变压器漏感的时候, v_{AB} 出现的时间很短, 故在图 7.13 和图 7.14 中没有表示出来。参见图 7.14 (b), 此时, Q_2 和 Q_3 并

未导通，而由于两个整流管同时导通，将变压器副边电压箝在零位，那么原边电压也为零，因此 $v_{AB}=0$ ，这时 $i_p=0$ 。而电流 $i_{s1}=i_{DR1}$ 立即增长到 $i_{s1}=i_{s2}N_{s2}/N_{s1}$ ，此时 N_p 中的电流 i_p 为零， D_2 和 D_3 截止。根据 $N_p i_p = N_{s1} i_{s1} + N_{s2} i_{s2}$ ， $i_{s1} + i_{s2} = i_{Lf}$ ，有 $i_{s2} = i_{s1} = i_{Lf}/2$ ，同时在 V_o 的作用下，它们也降相应下降。

在 $t=t_2$ 时， Q_2 和 Q_3 开通，变换器开始另外半个周期工作，其工作情况类似。



(a) 开关模式 1 ($0 \leq t \leq t_1$)



(b) 开关模式 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

图 7.14 各种开关模式的等效电路

7.5.2 基本关系

设 Q_1 和 Q_4 同时导通和关断，导通时间为 T_{on} ，则 $D=T_{on}/T_s$ ， Q_2 和 Q_3 也一样，仅在一个周期内的下半周期内导通。变压器原边电压 v_{AB} 为宽度 DT_s 的方波， v_{AB} 的幅值 $V_{AB}=V_{in}$ ，变压器副边电压幅值 $V_{s1}=V_{s2}=V_{in}N_s/N_p$ 。经二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 整流后的电压也就是电压 v_{rect} 的波形，脉冲电压频率为开关频率的两倍， v_{rect} 经过整流滤波后得到的直流输出电压表达式为

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot 2D \quad (7.16)$$

开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 承受的电压 V_Q 为

$$V_Q = V_{in} \quad (7.17)$$

反并二极管 $D_1 \sim D_4$ 上的电压 V_D 为

$$V_D = V_Q = V_{in} \quad (7.18)$$

整流管 D_{R1} 和 D_{R2} 上的电压为

$$V_{D1} = V_{D2} = 2 \cdot \frac{N_s}{N_p} V_{in} \quad (7.19)$$

Q_1 和 Q_4 或 Q_2 和 Q_3 导通, v_{rect} 为正, 电感电流 i_{Lf} 增长

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = \frac{N_s}{N_p} V_{in} - V_o \quad (7.20)$$

Q_1 和 Q_4 或 Q_2 和 Q_3 关断后, i_{Lf} 通过 D_{R1} 和 D_{R2} 续流, 此时 v_{rect} 为 0, 电感电流 i_{Lf} 在输出电压作用下下降:

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = -V_o \quad (7.21)$$

由 (7.19) 或 (7.20) 可以求得电感电流脉动量 Δi_{Lf} 为:

$$\Delta i_{Lf} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_{in}}{L_f} \cdot 2D \left(\frac{1}{2} - D \right) T \quad (7.22)$$

滤波电感电流 i_{Lf} 的平均值就是负载电流 I_o , 即:

$$I_{Lf} = I_o \quad (7.23)$$

i_{Lf} 的脉动频率是开关频率 f_s 的两倍, 即:

$$f_{Lf} = 2f_s \quad (7.24)$$

通过 D_{R1} 、 D_{R2} 的电流最大值为:

$$I_{DR1max} = I_{DR2max} = I_o + \frac{1}{2} \Delta i_{Lf} = I_o + \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_{in}}{2L_f f_s} \cdot 2D \left(\frac{1}{2} - D \right) \quad (7.25)$$

因 i_{DR1} 和 i_{DR2} 就是流过变压器副边绕组的电流, 若不计变压器励磁电流, 那么变压器原边绕组电流的最大值为:

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} I_o + \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \cdot \frac{V_{in} \cdot 2D(1-2D)}{4L_f f_s} \quad (7.26)$$

流过变压器原边的电流最大值 I_p 也就是流过开关管电流的最大值。反并二极管 $D_1 \sim D_4$ 的最大值为 I_p 。

7.6 全桥变换器的参数设计

下面详细介绍全桥变换器的参数设计。

7.6.1 性能指标

输入直流电压 $V_{in}=238 \sim 342VDC$ （市电交流 220VAC 输入经整流滤波得到）。

额定输出电压 $V_o=48V$ 。

额定输出电流 $I_o=25A$ 。

输出纹波电压 $\Delta V_o=1\%V_o=0.48V$ 。

效率 $\eta=80\%$ 。

开关频率： $f_s=100KHz$ 。

7.6.2 全桥变换器主电路设计

(一)最大占空比 D_{max} 的确定

若垂直桥臂上下两管（ Q_1 和 Q_3 或 Q_2 和 Q_4 ）同时导通，即使是很短的时间，也将使电源瞬间短路从而损坏开关管。为防止此现象发生，低压满载时， Q_1 和 Q_3 与 Q_2 和 Q_4 的最大导通时间必须限制在半周期的 80% 以内，即每个开关管的最大导通时间为 $0.8T_s/2$ ，从而开关管的最大占空比为：

$$D_{max} = \frac{0.8T_s/2}{T_s} = 0.4$$

(二)变压器匝比 $K=N_p/N_s$ 、最小占空比 D_{min} 的确定

因为 $P_o=V_o \cdot I_o$ ， $P_{in}=V_{inmin} I_{pft} 2D_{max}$ ， $P_{in}=P_o/\eta$ ， $I_o/I_{pft}=K=N_p/N_s$ （其中： I_{pft} 为初级电流脉冲等效为平顶脉冲后的峰值），从而变压器的匝比可以由下式确定：

$$K = \frac{N_p}{N_s} = \frac{2D_{max} V_{inmin}}{V_o} \eta$$

于是可以求得 $K=N_p/N_s=3.17$

然后由下式求出高压满载时的最小占空比 D_{\min} （实际中最小占空比远小于该占空比）：

$$D_{\min} = \frac{KV_o}{2V_{\text{in max}}\eta} = \frac{3.17 \times 48}{2 \times 342 \times 80\%} = 0.278$$

（三）磁芯的选择

全桥变压器的磁芯可以根据 AP 法来选择，公式如下：

$$AP = A_e A_w = \frac{P_o \cdot \sqrt{D_{\max}}}{2B_{\max} f_s K_u J \eta} \quad (7.31)$$

其中： P_o 单位为 W； B_{\max} 为磁芯峰值磁密，单位为 T； f_s 单位为 Hz； K_u 为磁芯窗口填充系数，单位为 1； J 为电流密度，单位为 A/m^2 ； A_e 、 A_w 分别为磁芯的截面面积和窗口面积，单位为 m^2 。

式（7.20）中峰值磁密 B_{\max} 取 0.1T；电流密度 J 取 $5 \times 10^6 A/m^2$ ；窗口填充系数取 0.2； P_o 为 1200W； D_{\max} 为 0.4； f_s 为 100000Hz； η 为 0.8。从而计算得 $A_e A_w = 6.7 \times 10^{-8} m^4 = 6.7 cm^4$ 。我们可以选择最佳磁芯 TDK-PC55/47-Z，其磁芯截面面积 A_e 为 $3.44 cm^2$ ，窗口面积 A_w 为 $2.8236 cm^2$ ，有效磁路长度 $l_g = 102 mm$ ；显然 $A_e A_w = 3.726 < 3.44 \times 2.8236 = 9.7132 cm^4$ ，满足条件。

（四）初级线圈和次级线圈的匝数

初级绕组匝数由以下式子求出：

$$N_p = \frac{V_{\text{in min}} D_{\max}}{f_s A_e \Delta B} = \frac{V_{\text{in min}} D_{\max}}{2 f_s A_e B_{\max}} \quad (7.32)$$

所以：

$$N_p = \frac{238 \times 0.4}{2 \times 100 \times 10^3 \times 3.44 \times 10^{-4} \times 0.1} \approx 14 (\text{匝})$$

其中： $V_{\text{in min}}$ 单位为 V； f_s 单位为 Hz； A_e 单位为 m^2 ； ΔB 为磁密增量，其大小为峰值磁密的两倍，单位为 T。

从而次级线圈的匝数为：

$$N_{s1}=N_{s2}=N_s=\frac{N_p}{K}=\frac{14}{3.17}\approx 4(\text{匝})$$

原边无气隙电感 L_p 为:

$$L_p=\frac{A_e N_p^2 \mu_0 \mu_i}{l_e}=\frac{3.44\times 10^{-4}\times 14^2\times 4\pi\times 10^{-7}\times 2300}{102\times 10^{-3}}=1.647\text{mH}$$

其中: μ_i 为铁氧体 PC40 的初始磁导率 (相对磁导率), 取 2300; μ_0 为真空磁导率, 为 $4\pi\times 10^{-7}$; l_g 为磁芯的有效磁路长度, 为 $110\times 10^{-3}\text{m}$ 。

(五) 输出电感的计算

输出电感不允许进入不连续模式, 不连续模式是从电感阶梯斜坡电流的阶梯下降至零开始的, 这种情况会在直流电流下降至斜坡幅值 dI 的一半时发生, 所以电感选择应保证电流到输出最小规定电流 $I_{o(\min)}$ 时, 电感电流也能保证连续。又 $I_{o(\min)}$ 为电流纹波的一半, $I_{o(\min)}$ 等于 $0.5*\lambda I_o$ ($\lambda=\Delta I_o/I_o=0.2$, 为电感电流纹波系数), 于是:

$$dI=2I_{o(\min)}=\lambda I_o=V_{Lf}\frac{T_{on}}{L_f}=(V_s-V_o)\frac{T_{on}}{L_f}$$

而 $V_o=V_s(2T_{on}/T_s)$, 则有:

$$T_{on}=\frac{V_o T_s}{2V_s}$$

当输入直流电压 V_{in} 及相应的副边电压 V_s 最大时, T_{on} 为 $2D_{\min}*T_s$, 于是:

$$V_s=(\frac{1}{2D_{\min}}-1)V_o$$

$$\lambda I_o=\frac{(\frac{1}{2D_{\min}}-1)V_o D_{\min} T_s}{L_f}=\frac{(\frac{1}{2}-D_{\min})V_o}{L_f f_s}$$

所以输出电感 L_f 为:

$$L_f=\frac{(\frac{1}{2}-D_{\min})V_o}{\lambda I_o f_s} \quad (7.28)$$

求得输出电感值 $L_f=21.29\mu\text{H}$ 。

(六) 输出电容的计算

输出电容 C_f 的选择应满足最大输出纹波电压的要求。输出纹波几乎完全由滤波电容的 ESR 的大小决定，而不是由电容本身的大小决定，阻性纹波电压峰峰值 V_{rr} 为：

$$V_{rr} = ESR \cdot dI \quad (7.29)$$

式中： $V_{rr} = \Delta V_o = 0.48V$ ， dI 是所选的电感电流纹波的峰峰值 $\Delta I_o = 5A$ 。

则有：

$$ESR = \frac{V_{rr}}{dI} = \frac{0.48}{5} = 0.096\Omega$$

对于铝电解电容，在很大容值及额定电压范围内，其 $ESR \cdot C_f$ 的乘积基本不变，其范围为 $50 \times 10^{-6} \sim 80 \times 10^{-6}$ 。因此 C_f 可选为：

$$C_f = \frac{65 \times 10^{-6}}{0.096} = 677\mu F$$

当确定电容容值后，验算容性纹波 V_{cr} 。从导通时段中点到关断时段中点的半个周期（ $5\mu s$ ）内，纹波电流为正。该三角波电流的平均值 I 为 $\Delta I_o / 4 = 1.25A$ 。所以此时平均电流在 C_f 上产生的纹波电压为

$$V_{Cr} = \frac{It}{C_f} = \frac{1.25 \times 5 \times 10^{-6}}{677 \times 10^{-6}} = 9.2mV$$

由此可知， I_o 线下的纹波电流将产生另外的 $9.2mV$ 的纹波电压，使整个容性纹波电压峰—峰值为 $489.2mV$ 。然而此时，电容造成的电压纹波远小于 ESR 电阻造成的电压纹波，因此可以忽略。故取 $680\mu F/100V$ 的铝电解电容即可。

(七) 选择功率开关管 Q1~Q4

开关管 Q1~Q4 的电压应力相同，由下面公式计算：

$$V_{ds}^{max} = V_{in max} = 342V$$

开关管 Q1~Q4 的电流应力相同，由下面公式计算：

$$I_{ds}^{max} = I_{pft} = \frac{I_o}{K} = \frac{25}{3.17} = 7.88A$$

实际上在选取开关管的时候， V_{ds}^{max} 的取值为 MOSFET 额定电压的 80~85% 左右，故 MOSFET 的电压定额 $V_{DDS} = V_{ds}^{max} / 80\% = 428V$ ；其电流定额 $I_D > (1.6 \sim 2) I_{ds}^{max} = 12.6 \sim 15.76A$ ，故可选用 TK18A50D，其额定电压为 500V，电流定额为 18A 的，符合设计要求。

(八) 选择反并二极管 D1~D4

反并二极管 D₁~D₄ 的电压应力、电流应力与开关管的一样，故：

$$V_D^{\max} = V_{ds}^{\max} = 342V$$

$$I_D^{rms} = \sqrt{0.4 \times 7.88} = 4.98A$$

实际上在选取二极管的时候，最大反向电压 $V_{RRM} > 1.3V_D^{\max} = 445V$ ，平均正向电流 $I_F > 1.5I_D^{rms} = 7.5A$ ，故可选用 SF1007F，其额定电压为 500V，电流定额为 10A 的，符合设计要求。

(九) 选择整流二极管 DR1 和 DR2

整流二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 的电压应力相同，由下面公式计算：

$$V_{DR}^{\max} = 2 \frac{V_{in\max}}{K} = 2 \times \frac{290}{3.17} = 216V$$

整流二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 的电流应力相同，由下面公式计算：

$$I_{DR}^{rms} = \frac{\sqrt{1+2D_{\max}}}{2} I_o = 16.8A$$

实际上在选取二极管的时候，最大反向电压 $V_{RRM} > 1.3V_{DR}^{\max} = 281V$ ，平均正向电流 $I_F > 1.5I_{DR}^{rms} = 25.2A$ ，故可选用两个 SF1605CT 并联，其额定电压为 300V，电流定额为 16A 的，符合设计要求。

(十) 防止磁通不平衡的隔直电容的计算

在半桥变换器中，若 C₁、C₂ 节点处的电压不能精确到电源电压的一半，则 Q₁ 导通时初级承受的电压值将与 Q₂ 导通时承受的电压值不相等，磁通不平衡，于是磁通会沿磁滞回线正向或者反向持续增加直至使磁芯饱和，损坏开关管。

饱和效应的产生是由于初级存在直流分量，为了避免这个直流分量的存在，可在初级绕组中串联小容值的隔直电容 C_b。电流 I_{pft} 流过时，该电容被充电，这部分充电电压使初级平顶脉冲电压有所下降，下降幅度 dV 不应该超过 10%，I_{pft} 流过的时间为 0.8T/2，这样所需的隔直电容可通过下式求出：

$$C_b = \frac{I_{pft} \times 0.8T_s/2}{dV} = \frac{I_{pft} \times 0.4T_s}{V_{in\min} \times 10\%} = \frac{4I_{pft}}{V_{in\min} f_s} \quad (7.30)$$

于是求得隔直电容 C_b=1.32uF。当然，该电容高频交流电容。

7.7 全桥变换器的仿真

7.7.1 开环仿真

全桥变换器由四个功率晶体管组成，相对于半桥而言，功率晶体管及驱动装置个数要增加 1 倍，成本较高，但可用在要求功率较大的场合。为了验证全桥变换器的工作原理，使用 Saber2007 仿真软件对全桥变换器进行开环仿真，其性能指标与 7.3 节一样。仿真所用的主要参数如下所示：

- 变压器原边绕组匝数： $N_p=14$ 。
- 变压器副边绕组匝数： $N_{s1}=N_{s2}=4$ 。
- 输出滤波电感： $L_f=21.3\mu\text{H}$ 。
- 输出滤波电容： $C_f=680\mu\text{F}$ 。
- 脉冲信号低电平：initial= - 1V。
- 脉冲信号高电平：pulse=12V。
- 脉冲宽度：PW=3.4us。
- 开关周期：PER=10us。
- 开关管 Q1~Q2：irfp460。
- 开关管 GS 并联二极管 $D_{s1}\sim D_{s4}$ ：p6ke10a_sl。
- 开关管反并联二极管 D1~D2：MUR440。
- 输出整流二极管 DR1~DR2：esm244_100。

其仿真模型如图 7.16 所示，该仿真模型工作于最低输入电压，满负载情况下，即输入 283V，输出电压 48V，输出电流 25A 的条件下。其中 Rg1 和 Rg2 为驱动电阻，Ds1、Ds2、Ds3、Ds4 为瞬态电压抑制二极管，用于吸收反向瞬态高压，从而保护开关管。

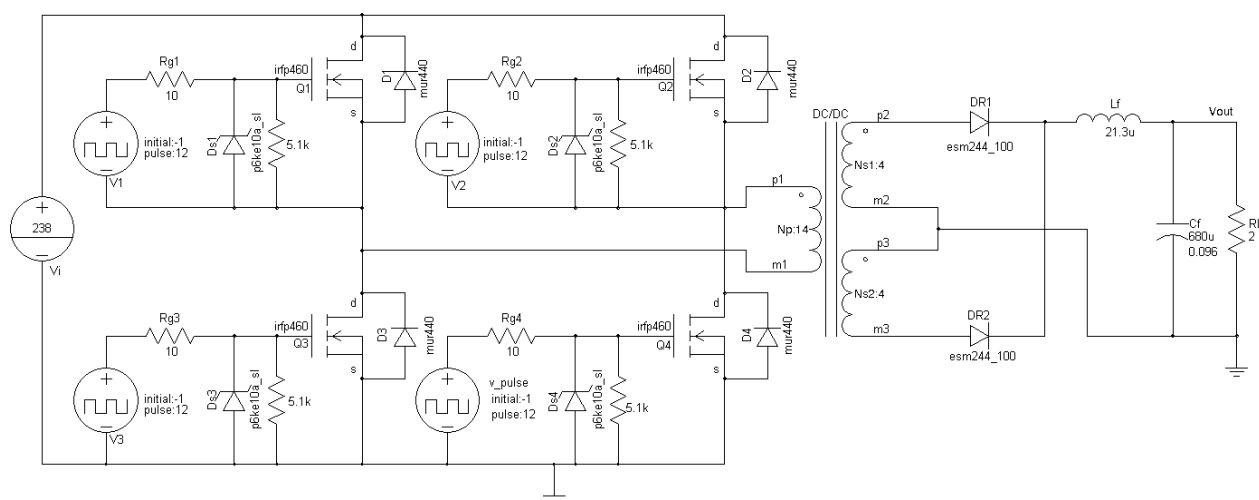


图 7.16 全桥开环仿真模型图

图 7.17 所示波形从上往下依次为 Q_1 、 Q_4 驱动波形、 Q_2 、 Q_3 驱动波形、变压器原边绕组 N_s 电压波形、变压器副边绕组 N_{s1} 及绕组绕组 N_{s2} 电压波形、滤波电感电流波形。当 Q_2 、 Q_3 导通时，变压器原边绕组上电压为 V_{in} ，此时副边绕组同名端为正极，故 D_{R1} 导通， D_{R2} 反偏截止，输出滤波电感电流 i_{Lf} 增加。当 Q_2 、 Q_3 关断时，由于两个整流管同时导通，会将变压器副边电压嵌位在零位，则原边电压也为 0，同时 i_{Lf} 也减少。 Q_1 、 Q_4 导通的工作波形同 Q_2 、 Q_3 类似。

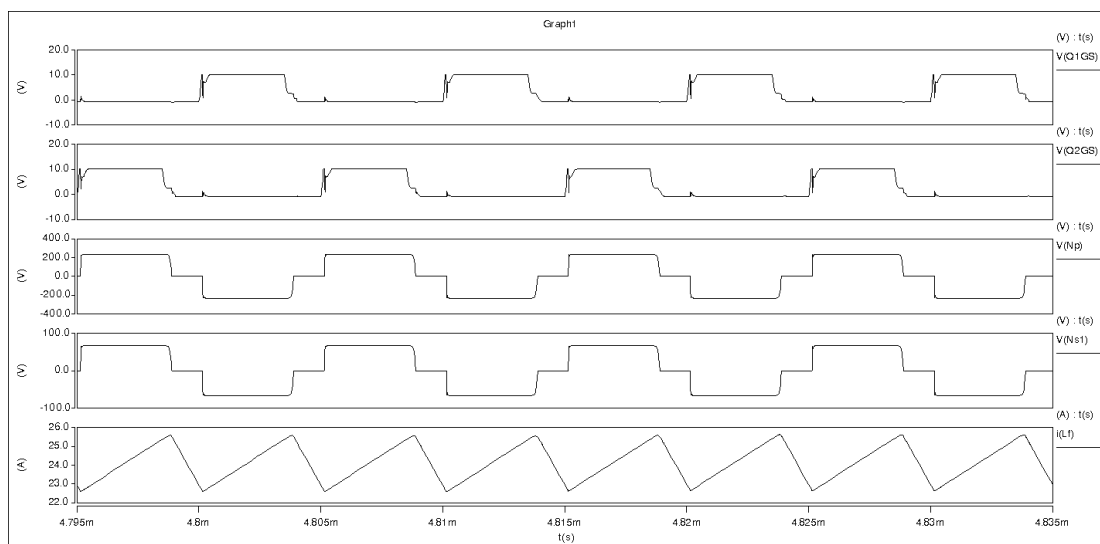


图 7.17 全桥变换器开环仿真稳定工作时主要波形图

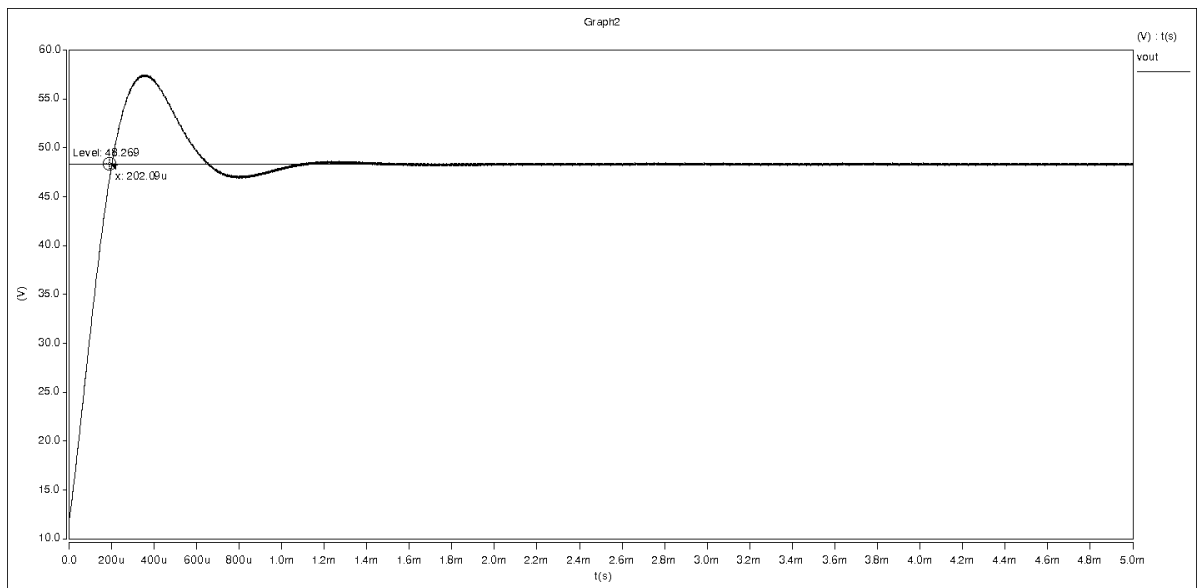


图 7.18 全桥变换器开环仿真输出电压波形

图 7.18 给出了全桥变换器输出电压波形，从图中可以知，在最大占空比情况下，能够稳定输出 48.27V。

7.7.2 闭环仿真

为了使全桥变换器具有良好的动态和静态特性，变换器必须实现闭环控制。仿真中采用电压反馈的闭环控制，提高了变换器的动态性能和稳态性能。为了设计更加接近实际要求，采用 Saber 提供的电压调节芯片 SG3525 模型，实现电路闭环，闭环仿真的主电路参数同开环参数一致。图 7.19 给出了基于 SG3525 控制的全桥变换器的仿真电路图。为了模拟电路的启动过程，采用一个线性电压源，使电源电压在 0-3ms 时间内电压线性增长到 310V。

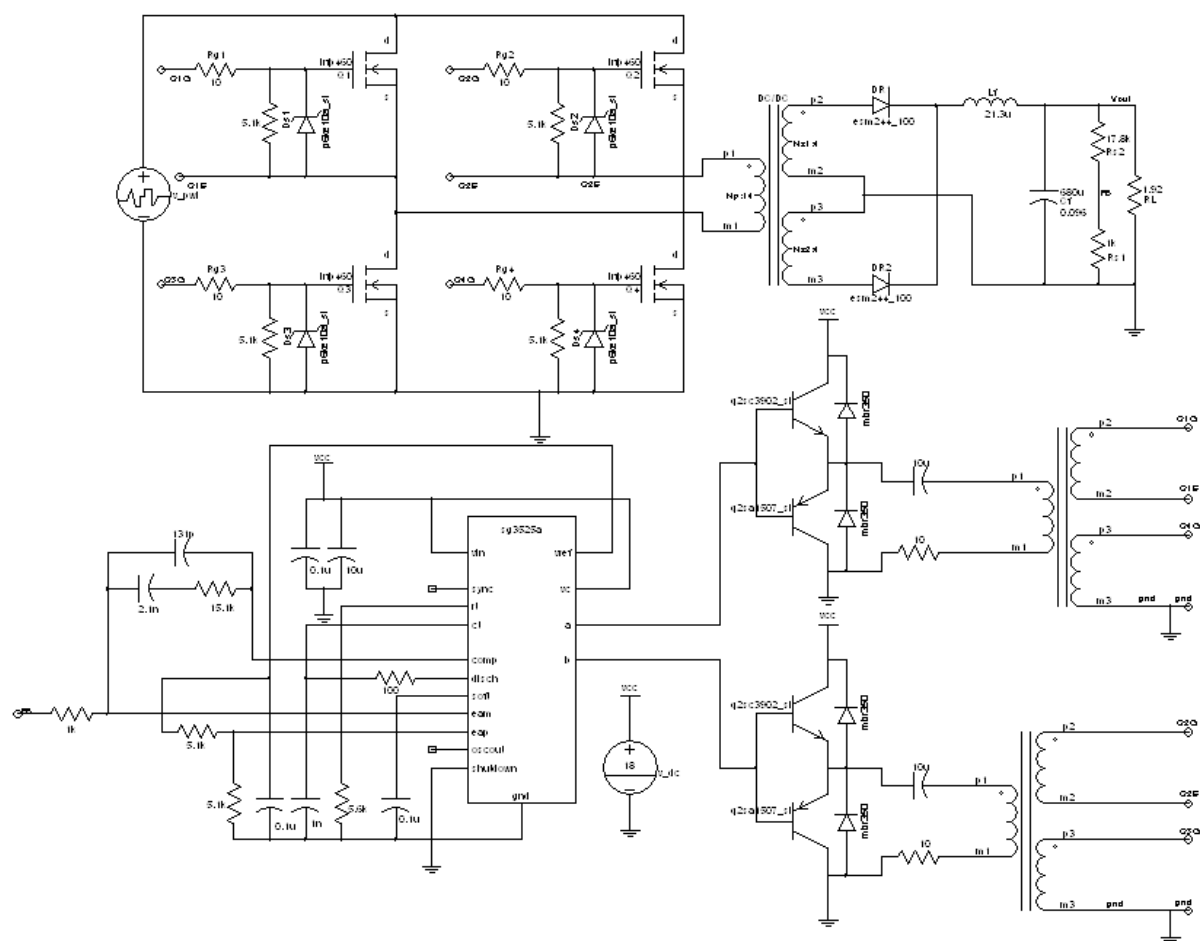


图 7.19 基于 SG3525 控制的全桥变换器仿真模型图

图 7.20 给出了全桥变换器闭环仿真稳定工作时主要波形图，其工作过程前文已有描述，此处不在赘述。

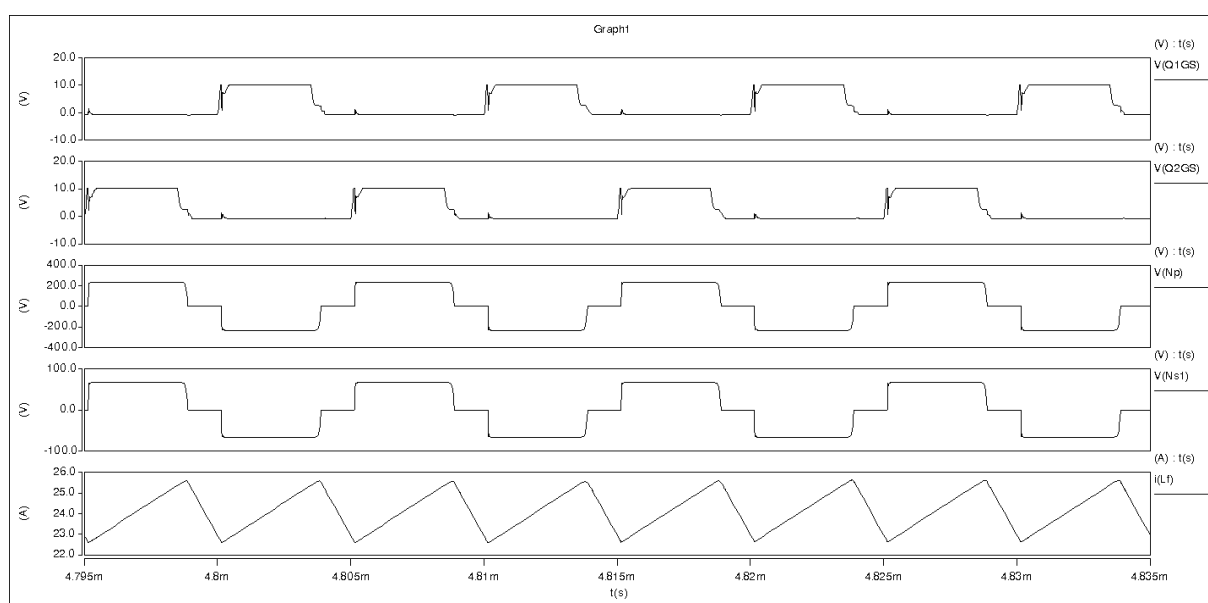


图 7.20 基于 SG3525 控制的全桥变换器闭环仿真稳定工作时主要波形图

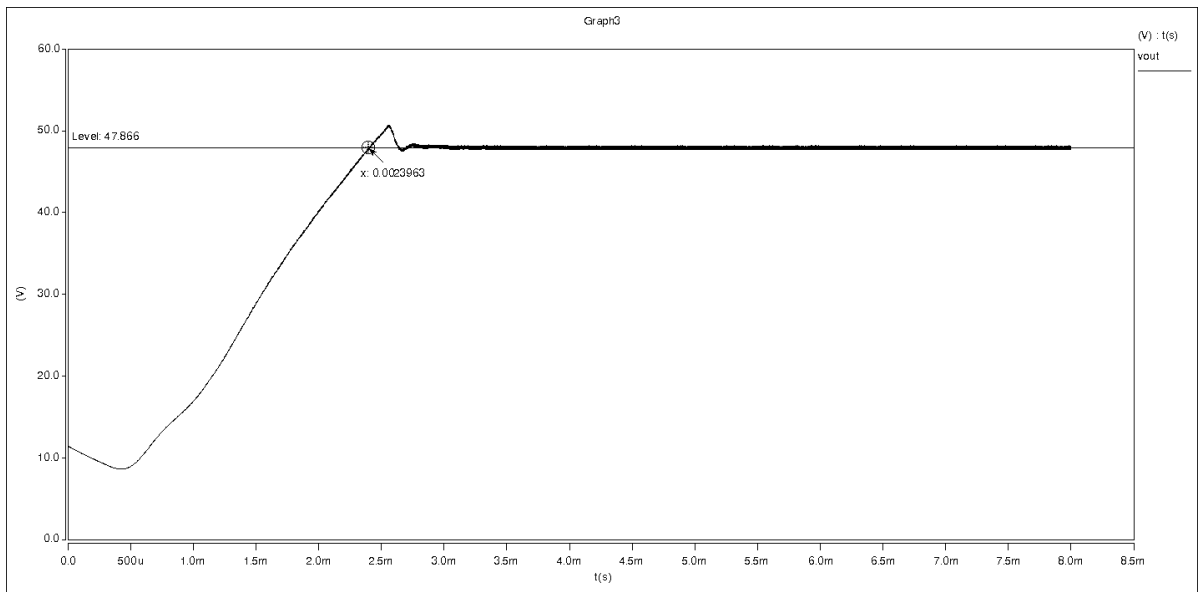


图 7.21 全桥变换器闭环仿真输出电压波形

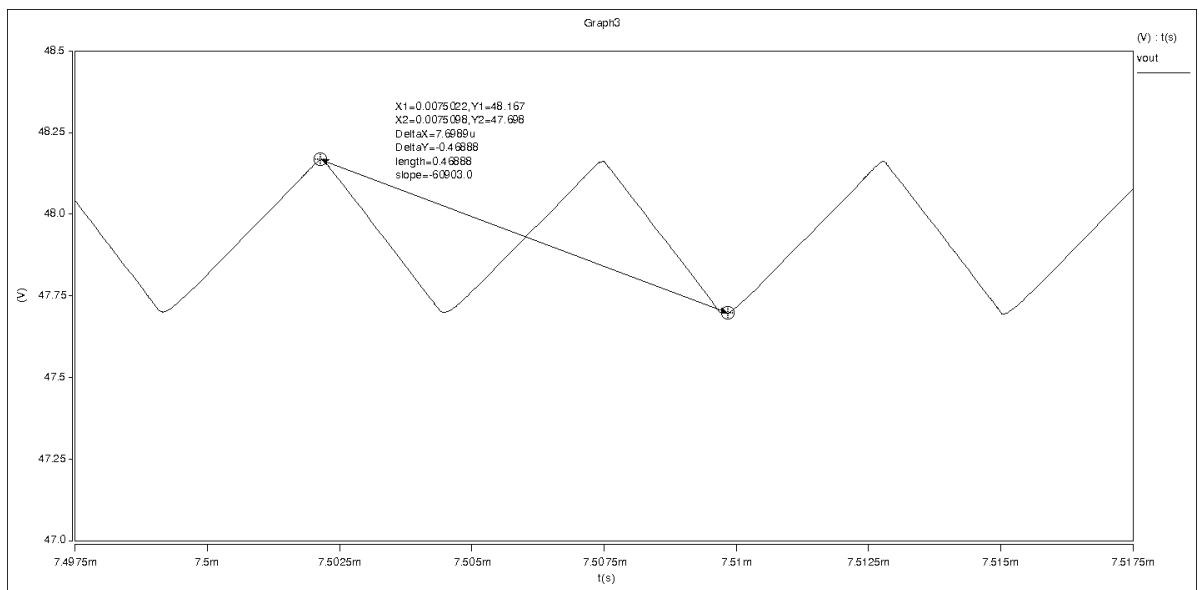


图 7.22 全桥变换器闭环仿真输出电压纹波

图 7.21 给出了全桥变换器闭环仿真输出电压波形，这是变换器从启动到输出电压稳定的过程。从仿真结果来看，电路能够稳定输出 47.87V。图 7.22 给出了输出纹波电压波形图，电压纹波为 0.469V，输出电压的纹波控制在 1%内，符合设计要求。

第 8 章 正激和推挽变换器

8.1 正激变换器

Buck 变换器和 Boost 变换器都是不隔离的直流变换器，在需要电气隔离、输入或输出电压高的应用场所并不适用，而隔离式的直流变换器却能很好的满足这种应用场所。具有隔离的直流变换器也可按单管、双管和四管分类，其中单管隔离直流变换器有正激和反激两种，双管隔离变换器有推挽和半桥两种。前文已分析了反激变换器，本节将介绍正激变换器的工作原理。

8.1.1 正激变换器的基本原理

正激变换器实际上是在 Buck 变换器中插入隔离变压器而成，图 8.1 给出了正激变换器的主电路。它由开关管 Q_1 ，输出整流二极管 D_{R1} 、续流二极管 D_{R2} 、变压器 T_1 、输出滤波电感 L_f 和输出滤波电容 C_f 组成， R_{Ld} 为负载。其中变压器有三个绕组，原边绕组 N_p ，复位绕组 N_w ，副边绕组 N_s 。 D_1 是复位绕组的串联二极管。

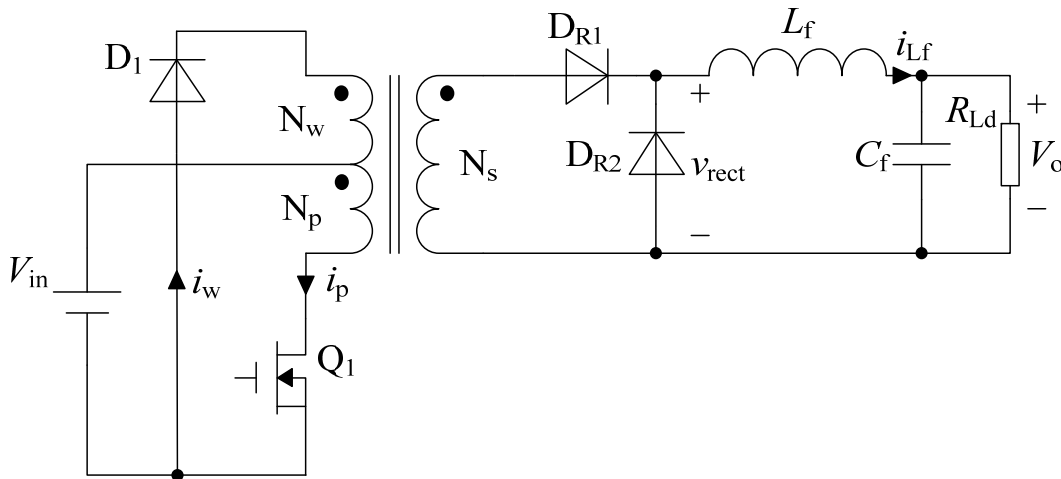


图 8.1 正激变换器

正激变换器的是根据输入及负载变化控制 Q_1 的导通时间以保持 V_o 恒定，图 8.2 给出了变换器工作的主要波形图。根据开关管的通断，一个周期内正激变换器拥有 3 个开关模态，下面分别加以分析。

(1) 开关模态 1 ($0 \leq t \leq t_1$)

在 $t=0$ 时刻，开关管 Q_1 开通，此过程的等效电路如图 8.3 所示。电源电压 V_{in} 加在原边绕组 N_p 上，即 $v_{Np}=V_{in}$ ，故铁芯磁化，其磁通 Φ 也线性增加。磁通 Φ 的增加量为：

$$\Delta\Phi_{(+)} = \frac{V_{in}}{N_p} DT \quad (8.1)$$

变压器的励磁电流 i_{Lm} 从 0 开始线性增加：

$$i_{Lm} = \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (8.2)$$

式中， L_m 是原边绕组的励磁电感，也即为变压器原边电感量。

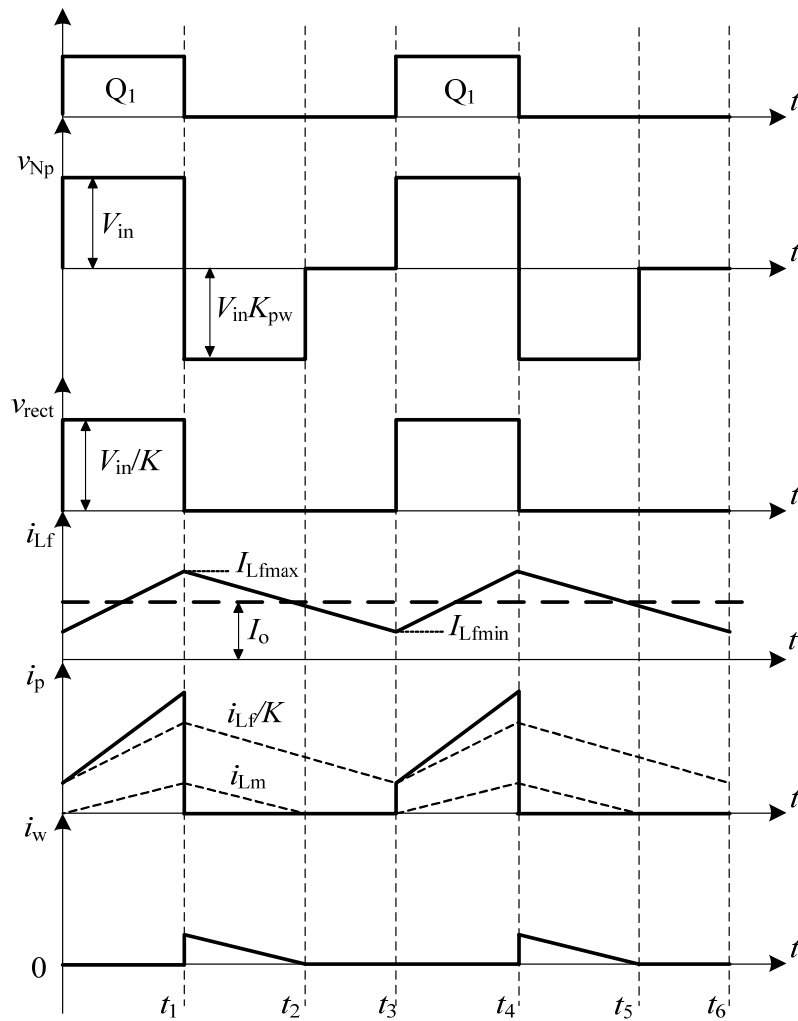


图 8.2 正激变换器的主电路及主要波形

那么副边绕组 N_s 上的电压为：

$$v_{Ns} = \frac{N_s}{N_p} V_{in} = \frac{V_{in}}{K} \quad (8.3)$$

式中， $K=N_p/N_s$ 是原边与副边绕组的匝比

此时整流二极管 D_2 导通，续流二极管 D_3 截止，滤波电感电流 i_{Lf} 线性增加，这与

Buck 变压器中开关管 Q_1 导通时一样，只是电压为 V_{in}/K 。

$$\frac{di_{Lf}}{dt} = \frac{\frac{V_{in}}{K} - V_o}{L_f} \quad (8.4)$$

根据变压器的工作原理，原边电流 i_p 为折算到原边的副边电流与励磁电流之和，即

$$i_p = \frac{i_{Lf}}{K} + i_{Lm} \quad (8.5)$$

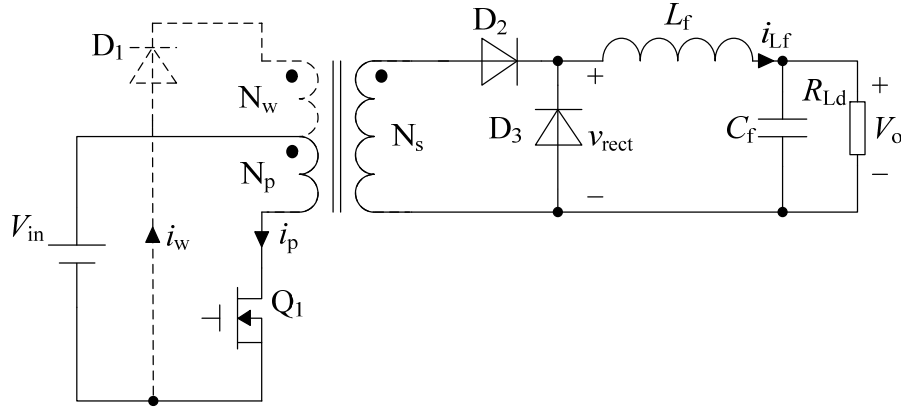


图 8.3 开关模式 1 ($0 \leq t \leq t_1$)

(2) 开关模式 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

在 $t=t_1$ 时刻，开关管 Q_1 关断，此过程的等效电路如图 8.4 所示。此时变压器通过复位绕组进行磁复位，励磁电流 i_{Lm} 从复位绕组 N_w 经过二极管 D_1 回馈到输入电源中去，故该段时间定义为磁复位时间 T_r 。那么复位绕组上的电压为：

$$v_{Lw} = -V_{in} \quad (8.6)$$

这样原边绕组和副边绕组上的电压分别为：

$$\begin{aligned} v_{Np} &= -K_{pw} V_{in} \\ v_{N2} &= -K_{sw} K_{in} \end{aligned} \quad (8.7)$$

式中， K_{pw} 是原边与复位绕组的匝比， K_{sw} 是副边与复位绕组的匝比。

此时，整流管 D_2 关断，滤波电感电流 i_{Lf} 通过续流二极管 D_3 续流，与 Buck 变换器类似。

在此开关模式中，加在 Q_1 上的电压 v_{Q1} 为：

$$V_{Q1} = V_{in} + K_{pw} V_{in} = (1 + K_{pw}) V_{in} \quad (8.8)$$

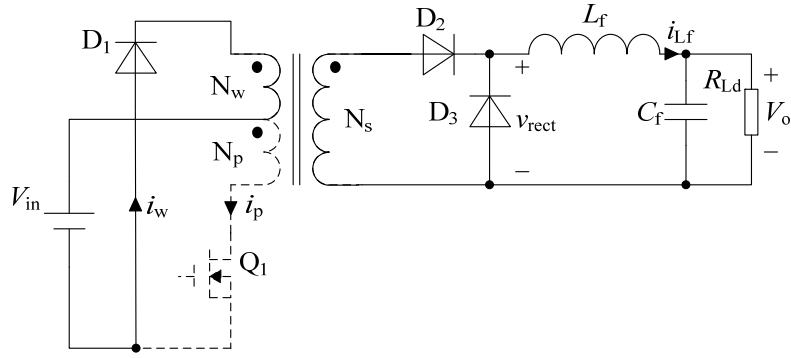


图 8.4 开关模式 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

在此过程中，变压器磁芯被去磁，其磁通 Φ 也线性减小。磁通 Φ 的减小量为：

$$\Delta\Phi_{(-)} = \frac{V_{in}}{N_w} \Delta D \cdot T \quad (8.9)$$

式中， $\Delta D = T_r / T_s$ ，是变压器磁芯的去磁时间 T_r 与 T 的比值。

励磁电流 i_{Lm} 从原边绕组中转移到复位绕组中，并且开始线性减小。

$$i_{Lm} = i_w = K_{pw} \frac{V_{in}}{L_m} T_{on} - \frac{V_{in}}{L_m / (K_{pw})^2} (t - T_{on}) \quad (8.10)$$

在 $t = t_2$ 时刻， $i_{Lm} = 0$ ，变压器完成磁复位。

(3) 开关模式 3 ($t_2 \leq t \leq t_3$)

在此开关模式中，所有绕组中均没有电流，它们的电压均为 0。滤波电感电流继续经过续流二极管续流。此时加在开关管 Q_1 上的电压为 $V_{Q1} = V_{in}$ 。

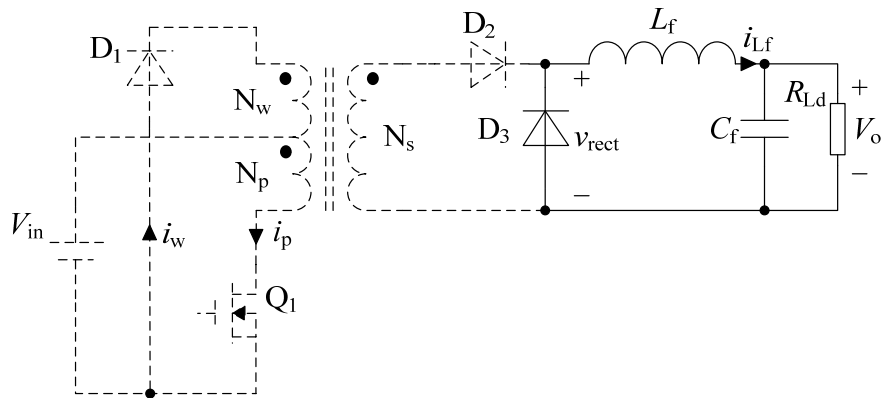


图 8.5 开关模式 3 ($t_2 \leq t \leq t_3$)

$t = t_3$ 时刻，变换器开始下一个周期工作，工作情况相同。

8.1.2 基本关系

从前面分析中可以知道，正激变换器实际上是一个隔离的 Buck 变换器，其输入与输出电压之间的关系为：

$$V_o = D \frac{V_{in}}{K} \quad (8.11)$$

在正激变换器中，一个比较重要的概念是：变压器必须要复位，否则它的磁通将不断增加，最后导致磁芯饱和而毁坏。也就是说，开关管导通时，磁芯的磁通增加量 $\Delta\Phi_{(+)}$ 应该等于 Q_1 关断时磁通的减小量 $\Delta\Phi_{(-)}$ ，从式 (8-1) 和 (8-9) 可以得到：

$$\Delta D = \frac{N_w}{N_p} D = \frac{D}{K_{pw}} \quad (8.12)$$

在 Q_1 导通、铁芯磁化时，续流二极管 D_3 上的电压 V_{D3} 为：

$$V_{D3} = \frac{N_s}{N_p} V_{in} \quad (8.13)$$

在 Q_1 截止时、铁芯去磁时，整流二极管 D_2 上的电压 V_{D2} 为：

$$V_{D2} = \frac{N_s}{N_w} V_{in} \quad (8.14)$$

二极管 D_1 上的电压 V_{D1} 在 Q_1 导通、铁芯磁化时求得：

$$V_{D3} = \left(1 + \frac{N_w}{N_p}\right) V_{in} \quad (8.15)$$

滤波电感电流 i_{Lf} 的最大值为：

$$I_{Lf \max} = I_o + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{D2}}{L_f} \cdot DT = I_o + \frac{V_{in}}{K} \cdot \frac{1}{2L_f f_s} \cdot D \quad (8.16)$$

8.2 推挽变换器

推挽变换器是双端变换器，其实是两个正激变换器通过变压器耦合而来，基本推挽变换器好处是驱动不需隔离，变压器双端磁化，只要两个开关管。同时推挽变换器由推挽逆变器 and 输出整流、滤波电路构成。推挽逆变器将直流转变为交流电，输出整流、滤波电路再将交流电转变为直流电，故推挽变换器属于直流-交流-直流变换器。由于直交变换器提高了工作频率，故变压器和输出滤波器的体积均可减小。

然而推挽变换器在功率较大的应用场所，会因为磁通不平衡而造成开关管损耗，这限制了其应用。本节将简单分析基本的推挽变换器。

8.2.1 推挽变换器的基本原理

图 8.6 给出了输出为全波整流电路的推挽变换器的主电路。主电路由两只功率管 Q_1 和 Q_2 及其反并二极管 D_1 和 D_2 、输出变压器 T_1 、整流二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 构成的全波整流以及由输出滤波电感 L_f 和输出滤波电容 C_f 构成的输出滤波电路。变压器两个原边绕组匝数相等，即 $N_{p1}=N_{p2}=N_p$ ，两个副边绕组匝数相等，即 $N_{s1}=N_{s2}=N_s$ 。 R_{Ld} 为负载。

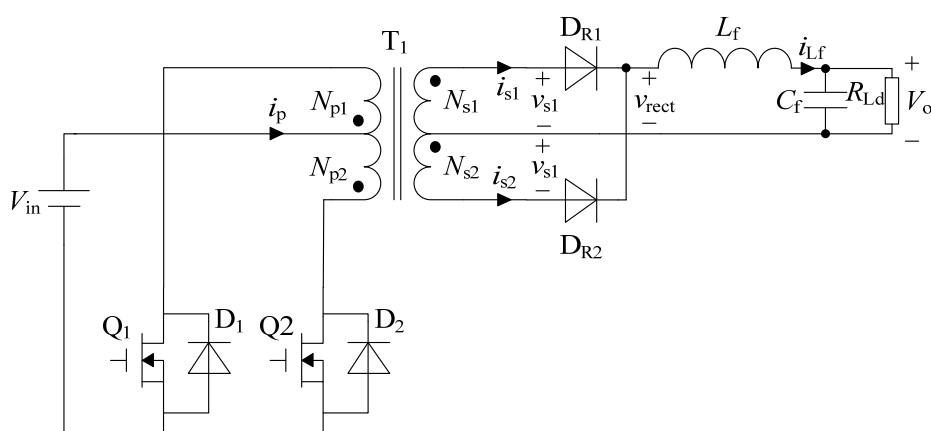


图 8.6 推挽变换器

图 8.7 给出了推挽变换器工作的主要波形图。推挽变换器的两只开关管的源级共同接到了电源负，驱动十分方便，不需要隔离。而 Q_1 和 Q_2 将互补 180° 导通。根据开关管开关时电路运行状态，半个开关周期包括 2 个开关模态。下面加以分析。

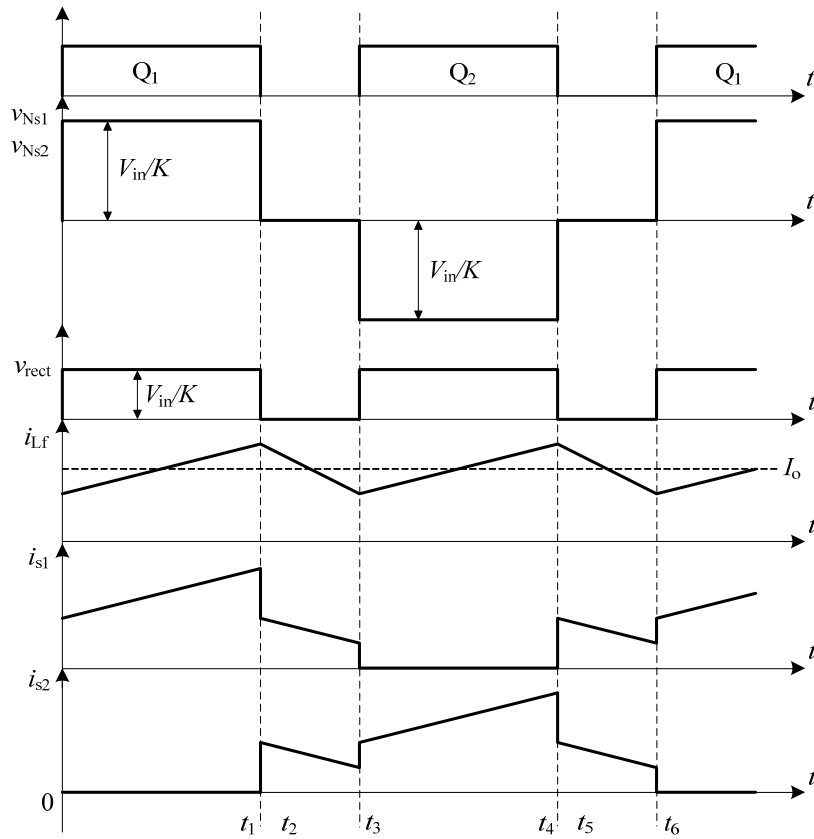


图 8.7 推挽变换器主要波形

(1) 开关模态 1 ($0 \leq t \leq t_1$)

参见图 8.8，在 $t=0$ 时， Q_1 导通，电源电压 V_{in} 加在变压器原边绕组 N_{p1} 上，绕组感应电势“●”端为“正”极性，故 D_{R1} 导通， D_{R2} 反偏截止，输出滤波电感电流 i_{Lf} 增长。

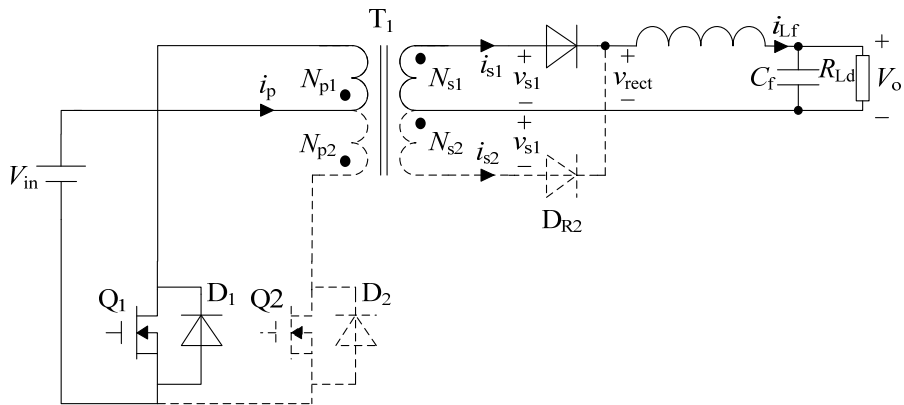


图 8.8 开关模态 1($0 \leq t \leq t_1$)

(2) 开关模态 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

在 $t=t_1$ 时， Q_1 关断，由于 i_{Lf} 继续按原方向流动，故副边绕组 N_{s1} 中的电流也按原方向流动，即 $i_{s1}=i_{DR1}$ 从 N_{s1} 的“●”端流出；原来在 N_{p1} 中的电流迅速转移到 N_{p2} 中， $i_{p2}=$

i_{p1} , 电流方向不变, i_{p2} 则从“●”端流出, 因此 N_{p2} 绕组感应电势“●”端为“负”极性, 使得 D_{R2} 导通。 i_{Lf} 在 V_o 作用下下降, $i_{s2}=i_{s1}$ 也相应下降, 但是该过程极短, 故在图 8.7 中并未表现, 且未给出相应等效电路。 参见图 8.6, 由于两个整流管同时导通, 将变压器副边电压箝在零位, 那么原边电压也为零, 这时 $i_{p2}=i_{p1}=0$ 。 而电流 $i_{s2}=i_{DR2}$ 立即增长到 $i_{s2}=i_{s1}N_{s1}/N_{s2}$, 此时 N_{p2} 中的电流 i_{p2} 为零, D_2 截止。 根据 $N_p i_p = N_{s1} i_{s1} + N_{s2} i_{s2}$, $i_{s1} + i_{s2} = i_{Lf}/2$, 有 $i_{s2} = i_{s1} = i_{Lf}/2$ 。

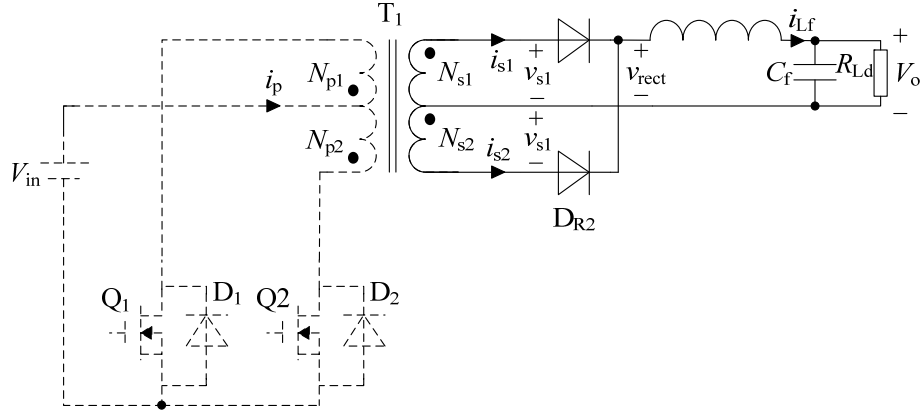


图 8.6 开关模态 2($t_1 \leq t \leq t_2$)

在 $t=t_2$ 时, Q_2 关断, 变换器开始另外半个周期工作, 其工作情况类似。

8.2.1 基本关系

设 Q_1 和 Q_2 的导通时间为 T_{on} , 则开关管的占空比 $D=T_{on}/T$, 电感电流连续时输出电压表达式为:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot 2D \quad (8.17)$$

开关管 Q_1 和 Q_2 上的电压为:

$$V_{Q1} = V_{Q2} = 2V_{in} \quad (8.18)$$

二极管 D_1 和 D_2 上的电压为:

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{Q1} = 2V_{in} \quad (8.19)$$

整流管 D_{R1} 和 D_{R2} 上的电压为:

$$V_{DR1} = V_{DR2} = 2 \frac{N_s}{N_p} V_{in} \quad (8.20)$$

滤波电感电流 i_{Lf} 的平均值就是负载电流 I_o , 即:

$$I_{L_f} = I_o \quad (8.21)$$

i_{L_f} 的脉动频率是开关频率 f_s 的两倍，即：

$$f_{L_f} = 2f_s \quad (8.22)$$

通过 D_{R1} 、 D_{R2} 的电流最大值为：

$$I_{DR1\max} = I_{DR2\max} = I_o + \frac{1}{2} \Delta i_{L_f} \quad (8.23)$$

其中： Δi_{L_f} 是电感电流脉动量，它可以由下式求得：

$$\Delta i_{L_f} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_{in}}{L_f} \cdot 2D \left(\frac{1}{2} - D \right) T_s \quad (8.24)$$

故：

$$I_{DR1\max} = I_{DR2\max} = I_o + \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_{in}}{2L_f f_s} \cdot 2D \left(\frac{1}{2} - D \right) \quad (8.25)$$

因 i_{DR1} 和 i_{DR2} 就是流过变压器副边绕组的电流，若不计变压器励磁电流，那么变压器原边绕组电流的最大值为：

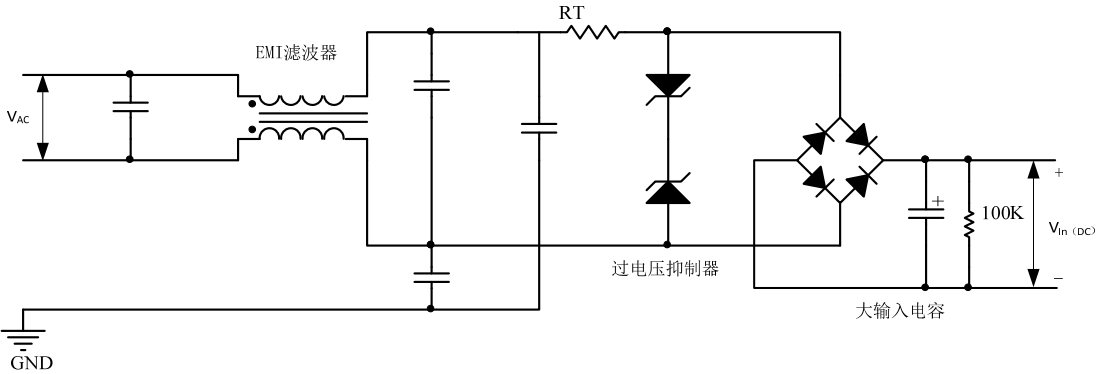
$$I_p = \frac{N_s}{N_p} I_o + \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \cdot \frac{V_{in} \cdot D \left(\frac{1}{2} - D \right)}{L_f f_s} \quad (8.26)$$

流过变压器原边的电流最大值 I_p 也就是流过开关管电流的最大值。二极管 D_1 和 D_2 的最大值为 I_p 。

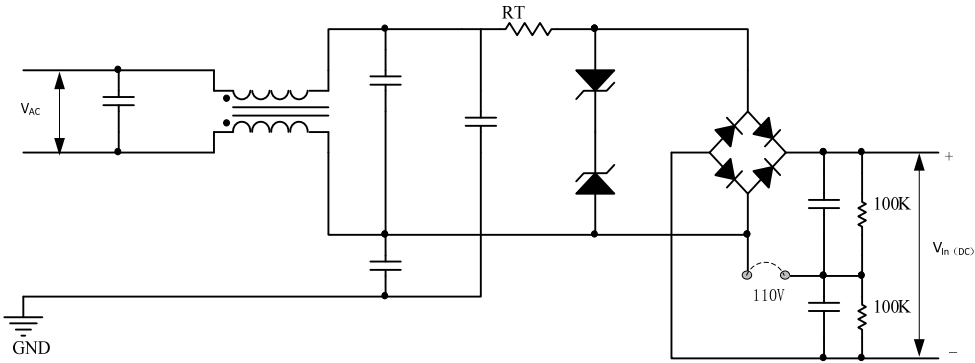
第 9 章 输入输出级电路设计

9.1 输入级电路设计

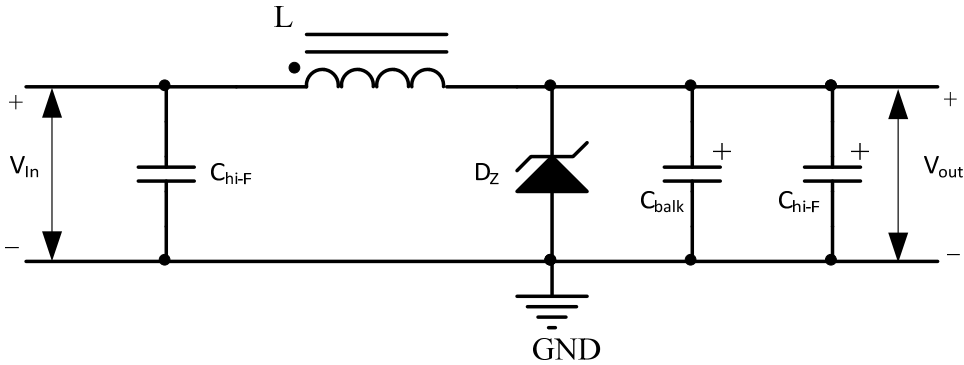
典型的输入整流/滤波电路由三到五个部分组成：EMI 滤波器、启动浪涌电流限制器、浪涌电压压制器、整流级(离线应用场合)和输入滤波电容。许多交流输入离线式电源要求有功因素校正(PFC)。直流和交流应用场合的典型输入整流/滤波电路见图 9.1。



(a) 单相交流输入整流滤波电路



(b) 110V 和 220V 交流输入的倍压交流输入电路



(c) 直流输入滤波器

图 9.1 典型的交流和直流输入滤波电路

9.1.1 输入整流器

对离线式开关电源而言，首先是选择输入整流器，这些整流器由普通二极管或桥堆组成，如 1N400X 整流管。要考虑得主要参数是：正向平均电流 I_O ，浪涌电流 I_{FSM} ，直流击穿电压 V_R ，预期的耗散功率 P_D 。

通过输入整流器的平均电流是热设计时要考虑的。通过没有功率因数校正的整流器的实际波形，峰值电流有可能是通过二极管平均直流电流的 5 倍。这会使整流器发热更加严重。为了对这种情况进行补偿，可以选电流等级更高的二极管来减少通态压降，从而减少发热量。总之，最小的二极管等级要符合下面条件：

$$V_R \geq 1.414V_{in(p-p)\max} \quad (9.1)$$

$$I_F \geq 1.5I_{in(DC)\max} \quad (9.2)$$

$$I_{FSM} \geq 5I_F \quad (9.3)$$

这些应用场合使用的典型二极管如下：

如果电流：

<1A:	1N400X
<1.5A:	1N539X
<3A:	1N540X
<6A:	MR75X

9.1.2 输入滤波电容

接下来的步骤就是要计算输入滤波电容的大小。设计者要先确定电源直流输入端能承受多大的电压纹波。要想电压纹波越小，电容就要选的越大，这样上电时的电流浪涌也更大。滤波电容的选择有三个主要方面要考虑：能满足期望电压纹波的电容值，电容的额定电压，电容的额定纹波电流。

对于交流离线式变换器，纹波电压一般设计为输入交流电压峰值的 5%~8%。对于 DC—DC 变换器纹波峰—峰值设计为 0.1~0.5V。输入滤波电容的大小可以从下式得到

$$C_{in} = \frac{0.3P_{in(av)}}{f_{in}V_{in\min}V_{ripple(p-p)}^2} \quad (9.4)$$

式中 f_{in} —离线式电源输入交流电压最小额定频率；

V_{in} —交流输入整流电压的最小峰值；

$V_{ripple(P-P)}$ —输入电容上要得到的电压纹波峰—峰值。

电容的额定电压如下：

$$(\text{离线式}) V_W > 1.8 V_{in(RMS)}$$

$$(\text{DC—DC}) V_W > 1.5 V_{in \max}$$

在交流离线式变换器中，输入滤波电容用铝电解电容。应用表明，对于交流侧危险的环境中应用，它们比其他种类的电容器更加可靠。电容的最后选择主要取决于预计的工作温度范围、电容品质和电容尺寸。

DC-DC 变换器的输入电容要求比较严格。这种变换器产生的纹波电流频率为开关频率，而且纹波通常比较大。如果对电容选择不当，这些电流会在输入电容内部产生热量，从而缩短它们的工作寿命。这要求输入滤波电容的 ESR 小，纹波电流额定高。在电源中，功率开关管上看到的整个电流波形是从电容上流入流出。输入端由于串了电感，不能提供开关管所要的高频电流脉冲。输入电容在以低频方式从输入端充电，并以高频方式向开关管放电方面起着重要的作用。因而完全可把功率开关管所需的电流看成是由输入滤波电容提供的。

设计者要把从功率开关管上观察到的电流波形转化成最坏情况的 RMS 值(有效值)。把三角形或梯形的电流波形转化成 RMS 值时，与波形的峰值和占空比有关。在估计 RMS 值时，可以把波形拆分成 RMS 值已知的比较简单的波形。比如，梯形波可以看成是矩形波和三角波的叠加。而矩形波的 RMS 最大值是峰值的 50%(占空比为 50%时)，三角波 RMS 最大值是峰值的 33%。最后把分别估计的 RMS 值加起来就是最坏情况下总的 RMS 值。

一般来说，无法找到一个可以把电源的所有电流纹波都吸收的电容，所以通常可以考虑用两个或更多电容(n 个)并联，每个电容值为计算所得电容值的 $1/n$ 。这样流入每个电容的纹波电流就只有并联的电容个数分之一($1/n$)，每个电容就可以工作在低于它的最大额定纹波电流下。输入滤波电容上一般要并上陶瓷电容(约 $0.1\mu\text{F}$)，以吸收纹波电流的高频分量。

9.1.3 合闸浪涌电流的限制

电容输入式整流滤波电路在接通交流电压(电路启动)时，正常的电流脉冲对已经完

全放电的输入滤波电容进行充电, 由于回路中没有限制电流的元件而会有较大的合闸浪涌电流(电容充电电流), PWM 型稳压电源直接从交流电网整流, 整流电压高, 而且, 由于输出保持能力等的需要, 输入滤波电容也较大, 因而, 合闸浪涌电流比一般稳压电源要高得多, 浪涌电流有可能比平均输入电流有效值的 10 倍还大, 电流的持续时间也长。合闸浪涌电流的大小随开关合闸瞬间交流电压的相位以及输入滤波回路的内阻的不同而异, 一般几十瓦数量级的电源, 合闸浪涌电流能达到 100—200A 之巨。

图 9-2 是表示出输入滤波回路内阻 R_s 的等效电路, 显然, 最大合闸电流为

$$I_p = \frac{\sqrt{2}V}{R_s} \quad (9.5)$$

其中 V 为交流电网电压有效值。

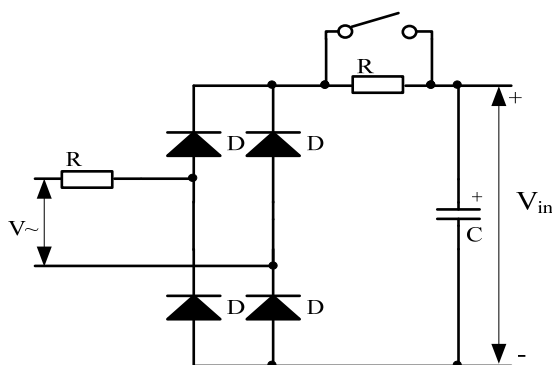


图 9.2 用 R_s 表示的输入滤波电路

这样大的浪涌电流不仅会引起电源开关接点的熔接, 或者使输入保险丝熔断; 在浪涌电流出现时所产生的干扰将会给其它相邻的用电设备带来妨碍; 就电容器和整流器本身而言, 多次、反复地经受大电流冲击, 性能将会逐渐劣化, 总之, 合闸浪涌电流会引起一系列可靠性方面的问题, 必须设法加以抑制。

限制合闸浪涌电流的方法不外乎是在输入整流回路内串入限流电阻 R 。加入 R 后的合闸电流即为

$$I_p = \frac{\sqrt{2}V}{R_s + R} \quad (9.6)$$

适当选择 R 的大小, 可以将 I_p 限制在设计允许的范围内。

显然, 限流电阻 R 只是在合闸瞬间才是必要的, 一旦控制电路启动, PWM 型电源工作、主回路向负载提供功率时, R 上产生极大的功耗将会无法忍受, 而且也完全没有必要, 因此, 必须设法在主回路向负载提供功率前将 R 短接或减小 R 的电阻值。当功

率较小时，限流电阻 R 一般采用热敏电阻。热敏电阻低温时的阻值在 $6\sim 12\ \Omega$ 之间，启动后，热敏电阻被加热，加热后的阻值大约只有 $0.5\sim 1\ \Omega$ 。当功率较大时采用短接限流电阻 R 的方式。

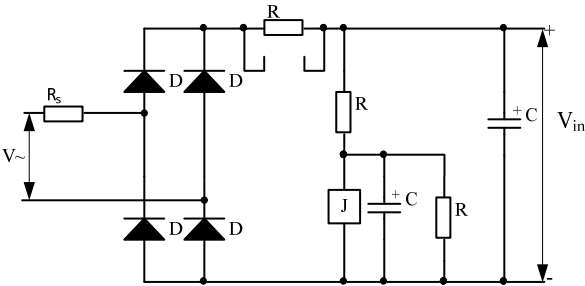


图 9.3 用继电器防止合闸浪涌电流

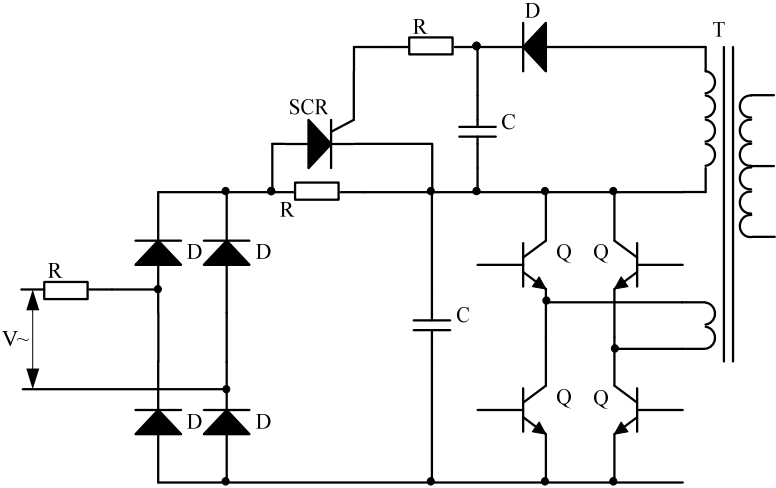


图 9.4 用晶闸管防止合闸浪涌电流

短接限流电阻 R 的方法通常有无触点和有触点两种类型，有触点电路一般用普通继电器或接触器经过简单的延时电路来实现，如图 9.3 所示，合闸时电容 C 通过限流电阻 R 充电，充电电流被限制，当电容 C 上电压建立到设定值或是 C_j 上电压建立到接触器 J 吸合电压时，接触器触点吸合， R 被短接，变换器回路接着启动。

用晶闸管 T 来短接 R 是比较常用的无触点方法，如果设置专门的延时电路来触发晶闸管将使电路复杂化，因此，一般是借用高频变压器，在其上增绕一组线圈，在主回路有输出的同时触发晶闸管，如图 9.4 所示。

延时电路的时延一般取输入滤波电路时间常数的 3 倍，此时即可认为输入电容已充电完毕。对于上述触发晶闸管的方法，时延就是控制电路输出软启动前面一段等待时间，它必须符合上述要求。

例 9.1 某计算机用 $5V\ 70A$ PWM 型稳压电源系采用并联供电方式，构成带一台备用

电源的可维修系统，当其中任何一台电源发生故障时，拨下进行检修，检修完毕后将该电源投入运行，使系统重又恢复备用并联供电方式，这就要求检修好的电源重新投入运行时，亦即在该台电源交流合闸时应不影响整个并联运行系统的输出。输入滤波电容为 $600\mu\text{F}$ ，输入回路内阻 R_s 为 1Ω ，该电源允许的电网电压变动范围为 $\pm 10\%$ ，希望合闸浪涌电流小于或等于 2A (约相当于稳态额定电流)，问应串入多大的限流电阻 R ？控制电路应延时多长时间启动？

【解】

按式(9.6)可得

$$R_s + R = \frac{\sqrt{2}V}{I_p} = \frac{\sqrt{2} \times 240}{2} \approx 170\Omega$$

因此，

$$R = 170 - 1 = 169\Omega$$

取标称值 180Ω 。

输入滤波电容 C 的充电时间为 τ ， $\tau = 3RC = 3 \times 600 \times 10^{-6} \times 180 = 0.324\text{s}$

所以，控制电路应等待 0.4s 后才开始启动。

合闸浪涌电流的抑制近年来已发展成为 PWM 型稳压电源必须具备的常规功能之一。

9.1.4 输入 EMI 滤波器

输入滤波的前级是 EMI 滤波器。EMI 滤波器的作用有两个：一是防止高频开关电源产生的开关噪声进入输入电源端（即电网）中；二是防止电网中的噪声进入到电源中。高频开关噪声分为差模噪声和共模噪声，其中：

差模噪声（也称串模干扰）：主回路引线（两根电源线）间的噪声。

共模噪声（也称共模干扰）：主回路引线与地线（两根电源线与地线）间的噪声。

不管是差模噪声还是共模噪声，它们都是高频信号，去掉这些高频噪声信号的直观的办法是高频电容，而且是电容值越大效果越好。采用电容构成的 EMI 滤波电路如图 9.5 所示。用于这种功能的电容要用高频特性好的高压薄膜电容或陶瓷电容。在实际应用中，对于差模噪声信号情况确实如此，若容量选择适当（ 0.01μ —— 1μ ）即可对差模高频干扰起到抑制作用，这样的容量对高频信号呈小容抗，对工频信号呈大容抗，而不

影响电源正常工作。但是对于共模噪声信号，由于共模噪声电流回路是通过外壳流回大地，如果电容值过大则该漏电流过大，不能通过安规认证，并对人身安全造成危害。实际使用时，一般不能超过几百 PF。此外，还要注意电容的工作电压。离线式变换器要通过绝缘耐压测试，任何加在输入电源线和大地地线(绿色的线)间的电容都要能承受这个电压。UL 标准的测试电压是有效值 1700V(直流 2500V)，VDE、IEC 和 CSA 测试电压是有效值 2500V(直流 3750V)。为了通过欧共体的测试标准，这些产品要用特殊的电容，这此电容要先通过测试后再用到交流 EMI 滤波器上。

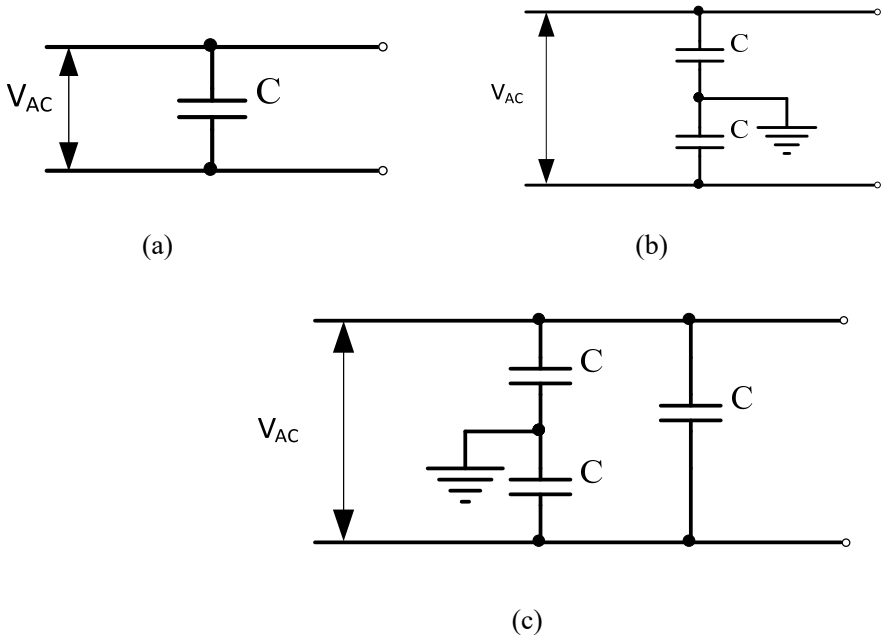


图 9.5 电容组成的输入滤波电路

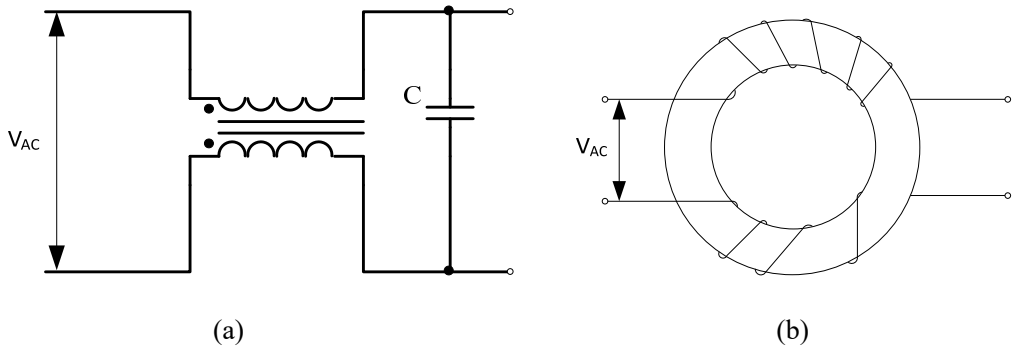


图 9.6 由电容和电感组成的输入滤波电路

去掉共模噪声另一种办法是采用共模扼流电感。图 9.6 是共模电感和电容组成的输入滤波电路，其中 L_1 和 L_2 是共模扼流电感，他们是绕在同一封闭磁环上的两个匝数相同绕向相反的绕组。

由于共模噪声电流在磁环中产生的磁通方向相同， L_1 、 L_2 呈高阻抗，阻止共模噪声

进入电源或向电网扩散。但对于工频电流，在磁环中产生的磁通方向相反， L_1 、 L_2 呈低阻抗可视为导线。

由共模扼流电感、电容构成的 EMI 滤波器，如果一级不能通过 EMI 检测，可以增加多级，但一般不超过两级。

注意：EMI 滤波器要尽可能靠近电源里的供电线输入端。如果滤波器前的线太长，从外面引入的传导 EMI 会干扰开关电源的工作。相反，开关电源里的长导线也会产生 RFI，并向外发射，这样无法通过电源 EMI 检测。

9.1.5 浪涌电压抑制器

浪涌抑制部分要放在 EMI 滤波电感后，但在整流器(离线式)和输入滤波电容(直流输入)前。所有浪涌抑制器都要用 EMI 滤波电感的串联阻抗来防止超过它们额定的瞬时能量。EMI 电感极大地减小了瞬时电压峰值，并在时间上把它延长，这样提高了抑制器的工作寿命。要注意的是，不同的浪涌抑制器技术所串联的内部电阻特性也不一样。金属氧化物变阻器(MOV)通的时候，阻值非常高，而半导体浪涌抑制器的电阻值比较低。发生浪涌时，抑制器的电阻值会影响到加在它上面的额外电压。例如，180V 金属氧化物变阻器，瞬时电压可以上升到 230V。在选择输入电容和浪涌抑制器时，还是要考虑的。金属氧化物变阻器较便宜，但经过若干次高能冲击后性能劣化，产生比较大的漏电流。抑制器的阈值电压要比电源规定的最大输入电压还高，这样在正常工作时才不会导通。例如对 110V 有效值的输入，通常要用 180 — 200V 的阈值电压。

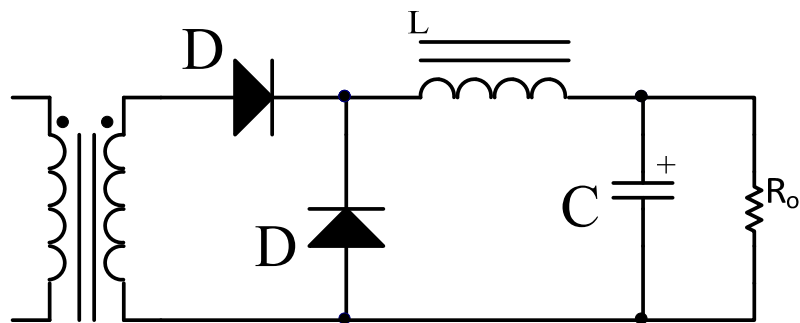
9.2 输出级电路设计

输出级对功率开关产生的交流开关波形进行整流和滤波。在没有变压器隔离的拓扑(Buck、Boost 和 Buck—Boost)中，直接对开关产生的交流开关信号进行整流和滤波。在变压器隔离的拓扑中，功率开关与输出级之间有一个变压器。由于电源的主要损耗是消耗在输出级上，所以输出级的设计对电源效率的影响比起其余各级来说是主要的。

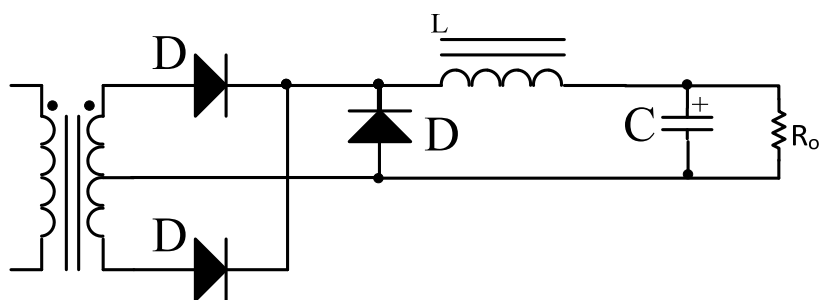
输出级主要有两种类型：广义的正激变换器的输出级和反激变换器的输出级。它们的区别在于正激式输出级中，在整流器和输出滤波电容之间有个滤波电感。图 9.7 给出了常见的输出级。

在没有变压器隔离的开关电源拓扑中，整流器是直接接在功率开关管后面，输出级

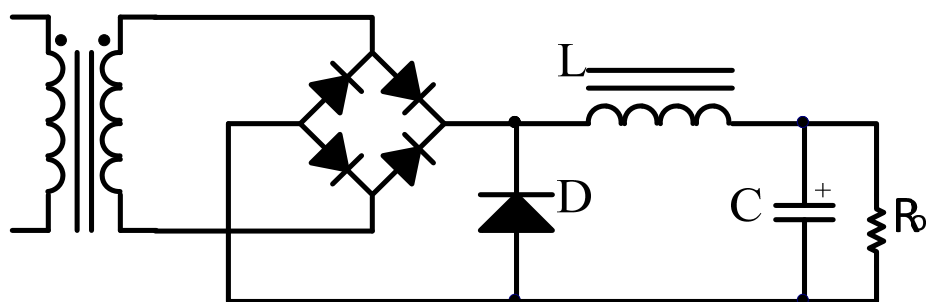
工作在半波模式。在有变压器隔离的拓扑中，输出级可以工作在半波模式(单晶体管正激式)(见图 9.7a)或全波模式(推挽式、半桥和全桥)。全波式拓扑中，可以用有中间抽头的绕组(见图 9.7b)或没有中间抽头的绕组(见图 9.7c)。没有中间抽头时，用全桥整流电路。反激式拓扑只能用半波式输出(见图 9.7d)。



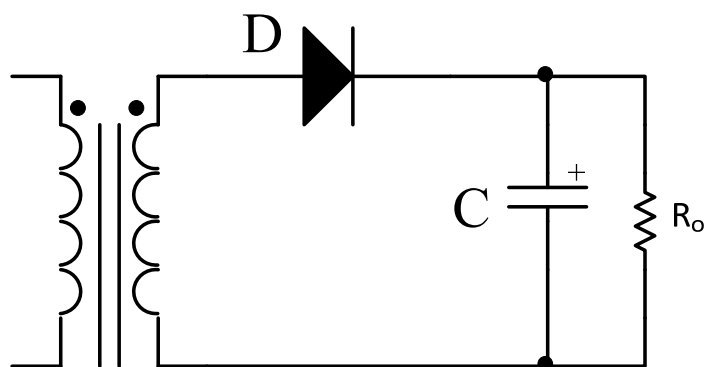
(a) 半波整流模式



(b) 全波整流模式



(c) 全桥整流模式



(d) 反激式

图 9.7 正激式和升压式变换器的输出级

首先，设计者要选择最合适该应用场合所需的整流技术。选择采用半导体整流器件的无源整流电路，或采用功率 MOSFET 的同步整流电路。同步整流电路比较典型的应用是用在由电池供电的手提产品中。在这类应用中，同步整流电路通常可以把效率提高 2%~8%，这对于延长电池供电时间，或对温升比较敏感的应用场合是很重要的。在现在的开关电源中，无源整流器消耗的损耗占总电源总损耗的 40%~60%。同步整流电路可减小导通损耗，可以把导通损耗减少 90%。但同步整流电路只适用在输出电流单向的连续模式正激输出级的情况。设计者要好好权衡一下在最后应用中，提高效率和增加的驱动电路成本之间的这种关系。

无源输出级的设计就是基于传统无源半导体整流器的设计。它用在非电池供电和开关电源效率在 72%~84%之间的场合是可以接受的，也包括电源产生的热量很容易解决的离线式应用场合。

整流技术的选择对电源的整机效率有很大的影响。整流器的选择通常是根据输入电压和输出电压来确定的。这两个因素决定了最大的反向电压，从而指明了要选用哪种类型的整流器。从输出整流侧看的输入电压是乘以了变压器的匝数比以后的电压，而且还与二次绕组类型有关。在全波整流的输出端中，整流器的电压只是输入电压乘以匝数比。如果是有中间抽头的二次绕组，这个电压值要乘以 2。式 (9.7)给出了在一些场合下，所要求的最小反向阻断电压的关系。

$$V_r > k\left(\frac{n_2}{n_1}\right)V_{in\max} \text{ (正激式)} \quad (9.7a)$$

$$V_r > k\left(\frac{n_2}{n_1}\right)V_{in\max} + V_{out} \text{ (反激式)} \quad (9.7b)$$

式中，对于全波的二次侧， k 取 1，而对于有中间抽头的二次侧， k 取 2。

超快恢复二极管有 $0.8\sim 1.1V$ 的正向导通压降和 $35\sim 85ns$ 的反向恢复时间。所有的 PN 二极管都有比较明显的反向恢复时间，而超快恢复二极管的反向恢复时间最短。PN 二极管的反向恢复时间主要是由于二极管在加反压的瞬间，储存在 PN 结的载流子引起的。把这些少数载流子朝相反的方向扫除 PN 结需要有一定的时间。从电路上看，当二极管恢复承受反向电压的瞬间有一个反向电流流过。这就等效于一个很大的瞬间功率损耗。当输出整流二极管承受的反向电压超过肖特基二极管耐压时，要选用超快恢复二极管。

肖基特整流二极管有 $0.3\sim 0.6V$ 的正向导通压降和小于 $10ns$ 的反向恢复时间的特性，尽管肖特基二极管具有更理想的性能，但它最大的反向阻断电压只有 $40\sim 50V$ 。这就限制了肖特基二极管只能应用在输出电压 $15VDC$ 或更低场合。有些肖特基二极管的反向阻断电压只有 $200V$ ，但其特性类似 PN 二极管的反向恢复特性，具有较大的结电容。

超快恢复二极管和肖特基二极管的另外一个区别就是它们的导电特性不一样。肖特基二极管有比较大的导通电阻，这就使得它的导通压降随着导通电流的增大而增大，如图 9.8a 中的曲线 A 所示。这是由硅片里的漂移区中体电阻的阻性引起的。PN 型二极管的正向导通电压特性更加平直，PN 结正向压降如图 9.8b 中的曲线 B 所示。

使用全波桥式电路，会增加整流器的串联损耗，这会降低电源的整体效率。如果反向电压足够小，通常倾向于使用肖特基二极管来替换 PN 型二极管。肖特基二极管的优点是可以稍微减小二次绕组的尺寸，并有很好的反向恢复特性。

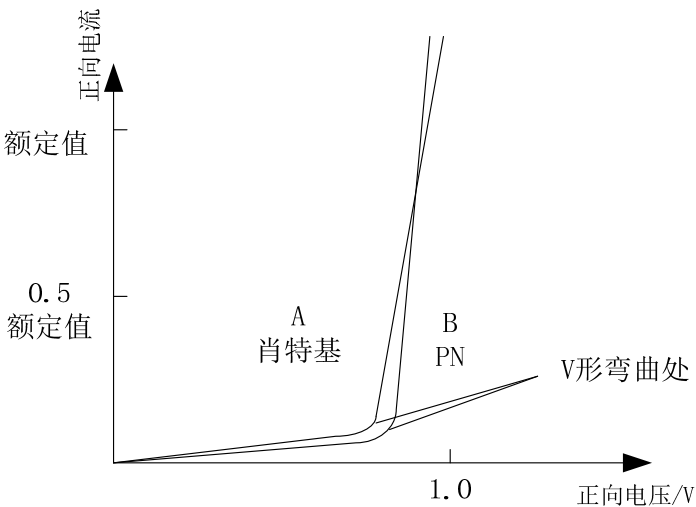


图 9.8 肖基特与超快恢复二极管正向导通压降的比较

难以满足要求，这时可以选用合适的集成运算放大器构成调节器。

关于调节器电路参数的计算将在第 11 章中详细介绍。

10.4 并机均流电路

开关电源经常需要并机组成系统运行，以获得更大的容量和更高的可靠性。在设计中，可以采用集成均流控制器，如 UC3902、UC3907 等，也可以采用运算放大器自行构造均流电路。值得注意的是，均流电路的设计，不仅要使各并联开关电源模块在正常工作情况下能够均流运行，而且应考虑当本模块发生故障时，不应显著影响其他模块的工作。

10.5 保护电路

为了保证开关电源在正常和非正常使用情况下的可靠性，其控制电路中应包含保护电路。保护电路具备自身保护和负载保护两方面的功能，一旦出现故障，立即使开关电源停止工作，并以声或光的形式报警，以保证在任何情况下，自身不损坏，并且不损坏负载。

自保护功能有：输入过电压、输入欠电压、系统过热、过电流。

负载保护功能有：输出过电压、输出欠电压等。

其中，输入过电压、输入欠电压、过热保护电路中，应采用滞环比较器，以便在故障情况消失后，电源可以自动恢复工作。

过电流保护电路应采用锁存器将过电流信号锁存。因为过电流信号出现后，开关器件的驱动信号立即被封锁，过电流信号也会随之消失，如不将过电流信号锁存，开关器件的驱动信号会再次开放，引起频繁的重复过电流，很容易导致开关器件损坏。但锁存器应附加复位电路，以便在故障排除后重新开始工作，或者采用时间较长的延时复位电路，以降低过电流保护的频度。

输出过电压和欠电压通常由于电源或负载的严重故障引起。也应采用锁存器将故障信号锁存，一旦出现，应立即停机报警，等待人工干预。

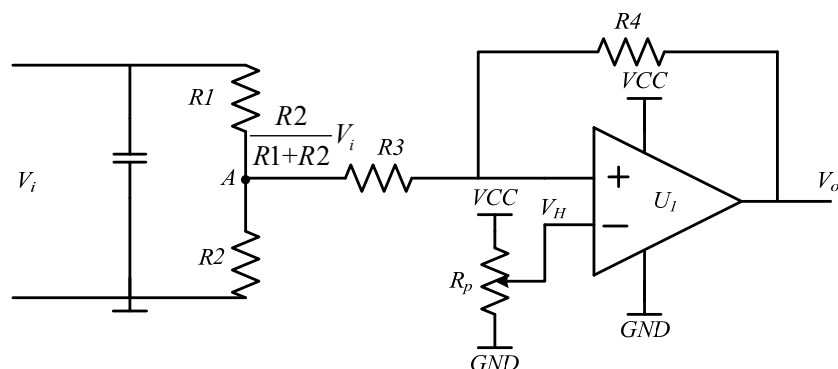


图 10.2 典型的输入过电压保护电路

典型的过电压保护电路如图 10.2 所示，由 R_1 、 R_2 构成的分压电路作为输入电压 V_i 的检测电路，A 点电压为 $V_i R_1 / (R_1 + R_2)$ ， R_3 、 R_4 、 R_p 和比较器 U_1 构成滞环比较电路，滞环的宽度为 $V_{cc} R_3 / R_4$ 。调节电位器 R_p 可以改变过电压保护的限值。该电路的工作原理为，当 $V_i R_1 / (R_1 + R_2)$ 高于 $V_H (1 + R_3 / R_4)$ 时，比较器翻转，输出电压 V_o 变为电源电压 V_{cc} ，而当输入电压回落， $V_i R_1 / (R_1 + R_2)$ 低于 $V_H - R_3 / R_4 (V_{cc} - V_H)$ 时，比较器再次翻转，输出电压 V_o 回到零。

典型的过电流保护锁存电路如图 10.3 所示。图中，电流互感器的一次侧串入主电路中变压器一次侧支路或开关支路，用以检测电流。电阻 R_1 是电流互感器二次侧的电流采样电阻，其电压 $u_{R1} = R_1 i_S / n$ ， n 为电流互感器二次绕组与一次绕组的匝比。

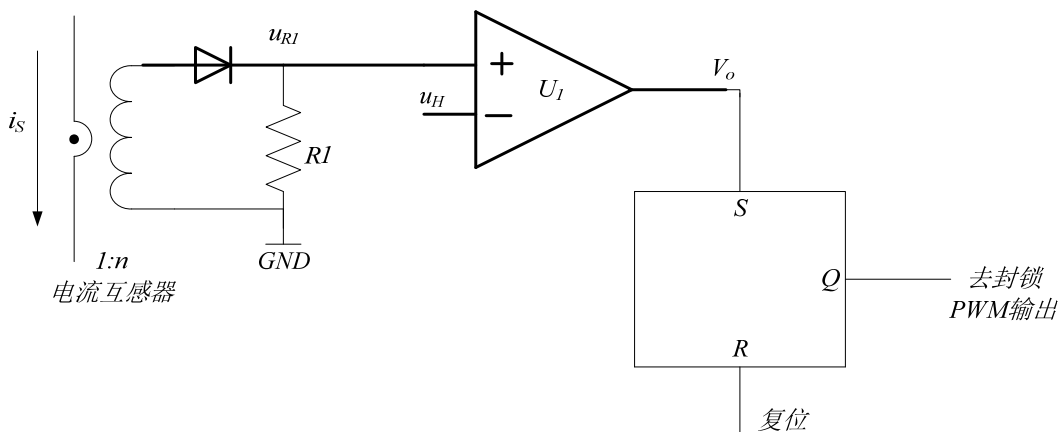


图 10.3 过流检测及锁存电路

当主电路中的电流增大， $u_{R1} = R_1 i_S / n$ 随之增大，当 u_{R1} 大于 u_H 时，比较器 U_1 的输出由低电平变为高电平，并使 RS 触发器翻转，RS 触发器的输出端 Q 变成高电平，从

而封锁 PWM 输出，使主电路中的开关全部关断，主电路各支路电流为零，达到保护的目

的。在出现一次过电流保护后，若要重新启动电路，则必须在 RS 触发器的 R 端施加复位信号，使 RS 触发器的输出状态重新变为低电平，使主电路重新开始工作。

10.6 PWM 控制电路

PWM 控制电路的作用是在一定范围内连续变化的控制量模拟信号转换为 PWM 信号，该信号的开关频率固定，占空比跟随输入信号连续变化。常用的集成 PWM 控制器有 SG3525、UC3842、UC3895 和 L6562 等。

这些集成 PWM 控制器可以分为电压模式控制器和电流模式控制器，电流模式控制器又可以分为峰值电流模式、平均电流模式和电荷模式。在上一节中已经对各种控制方法进行了分析，在设计中，需要根据实际情况有针对性地选用 PWM 控制器。

常见的集成 PWM 控制器内部电路的典型结构如图 8.3 所示。

通常集成 PWM 控制器将误差电压放大器(EA)、振荡器、PWM 比较器、驱动、基准源、保护电路等常用开关电源控制电路集成在同一芯片中，形成功能完整的集成电路：

- ① 基准源用于提供高稳定度的基准电压，作为电路所给定的基准；
- ② 振荡器产生固定频率的时钟信号，以控制开关频率；

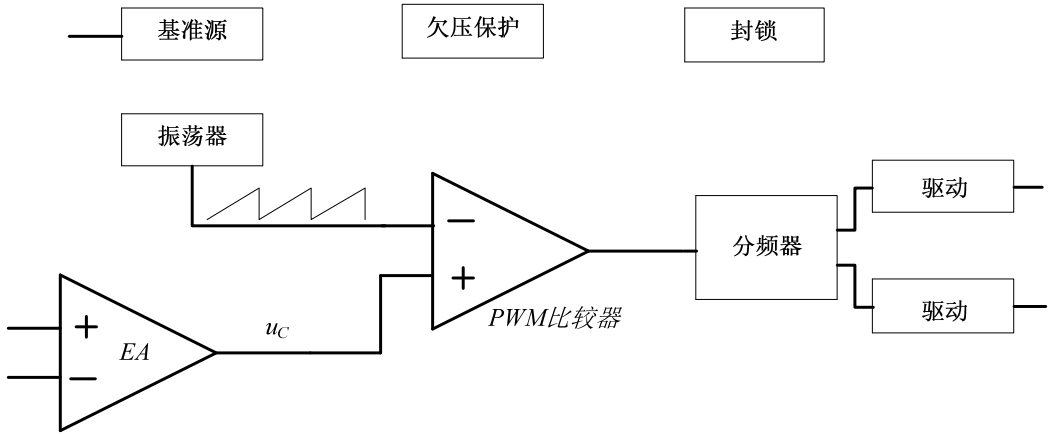


图 10.4 集成 PWM 控制器内部电路的典型结构示意图

- ③ 误差电压放大器用来构成电压或电流调节器(EA)实际上就是一个运算放大器，用来构成电压或电流调节器；
- ④ PWM 比较器将调节器输出信号 u_c 转换成 PWM 脉冲的占空比，不同的控制模式有

着各不相同的转换方式，电压模式控制的集成控制器中，常采用有振荡器产生的锯齿波同 u_c 比较的方式，而在峰值电流模式控制中，采用 u_c 同电感电流瞬时值相比较。分频器用于将单一的 PWM 脉冲序列分成两路互补对称的 PWM 脉冲序列，用于双端电路的控制；

⑤ 驱动电路的结构通常为推挽结构的跟随电路，用来提供足够的驱动功率，以便有效地驱动主电路的开关器件；

⑥ 欠电压保护电路对集成 PWM 控制器的电源实施监控，一旦电源跌落至阈值以下时，就封锁输出驱动脉冲，以避免电源掉电过程中，输出混乱的脉冲信号而造成开关器件的损坏；

⑦ 封锁电路由外部信号控制，一旦有外部信号触发，立即封锁输出脉冲信号，给外部保护电路提供了一个可控的封锁信号。

下面分别介绍几种常用的集成 PWM 控制器。

1、SG3525

SG3525 主要技术参数如表 10.1 所示，内部结构如图 10.5 所示。

表 10.1 SG3525 主要性能指标

项目	指标
最大电源电压/ V	40
驱动输出峰值电流/ mA	500
最高工作频率/ kHz	500
基准源电压/ V	5.1
基准源温度稳定性/ $(mV/^{\circ}C)$	0.3
误差放大器开环增益/ dB	75
误差放大器单位增益带宽/ MHz	2
误差放大器输入失调电压/ mV	2
封锁阈值电压/ V	0.4
启动电压/ V	8
待机电流/ mA	14

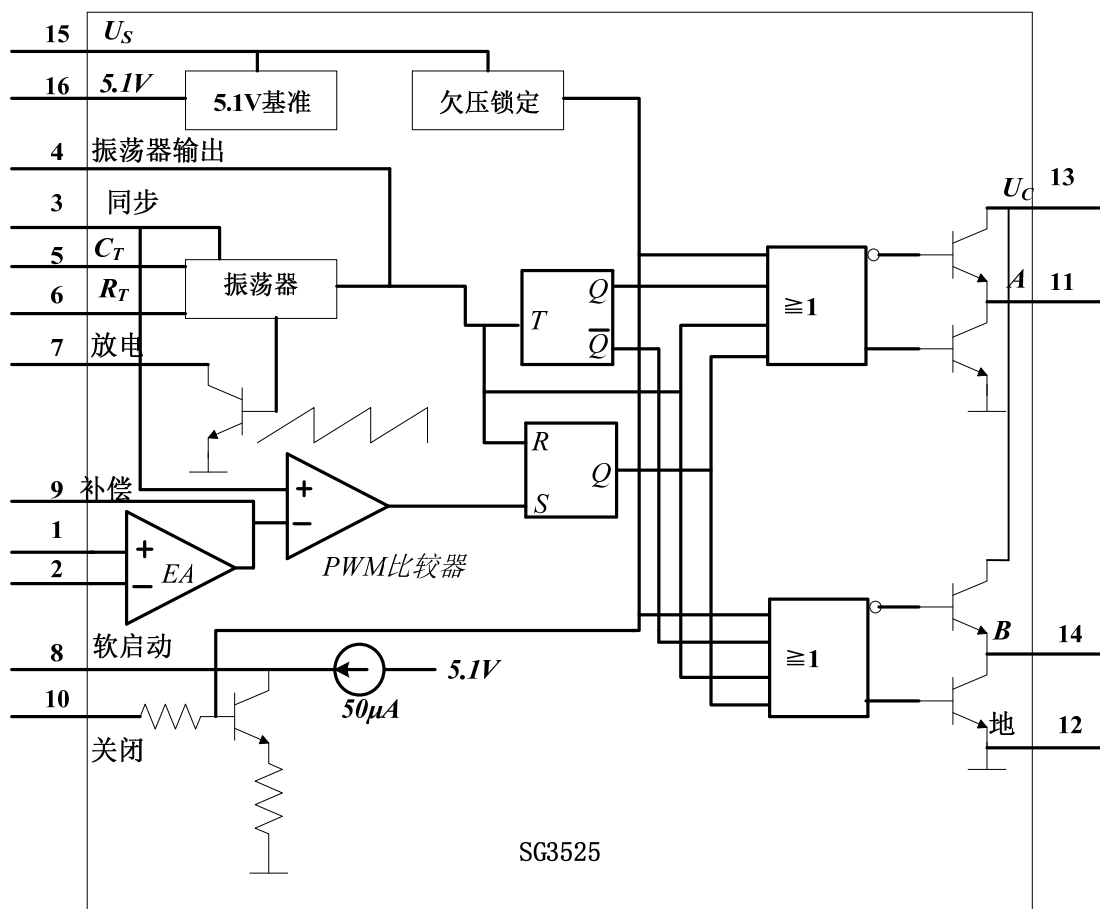


图 10.5 SG3525 内部结构图

SG3525 是意法 SGS-Thomson (ST) 半导体公司生产的采用电压模式控制的集成 PWM 控制器，另外还有两不同型号 SG1525, SG2525，它们的产品内部结构和功能完全一样，差别仅在于允许的工作环境温度范围。该系列集成电路的编号 4 位数字中的第 1 位表示其温度范围，“1”为宽温度范围，适用于航空航天和军事装备；“2”中等温度范围，可以用于环境温度范围较宽的工业设备、汽车电子设备等；“3”为窄温度范围，适合于一般工业设备和家电等。例如 SG1525 的工作环境温度为 $-55\sim 105^{\circ}\text{C}$ ，SG2525 为 $-25\sim 85^{\circ}\text{C}$ ，SG3525 为 $0\sim 70^{\circ}\text{C}$ 。

下面详细介绍 SG3525 各组成部分的简单原理。

① SG3525 采用精度为 $\pm 1\%$ 的 5.1V 带隙基准源，具有很高的温度稳定性和较低的噪声等级，能提供 $1\sim 20\text{mA}$ 的电流，可以作为电路中电压和电流的给定基准。

② 振荡器的振荡频率由外接的电阻 R_T 和电 C_T 决定，而外接电容同时还决定死区时间的长短。开关频率同 R_T 和电容 C_T 的关系如下所示：

$$f_T = \frac{1}{(0.7R_T + 3R_D)C_T} \quad (10.1)$$

式中： f_T 为时钟频率(kHz)； R_T 为外接电阻(k Ω)； C_T 为外接电容(μ F)； R_D 为引脚 6、7 间跨接的电阻值(k Ω)。

③ SG3525 采用电压模式控制方法。从图 10-5 中可以看出，振荡器输出的时钟信号触发 RS 触发器，形成 PWM 信号的上升沿，使主电路的开关器件开通。误差放大器(EA)的输出信号同振荡器输出的三角波信号相比较，当三角波的瞬时值高于 EA 的输出时，PWM 比较器翻转，触发 RS 触发器翻转，形成 PWM 信号的下降沿，使主电路开关器件关断。RS 触发器输出的 PWM 信号的占空比为 0~100%，考虑到死区时间的存在，最大占空比通常为 90%~95%。

④ T 触发器作用是分频器，将 RS 触发器的输出分频，得到占空比为 50%、频率为振荡器频率 1/2 的方波。将 T 触发器输出的这样两路互补的方波同 RS 触发器输出 PWM 信号进行“或”运算，就可以得到两路互补的占空比分别为 0~50%的 PWM 信号，考虑到死区时间的存在，最大占空比通常为 45%~47.5%，这样的 PWM 信号适合于半桥、全桥和推挽等双端电路的控制。

⑤ 驱动电路结构为推挽结构的跟随电路，其输出峰值电流可达 500mA，可以直接驱动主电路的开关器件。

⑥ 欠电压保护电路对集成 PWM 控制器的电源实施监控。电路初上电时，当电源电压低于启动电压(典型值约为 8V)时，欠电压保护电路封锁 PWM 信号的输出，输出端 A 和 B 为低电平。只有当电源电压大于启动电压后，经过一次软启动过程，SG3525 的内部电路才开始工作，输出端才有 PWM 信号输出，在工作过程中，如果电源电压跌落至保护阈值(典型值为 7V)以下时，输出 PWM 信号被封锁，避免输出混乱的脉冲信号，以保护主电路开关器件。只有当电源电压再次大于启动电压后，再经过一次软启动过程，SG3525 的内部电路才重新开始工作，恢复 PWM 信号输出。

⑦ 封锁电路由引脚 10 的信号控制，一旦有外部信号触发，立即封锁输出脉冲信号，给外部保护电路提供了一个可控的封锁信号。当外部封锁信号撤销后，SG3525 要再经过一次软启动过程，才重新开始工作。

图 10.6 所示的是 SG3525 外围电路的典型接法。振荡器部分的 C_T 和 R_T 端(引脚 5、6)分别对地连接电容和电阻，其取值可以按照式(10.1)计算得到。在 C_T 端和放电端(引脚

5、7)间跨接放电电阻，调整放电电阻的大小以改变死区时间，通常其值为数欧姆至数百欧姆。误差放大器通常用作电压调节器，其外围电路通常接成比例—积分—微分 PID 电路，以达到较好的稳定性、稳压精度和动态性能。图 10-6 中电压调节器采用的是 PI 电路。

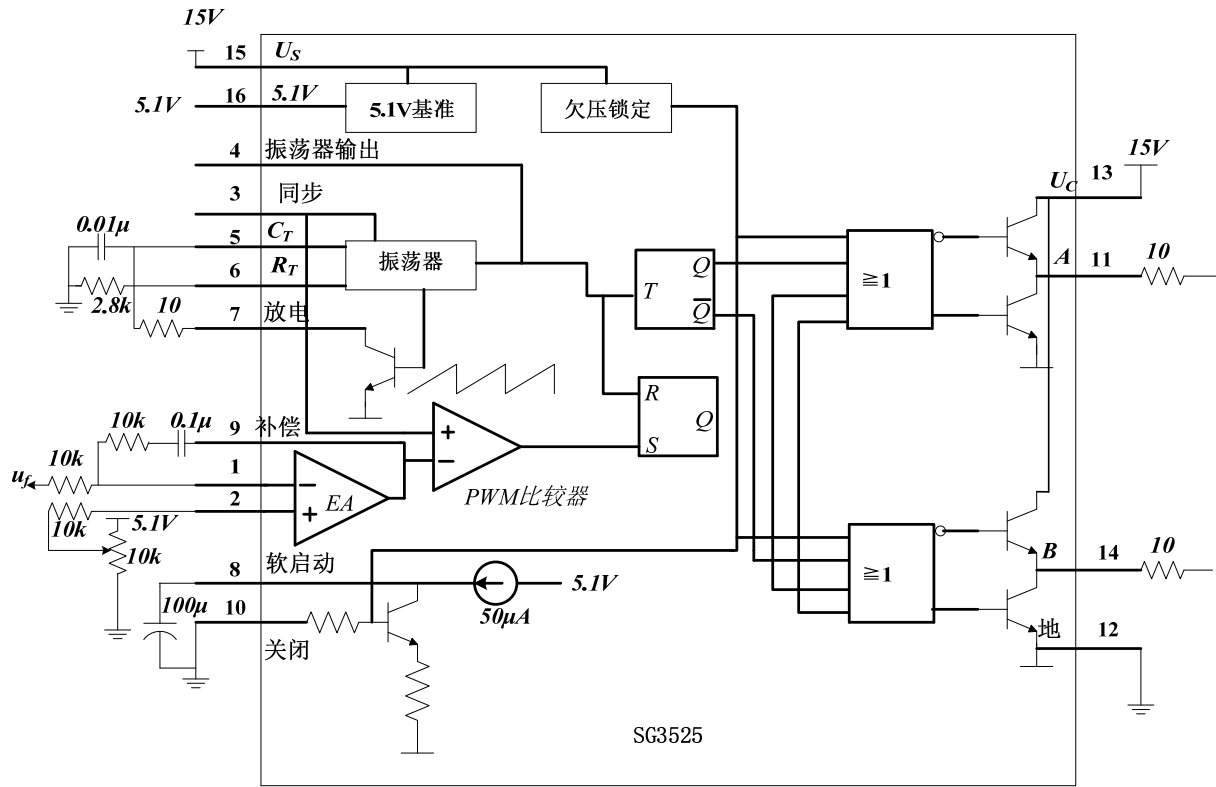


图 10.6 SG3525 的典型应用

2、UC3842

UC3842 是美国 Unitrode 公司（现已被美国 TI 公司收购）生产的采用峰值电流模式控制的集成 PWM 控制器，另外还有两不同型号 UC1842，UC2842，它们的产品内部结构和功能完全一样，差别仅在于允许的工作环境温度范围。该系列集成电路的编号 4 位数字中的第 1 位表示其温度范围，“1”为宽温度范围，适用于航空航天和军事装备；“2”中等温度范围，可以用于环境温度范围较宽的工业设备、汽车电子设备等；“3”为窄温度范围，适合于一般工业设备和家电等。例如 UC1842 的工作环境温度范围为-55~105℃，UC2842 为-25~85℃，UC3842 为 0~70℃。

UC3842 主要技术参数如表 10.2 所示，内部结构如图 10.7 所示。该 PWM 控制器采用峰值电流模式控制，内部包含 5V 基准源，用于电压调节器的误差放大器和峰值电流比较器等，并具有可以提供 1A 峰值电流的驱动电路，以及电源欠电压保护电路等。

振荡器的振荡频率由外接的电阻 R_T 和电容 C_T 决定，而外接电容同时还决定死区时间的长短。死区时间、开关频率同 R_T 和电容 C_T 的关系如下：

$$t_d = 300 C_T \quad (10.2)$$

$$f_T = \frac{1.75}{R_T C_T} \quad (10.3)$$

式中： f_T 为时钟频率(kHz)； R_T 为外接电阻(k Ω)； C_T 为外接电容(μ F)； t_d 为死区时间(μ S)。设计时可先根据所需的死区时间用式 (10.2) 计算 C_T 的值，然后根据式计算 R_T 的值。

表 10.2 UC3842 主要性能指标

项目	指标
最大电源电压/ V	36
驱动输出峰值电流/ mA	1000
最高工作频率/ kHz	500
基准源电压/ V	5
基准源温度稳定性/ $(mV/^{\circ}C)$	0.2
误差放大器开环增益/ dB	90
误差放大器单位增益带宽/ MHz	0.1
误差放大器输入失调电流/ μA	3
封锁阈值电压/ V	1
启动电压/ V	16
待机电流/ mA	1

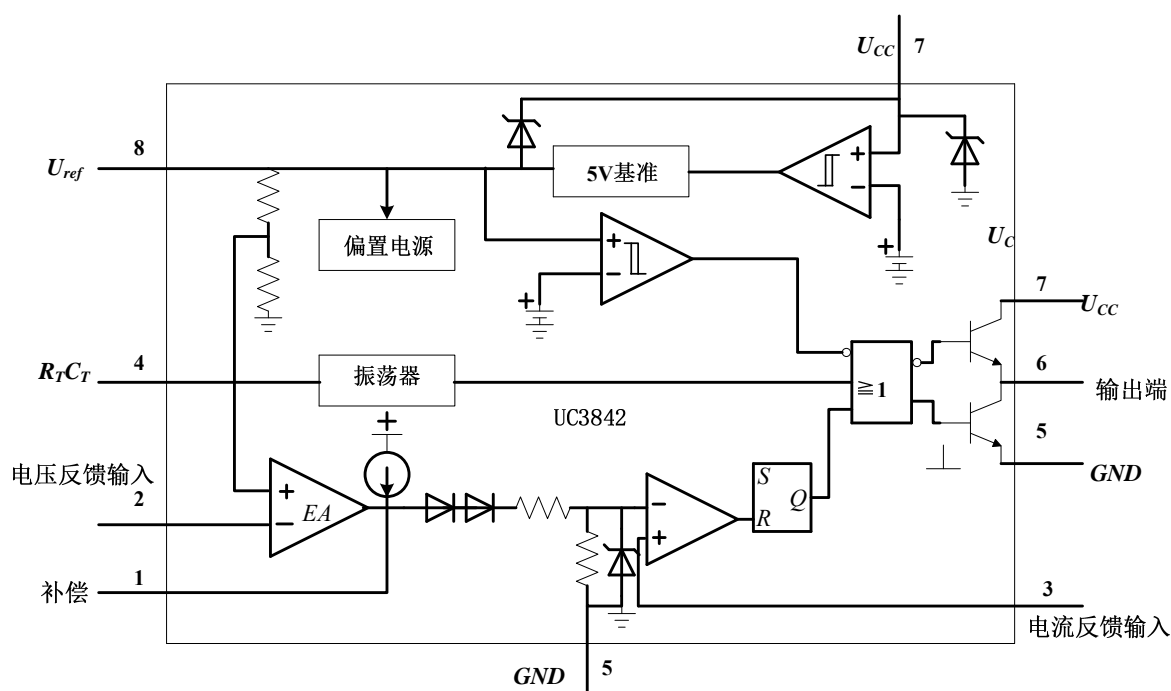


图 10.7 UC3842 的内部结构

驱动电路的结构为推挽结构的跟随电路，其输出峰值电流可达 500mA，可以直接驱动主电路的开关器件。

欠电压保护电路对集成 PWM 控制器的电源实施监控。当电路初上电时，电源电压低于启动电压(典型值约为 $16V$)，欠电压保护电路封锁 PWM 信号的输出，输出端(引脚 6)为低电平。只有当电源电压大于启动电压后，经过一次软启动过程，UC3842 的内部电路才开始工作，输出端才有 PWM 信号输出。在工作过程中，如果电源电压跌落至保护阈值(典型值为 $0V$)以下时，输出 PWM 信号被封锁，避免输出混乱的脉冲信号，以保护主电路开关器件。只有当电源电压再次大于启动电压后，再经过一次软启动过程，UC3842 的内部电路才重新开始工作，恢复 PWM 信号输出。

该集成电路封装形式为 DIP-8，仅有 8 个引脚。体积很小，所需外围元件也很少，因此非常适合于作为功率小于 500W 的正激型开关电源和功率小于 100W 的反激型开关电源的控制器。图 10.8 为 UC3842 的典型外围电路。

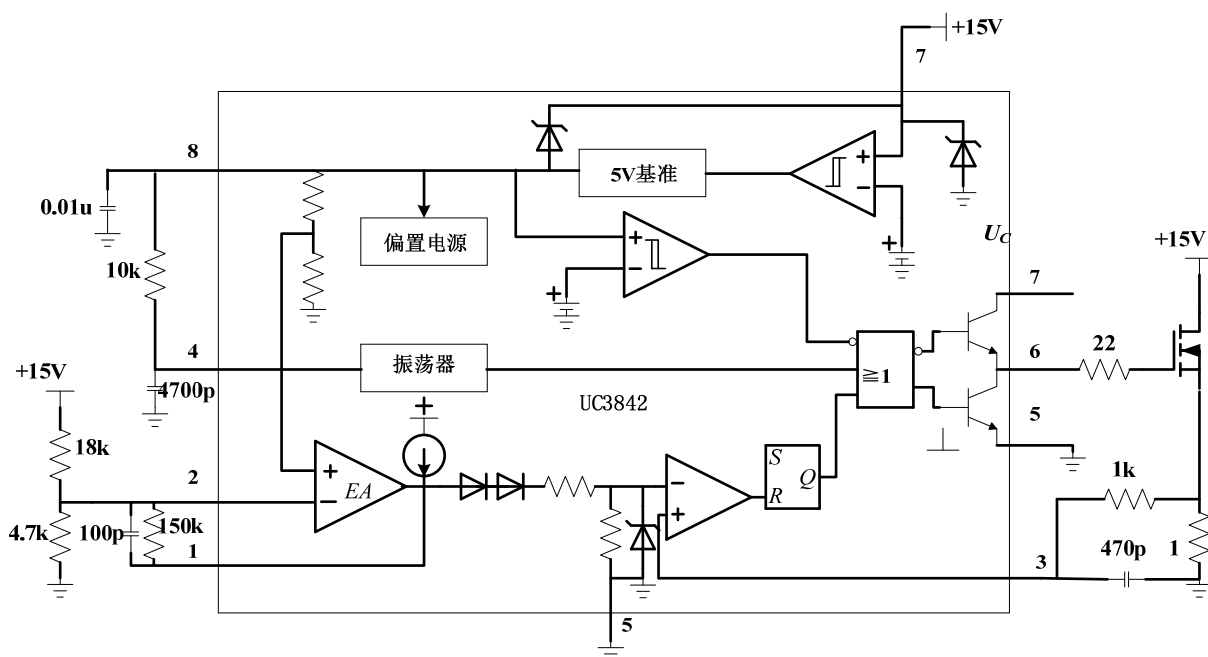


图 10.8 UC3842 的典型应用

3、UCC3895

UCC3895 芯片是美国 TexasInstruments 公司生产的专用于 PWM 移相全桥 DC / DC 变换器的新型控制芯片，它是在 UC3875(79)系列原有功能的基础上增加了自适应死区设置和 PWM 软关断能力，这样就适应了负载变化时不同的准谐振软开关要求。同时由于它采用了 BICMOS 工艺，使得它的功耗更小，工作频率更高，因而更加符合电力电子装置高效率、高频率、高可靠的发展要求。通过不同的外围电路设置，既可工作于电压模式，也可工作于电流模式，并且软启动 / 软关断可按要求进行调节。另外还有两不同型号 UCC1895，UCC2895，它们的产品内部结构和功能完全一样，差别仅在于允许的工作环境温度范围。该系列集成电路的编号 4 位数字中的第 1 位表示其温度范围，“1”为宽温度范围，适用于航空航天和军事装备；“2”中等温度范围，可以用于环境温度范围较宽的工业设备、汽车电子设备等；“3”为窄温度范围，适合于一般工业设备和家电等。例如 UC1895 的工作环境温度为-55~105℃，UC2895 为-40~85℃，UC3895 为 0~70℃。

UCC3895 主要技术参数如表 10.3 所示，管脚图如图 10.9 所示。UCC3895 芯片采用了 20 个引脚实现了以下功能：自适应死区时间设置；振荡器双向同步功能；电压模式控制或电流模式控制；软启动 / 软关断和控制芯片选功能可编程；移相占空比控制范围 0%~100%；内置 7MHz 带宽误差放大器；最高工作频率达到 1MHz；工作电流低，

500kHz 下的工作电流仅为 5mA；欠压锁定状态下的电流仅为 150μA。

表 10.3 UCC3895 主要性能指标

项目	指标
最大电源电压/ <i>V</i>	17
驱动输出峰值电流/ <i>mA</i>	100
最高工作频率/ <i>kHz</i>	1000
基准源电压/ <i>V</i>	5
误差放大器开环增益/ <i>dB</i>	85
误差放大器单位增益带宽/ <i>MHz</i>	7
误差放大器输入失调电流/ <i>μ A</i>	1
启动电压/ <i>V</i>	10
待机电流/ <i>mA</i>	0.15

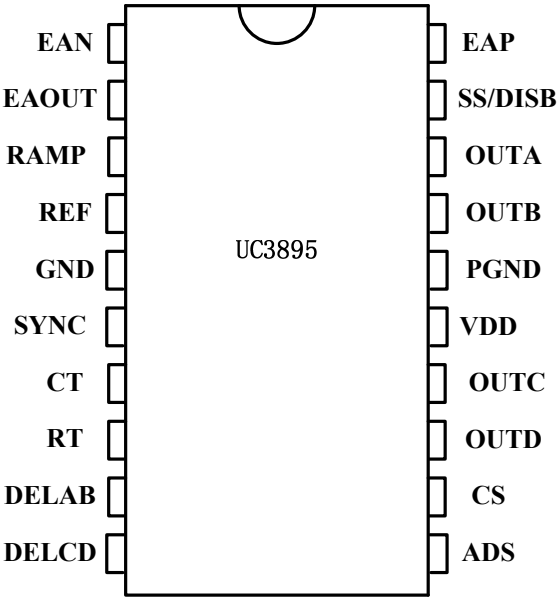


图 10.9 UCC3895 管脚图

EAN（引脚 1）：误差放大器反相输入端。

EAOUT（引脚 2）：误差放大器输出端。在控制器内部，该端分别与 PWM 比较器和空载比较器的非反相输入端相连，并箝位于软启动电压。当该端上的电压低于 500mV 时，控制器的输出级将被空载比较器关断。当该端上的电压升至 600mV 时，输出级重新开通。

RAMP（引脚 3）：PWM 比较器的非反相输入端。在电压模式或平均电流模式下，该端接 CT（引脚 7）上的锯齿波信号；而在峰值电流模式下，该端接电流信号。RAMP 内接放电晶体管，该晶体管在振荡器死区时间内触发。

REF（引脚 4）：精密 5V 基准电压输出端。控制器内部的基准电源一方面为控制器内部的电路供电，另一方面还能够向外接负载提供 5mA 的偏置电流。该基准电源仅在欠压锁定状态下关断，而在其他失效状态下仍能继续工作。实际当中，该端应外接低 ESR 和低 ESL 的旁路电容，其大小至少应为 0.1μF。

GND（引脚 5）：信号地。

SYNC（引脚 6）：振荡器同步信号输出端。该端是双向的，作为输出端时，该端可以输出时钟信号。作为输入端时，该端可以输入外部同步信号，可实现多只控制器同步工作。该引脚还可以起到对 CT 引脚上的定时电容以及 RAMP 引脚上的滤波电容进行放电的作用。同步电路输入电压的下限阈值为 1.9V，上限阈值为 2.1V。为了减小同步脉冲的宽度，在 SYNC 和 GND 引脚之间应接入一只 3.9Ω 的电阻。

CT（引脚 7）：振荡器定时电容接入端。定时电容的充电电流由控制器控制，该定时电容上的锯齿波峰值电压为 2.35V。振荡周期 t_{OSC} 可按式进行估算：

$$t_{OSC} = \frac{5R_T C_T}{48} + 120ns \quad (10.4)$$

式中，CT 的单位取法拉，RT 的单位取欧姆， t_{OSC} 的单位取秒。CT 可从 100pF 到 880pF，RT 的阻值范围 40kΩ~120kΩ。

RT（引脚 8）：振荡器定时电阻接入端。定时电容的充电电流是一个固定值，其大小由定时电阻 RT 决定，如下式所示：

$$I_{RT} = \frac{3.0V}{R_T} \quad (10.5)$$

DELAB（引脚 9）/DELCD（引脚 10）：输出端 A-D 延迟控制信号输入端。延迟时间应在同一桥臂中一只开关管关断之后，另一只开关管开通之前加入，为谐振创造条件。延迟时间的估算可参照下式：

$$t_{delay} = \frac{25 \times 10^{-12} \times R_{DEL}}{V_{DEL}} + 25ns \quad (10.6)$$

式中： V_{DEL} 的单位取伏特， R_T 的单位取欧姆， t_{delay} 的单位取秒。DELAB 和 DELCD 能够提供最大值为 1mA 的灌电流，应选择电阻 R_{DEL} 使其输出电流不超过该值。实际当

中，还应保证 DELAB 和 DELCD 引脚的杂散电容小于 10pF。

ADS (引脚 11): 延迟时间设置端。当 ADS 引脚直接与 CS 引脚相连时，输出延迟死区时间为零。当 ADS 引脚接地时，输出延迟时间最大。CS 引脚上的电压为 2.0V 时的延迟时间是 CS 电压为 0V 时的 4 倍。当 ADS 接到 CS 和 GND 之间的电阻分压器上时(见图 10.10), $V_{ADS}-V_{CS}$ 项减小, 使 V_{DEL} 也减小, 即死区调节量减小。ADS 通过式(10.7)改变脚 DELAB 和 DELCD 上的输出电压值 V_{DEL} , 从而改变输出死区。

$$V_{EDL} = [0.75 \times (V_{CS} - V_{ADS})] + 0.5V \quad (10.7)$$

上式中, V_{CS} 和 V_{ADS} 的单位取伏特。ADS 引脚上的电压需限制在 0V~2.5V 范围内, 并且不能超过 CS 引脚上的电压。另外, 输出端 A-D 延迟控制信号输入端上的电压的最小值应箝位于 0.5V。

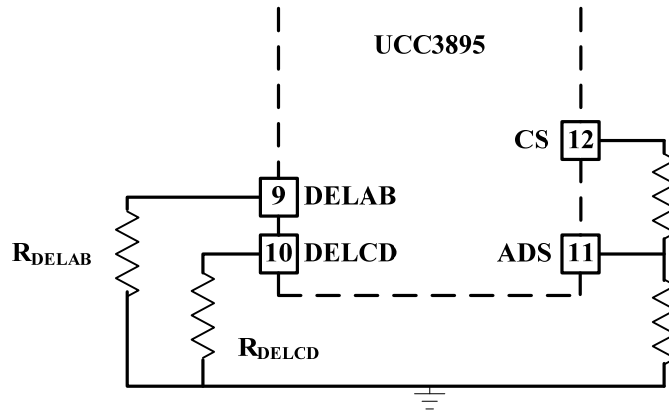


图 10.10 死区时间设置电阻接线图

OUTA/OUTB/OUTC/OUTD (引脚 18、17、14、13): 驱动输出端。这四个输出端由互补 MOS 驱动电路构成, 能够提供 100mA 的驱动电流, 可以驱动 FET 驱动电路。OUTA 和 OUTB 是完全互补的, 其占空比接近 50%, 可以驱动半桥电路。OUTC 和 OUTD 也是如此。对于 OUTA 而言, OUTC 的相位发生了移动; 对于 OUTB 而言, OUTD 的相位也发生了移动。

VDD (引脚 15): 偏置电源输入端。该端需接低 ESR、低 ESL 的旁路电容, 其容量不可低于 1μF。

GND (引脚 16): 功率地。该端为大电流输出级的接地端。

SS/DISB (引脚 19): 软启动/禁止端。通过该端可以实现软启动和控制器快速禁止两项独立的功能。当下面的四种情况之一发生时, 控制器将被快速关断: ①该端的电压

低于 0.5V；②或 REF 上的电压跌落到 4V 以下；③VDD 上的电压低于欠压锁定下限阈值；④发生过零故障。当故障排除或禁止状态结束后，如果 VDD 上的电压超过了启动阈值，而该端上的电压在软关断过程中跌落到 0.5V 以下，则将进入软启动模式。此时，SS/DISB 引脚上灌电流的大小将等于 I_{RT} 。软启动时间的大小由 SS/DISB 引脚上的软启动电容决定。另外，为了对该端上的最高电压进行限制，还需要在软启动电容上并联一只电阻。注意，无论是在软启动、软关断，还是在禁止状态下，该端上的电压都将被有源箝位，其大小与 EAOUT 上引脚上的电压相等。

EAP（引脚 20）：误差放大器的非反相输入端。

4、L6562

L6562 是意法 SGS-Thomson（ST）半导体公司采用双极和 COMS 混合工艺制造的有源功率因数校正控制集成电路。与该 IC 功能相同的 IC 还有：FAN7527（Fairchild）、MC33260（Onsemi）、TDA4862（Infineon）、UCC38050（TI）等等，电气功能基本相同，只是引脚名称稍有不同。L6562 与 L6561 的主要不同点是在高线性乘法器中嵌入了 AC 输入电流总谐波失真（THD）最优化电路，从而能在宽范围的 AC 输入电压和一个大的负载范围内提供非常低的 THD 及高次谐波成分。

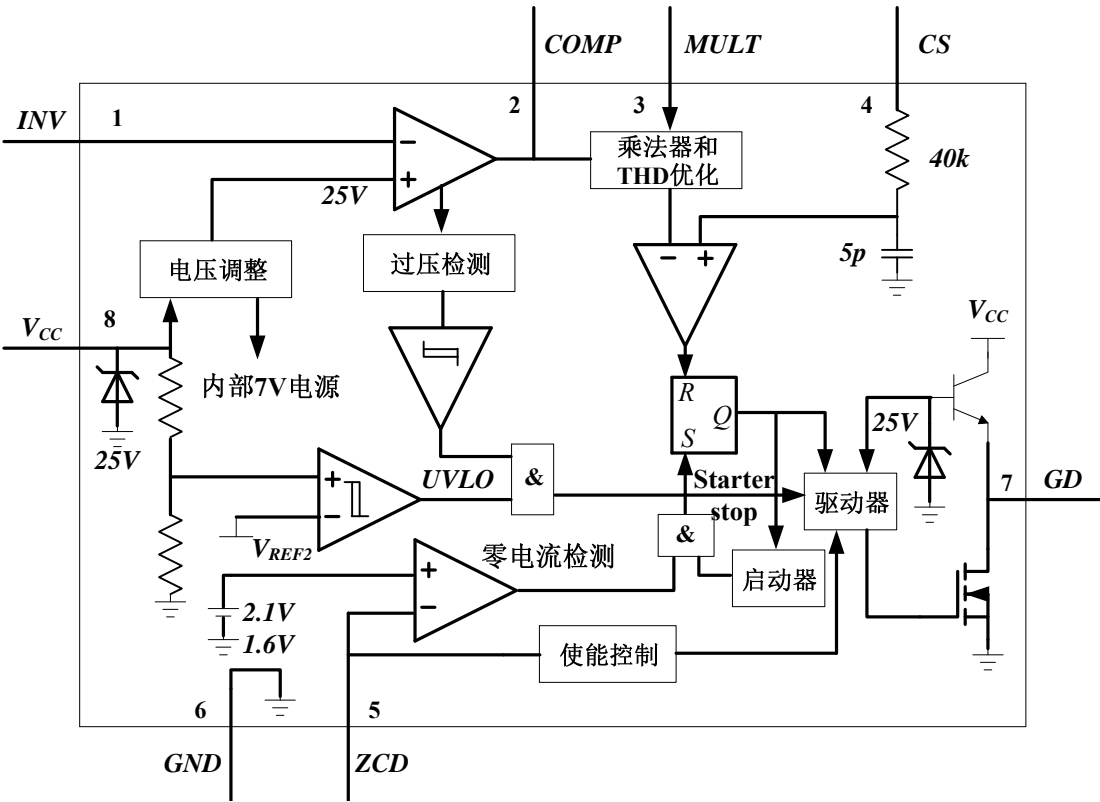


图 10.11 L6562 的内部结构

L6562 的内部结构如图 10.11 所示，它具有以下几个重要特点：

- 欠电压迟滞锁死；
- 极小的启动电流（典型值 50uA，90uA 即可保证正常启动），简易的启动电路（仅需一个电阻），非常低的功耗；
- 内部参考信号精度为 1%（在 $T_j=25^{\circ}\text{C}$ ）；
- 具有使能功能，可以关断芯片，减少电路功耗；
- 两级过压保护；
- 内置启动器和零电流检测电路用来运行临界模式；
- 内置乘法器动态延续以适应宽输入电压应用，卓越的 THD；
- 电流检测脚内置 RC 滤波；
- 高性能图腾柱输出，可以直接驱动 MOSFET 或 IGBT。

L6561 已经最优化，可以用来作为基于升压拓扑电路的功率因数校正，如电子镇流器，AC-DC 适配器，低功率开关电源(<150W)。然而，由于它的卓越性能和非常少的外围元件，同样也可以在其他拓扑结构中使用。在低功率离线式 AC-DC 转化器中（使用隔离反激式拓扑）带 PFC 或不带 PFC 就是最常见的应用例子。

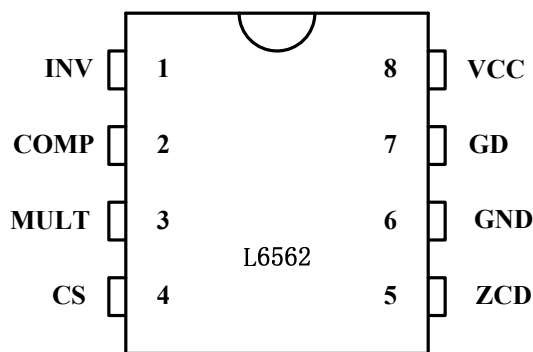


图 10.12 L6562 管脚图

L6562 的管脚图如图 10.12 所示，管脚功能如下：

- 1 脚：INV，误差放大器反向输入端。PFC 输出电压由分压电阻分压后送入该脚。
- 2 脚：COMP，误差放大器输出端。补偿网络设置在该脚与 INV（1 脚）端，以完成电压控制环路的稳定性和保证有高的功率因数与低的谐波失真（THD）。
- 3 脚：MULT，乘法器输入端。该脚通过分压电阻分压，连接到整流器整流电压端，提供基准的正弦电压给电流环。
- 4 脚：CS，输入到 PWM 比较器。当 MOSFET 管电流流过取样电阻时，在电阻产

生电压降，该电压与内部的正弦电压形成基准信号，与乘法器比较来决定 MOSFET 的关闭。

5 脚：ZCD，升压电感去磁检测输入端，工作在临界传导模式，用负极信号的后沿来触发 MOSFET 的导通。

6 脚：GND，地。栅极驱动和信号回路的通路都应汇集到该引脚端。

7 脚：GD，栅极驱动输出。“图腾柱”输出能直接驱动 MOSFET 或 IGBT 管，对源极峰值推动电流是 600mA，吸收电流是 800mA。该脚的驱动电压被嵌位在 12V 左右，避免因 U_{CC} 电压过高而使驱动电压升高。

8 脚：VCC，电压供给 IC 内部信号与栅极驱动，供电电压被限制在 22V 以下。

10.7 启动和集成电路供电电路的设计

启动和辅助电源给控制集成电路(IC)和功率开关驱动电路提供工作电压，有时把这个电路叫作**自启动电路**。由于这部分电路所有输入和输出的功率都属于损耗，因此在保证其所有功能的条件下，应尽可能提高它的效率。

自启动电路在高输入电压的情况下显得更加重要，因为输入高于直流 20V 时，输入电压不能直接供电给控制 IC 和功率开关，而是需要采用启动/辅助电源电路。这部分电路的主要功能是用一个分流或串联的线性电源给控制器和功率开关驱动电路提供比较稳定的电压。

电源从完全关机状态启动，通常要求当输入功率加到电源上时，就要从输入电源母线上吸取电流。启动电路允许的输入电压比电源输入电压的最大值(包括可能通过电源输入滤波器的浪涌电压)还要高。对于这个电路，需要考虑其所需的功能。启动电路有一些常用的功能，它的功能要适合整个系统的工作需要。

1、电源输出短路的情况一旦结束，回到正常工作时，要立刻使控制/功率开关电路的所有功能工作。

2、当发生短路时，电源要进入间隔重新启动模式，短路情况一旦消失，电源就重新启动。

3、在短路期间，进入完全关机状态，然后关闭系统。输入功率也要切断，在重新启动电源的时候再合上。

前面两种启动电路的方式使用得比较多，在有可移动部分的系统中，推荐使用这两

种方式。比如电话系统、插卡系统或一些人们容易不注意使负载短路的常规服务系统。在一些重要仪器中，当错误操作会对仪器或操作人员造成损害时，对其进行关闭的功能也是必要的。

在那些增加一小部分损耗并不重要的产品中，经常用简单的齐纳管分流电源，见图 10.13。在这里，启动电流始终从输入电流母线输入，即使在电路稳定工作期间也是如此。当启动电流小于 IC 和驱动电路工作所需电流(约 0.5mA)时，电源就进入间隔恢复的模式；如果启动电流足够大(约 10-15mA)，在短路期间电源保持在过电流反馈状态，一旦短路状态消失，电源立刻恢复工作。控制 IC 上的低电压限制 (low Voltage inhibit---LVI) 的滞环带宽也会影响电源的间隔重启。给 IC 供电的旁路电容值要不小于 10uF，以便存储足够的能量，这样在电压跌落到 LVI 值之前，就完成对电源的启动工作。大体上来说，滞环电压越高，电源刚开始启动时就越可靠。

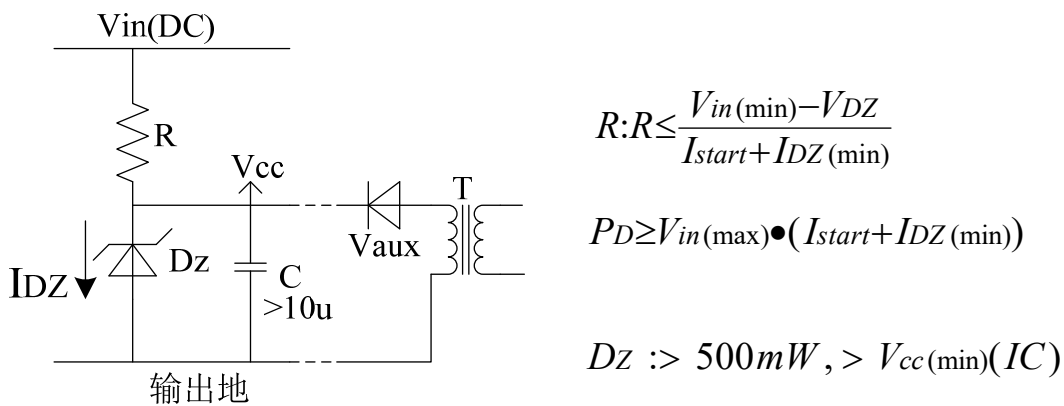
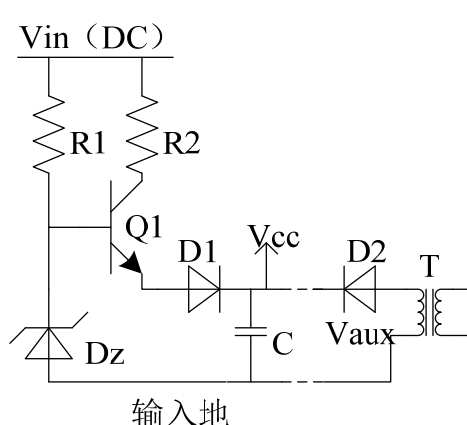


图 10.13 由齐纳二极管提供的控制供电电源

对离线式开关电源，如果启动电路始终从电源输入线获取电流，会产生很可观的损耗，所以建议在电路稳定工作后切断启动电路。当整个电源进入稳定工作状态后，IC 和驱动电路就可以从变压器的附加绕组上获取所需电源。这样，转换效率可达 75%，比起上面所述的方法，效率可以提高 5%—10%。图 10.14 所示的就是这种电路。该电路是高电压、有电流限制的线性电源。在电路稳定工作期间，发射极上的二极管和基射极反偏，这样就完成了对启动电流的切断过程。小信号晶体管的 $V_{CEO(SUS)}$ 要求高于最高输入电压，几乎所有的损耗都消耗在集电极的电阻上。在稳定工作时，就只有很小的偏置电流流过晶体管的基极和齐纳二极管



$$R_1 = \frac{V_{in(min)} - V_{DZ}}{I_{DZ(min)}}$$

$$R_2 \approx \frac{V_{in(min)} - V_{DZ}}{I_{start}}$$

$$DZ: 5000mW, > V_{cc(min)} \text{ 或 } IC$$

$$D1: IN4148 \quad D2: MURIXO$$

$$Q1: V_{CEO} > V_{in(max)}, \approx 300mA$$

图 10.14 高电压线性电源自启动电路（只在启动和反馈期间工作）

注意：在开关电源的整个工作寿命期间，电源启动这段时间是最易发生损坏的。也就是说，启动过程比其它任何工作过程都更易发生故障。电源系统各个部分供电顺序安排也很严格。只有给功率开关驱动电路完全供电后，控制 IC 才能输出开关信号。如果不是这样，功率开关管就不是工作在饱和区，功率开关管会因损耗过大而损坏。另外，需要注意的是电阻的额定电压。对于 1/4W 电阻，额定的损坏电压是直流 250V；对于 1/2W 电阻，额定的损坏电压是直流 350V。在离线式变换器中，连接到输入线所有分支上的电阻都要用两个以上串联。

10.8 控制集成电路的选择

目前，市场上有很多控制集成电路（IC）可供选择。在设计过程中，要先确定要求 IC 芯片里集成什么，有什么功能。比如 IC 内部是不是要求集成功率开关、电压的启动电路、软启动电路、同步电路等等。电源应用和发展促进了 IC 芯片功能提高。

设计时，要日常仔细地调查一下可供选择的 IC。通常 IC 说明书的第一页并不能完全描述这款 IC 的性能。要进一步研究细节的问题，包括控制方法、用什么样的输出驱动、保护电路怎样工作等。这就要求认真查阅 IC 的内部结构 and 应用电路图。下面举个例子来说明选择控制 IC 时怎样会混淆起来的，这个例子是关于最近一款为输出电压低于 3.3V 的电路设计的 Buck 电路控制 IC。这款 IC 的工作电压比它的输入供电电压高，并以很低的电压去驱动 MOSFET。而传统的 Buck 电路控制 IC 的工作电压就是它的输入供电电压，并以这个电压去驱动 MOSFET。从这两款 IC 说明书的第一页并不能发现它们有什么不同，要想根据从供应商的网站上所搜索到的资料把它们区分开来就更加困

难了，而且这会占用设计者宝贵的时间。

现在新的控制 IC 面向的应用场合比以前更加狭小，通常尽可能减少封装的引脚数目来减少外围电路。这就严重限制了 IC 的应用范围，也使控制 IC 的选择过程变得更加重要。

10.8.1 开关电源简述

控制的主要目的就是要输出电压保持不变，而负载电流可以有很大的变化范围，这就要通过负反馈来达到这个目的。所有的电源控制器，无论线性电源还是开关电源都要检测输出电压。大多数情况下，反馈电压输入到称之为电压误差放大器的高增益**运算放大器**的反相端，参考电压输入到运算放大器的同相端，运算放大器输出的就是。运算放大器把参考电压和反馈电压的误差值放大一定的倍数，这个输出电压通常称为**误差电压或补偿电压**，用误差电压信号来控制电源供给负载的能量。该值变大，说明输出电压太低，电源要输出更多的能量。反之如果这个值变小，就说明输出太高，要减小输出的能量。

通常也要检测电流，这样可以保证电源输出不超过它的额定功率。测量电流有两种方法：输出电流平均值和电流瞬时值。电流平均值电路工作方式与上面介绍的电压负反馈环很相似。电流的测量通常是通过一个电阻串联在电流回路上，用测量电阻上的电压来实现。把电阻上的电压放大后或直接把电阻上这个比较小的电压输入到运算放大器的反相端，同相端上加代表最大输出电流值的参考电压，这样就形成了一个电流负反馈环。当电流太大时，**电流误差信号**从正变成负，表示输出电流超出设计的最大值。这个信号可以用来削弱电压误差信号，以减小电源的输出能量。

电流瞬时检测用来保护功率半导体器件。在功率开关电流通过的路径上串上电流检测电阻，电阻上的电压降就代表了通过功率器件的瞬时电流。然后把这个电压输入到快速模拟比较器上，当这个电压超过原先设定的电压时，功率器件就立刻关断，这可以给功率器件提供很好的保护。

10.8.2 控制方法的选择

选择控制 IC 极其重要，如果选择不正确，会使电源工作不稳定而浪费宝贵的时间。设计者要知道各种控制方法之间细微的差别，总体上说，正激式拓扑用电压型控制器，升压式拓扑通常用电流型控制。但这不是一成不变的规则，因为每一种控制方法都可以

用到各种拓扑中去，只是得到的结果不一样而已。各种控制方法见表 10.4。

表 10.4 控制方法

a) PWM 控制方法

控 制 方 法	最适宜的拓扑	说 明
具有输出平均电流反馈的电压型控制	正激式电路	输出电流反馈太慢，会使功率开关失效
具有输出电流逐周限制的电压型控制	正激式电路	具有很好的输出电流保护功能，通常检测高压侧电流
电流滞环控制	正激式	有很多专利限制，控制 IC 少
电流型控制，由时钟脉冲导通	Boost 电路	具有很好的输出电流保护功能，控制 IC 很多，通常采用 GND 驱动开关

b) 准谐振和谐振转换控制方法

控 制 方 法	最适宜的拓扑	说明
固定关断时间控制	零电压开关准谐振电路	变频，要对最高频率限制
固定开通时间控制	零电流开关准谐振电路	变频，要对最低频率限制
相移控制	PWM 正激式全桥电路	固定频率

1、电压型控制

电压型控制方法见图 10.15。电压型控制的最显著特点就是误差电压信号被输入到 PWM 比较器，与振荡器产生的三角波进行比较。电压误差信号升高或降低使输出信号的脉宽增大或减小。**要识别是不是电压型控制 IC，可以先找到 RC 振荡器，然后看产生的三角波是不是输入到比较器，并与误差电压信号进行比较。**

电压型控制 IC 的过电流保护有两种形式，早期的方法是用**平均电流反馈**。在这种方法中，输出电流是通过负载上串联一个电阻来检测的。电流信号可以放大后输入到补偿用电流误差放大器中。当电流放大器检测到输出电流接近原先设定的限制值时，就阻碍电压误差放大器的作用，从而把电流加以限制，以免电流继续增大。平均电流反馈作为过电流保护有一个固有的缺点，就是响应速度很慢。当输出突然短路，会来不及保护功率开关，而且在磁性元件进入饱和状态时也无法检测。这些会导致在几个微秒内电流成指数上升而损坏功率开关。

第二种过电流保护方法是**逐周过电流保护**。这种方法可以保证功率开关工作在最大安全电流范围内。在功率开关管上串联一个电流检测器(电阻或电流互感器),这样就可以检测流过功率开关管的瞬时电流。当这个电流超过原先设定的瞬时电流限制值时,就关断功率开关管。保护电路要求响应很快,以实现包括磁心饱和在内引起的各种瞬时过电流情况下对功率开关管进行保护。由于这种电流保护电路的保护限制值是固定的,而且也不会因其他参数改变而变化,所以不是一种电流型控制

最后一种是“**电压滞环**”的电压型控制,这种控制力一法是非常基本的。在这种控制方法中,固定频率的振荡器只有在输出电压低于由电压反馈环给定的指令值时才转成“通”的状态。由于有时候功率开关管突然导通后又进入常态关的状态,所以有时把这种方法叫作“**打隔型**”(hiccup-made)。只有少数控制 IC 和集成开关电源 IC 用这种控制方法,这种方法会在输出电压上产生大小固定的纹波,纹波的频率与负载电流成比例。

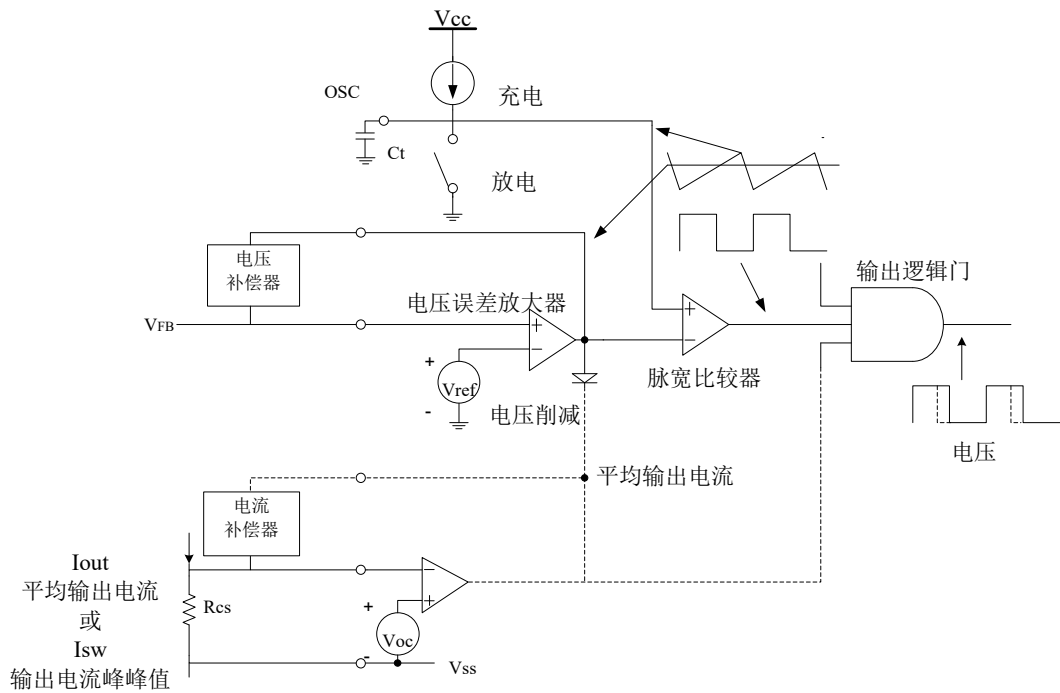


图 10.15 具有平均输出电流和逐周电流限制的电压型控制

2、电流型控制

电流型控制(见图 10.16)最好用在电流波形的线性坡度很大的拓扑中,如 Boost、Buck-Boost 和反激型电路等拓扑中。

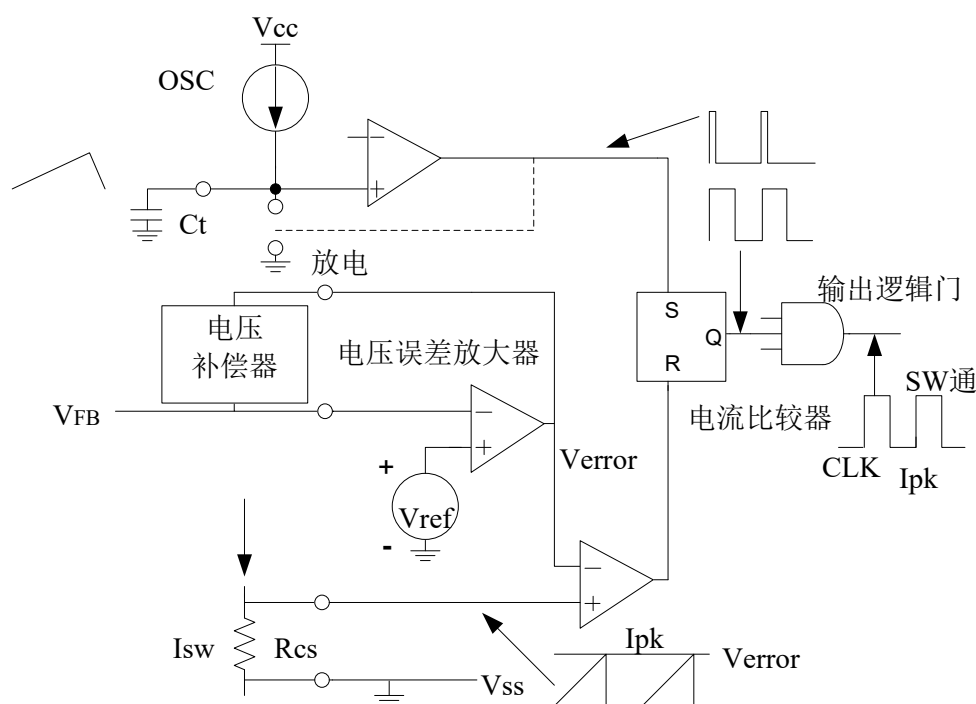


图 10.16 时钟脉冲导通的电流型控制

电流型控制方法是控制流过功率开关管的峰值(有时是最小)电流的漂移点来实现的,这也等效于磁心的磁通密度的偏移量。从本质上说,是调节磁心的一些磁参数来实现的。电流型控制最常见的方法是“定时开通”的方法,由固定频率的振荡器给触发器置位,由快速电流比较器给触发器复位。触发器状态为“1”时,功率开关管导通。

电流比较器的阈值是由电压误差放大器的输出给定的,如果电压误差放大器显示输出电压太低时,电流门槛值就增大,使输出到负载的能量增加。反之亦然。

电流型控制本身具有过电流保护功能，快速电流比较器实现对电流的逐周限制。这种保护也是一种**恒功率过载保护**方法，这种保护通过电流和电流反馈来维持供给负载的恒功率，但并不是在所有产品中用这种方法都是最适合的，如失效时会引起失效电流增大的场合。此外，电路可以设置其他过载保护方法。

另外一种电流型控制方法叫作**电流滞环控制**(见图 10.17), 这种方法对电流峰值和谷值都进行控制。这种方法用在电流连续模式的 **Boost** 变换器中是比较好的。它的结构有点复杂, 但它的响应速度很快。这种方法并不是常用的控制方法, 其控制频率也是变化的。

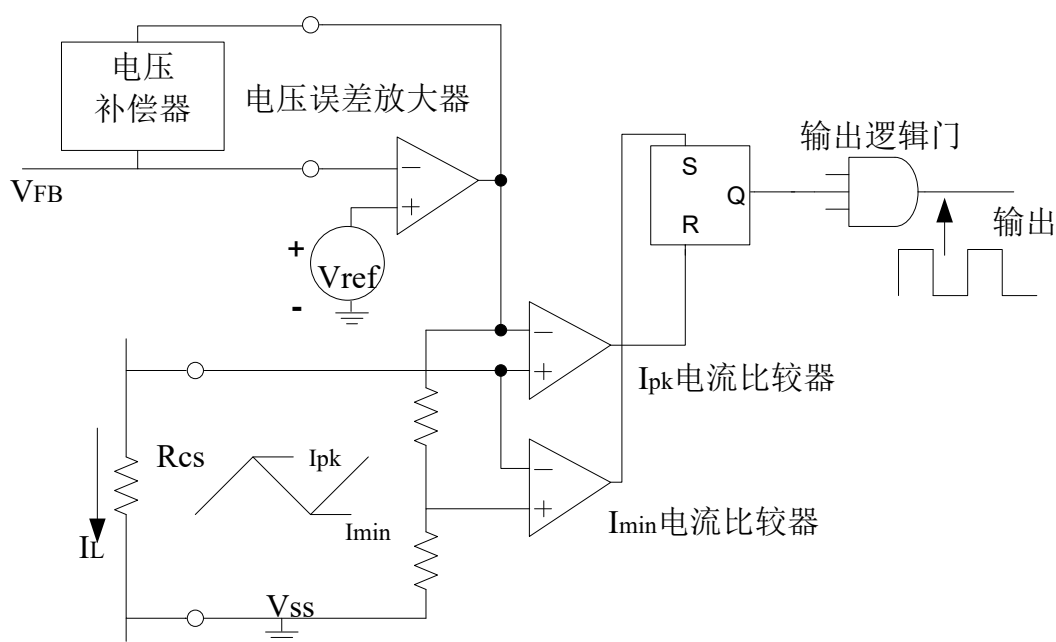


图 10.17 电流滞环控制

其他控制方法

现在有些 IC 制造厂商为了提高所设计的电源整机效率，在一些工作点上自行设计新的控制模式或新的开关控制方法。这种经验比较模糊，除了设计的应用场合外，并不可以在其他所有应用场合下工作。比如，有些 Buck 控制 IC 通过降低工作的频率，可以使电感电流进入断续模式。进入电流断续模式后，反馈环的稳定性会改变，所以它们用一些复杂的控制方法来补偿可以预见的不稳定性。

变频控制：固定频率控制方法在轻载的时候由于开关损耗固定，所以效率下降。有些控制器在轻载时切换到频率可变的时钟，而采用的控制方法还是一样的。

小结：选择所需要的控制 IC 时一定要十分小心！

10.9 电压反馈电路的设计

电压反馈环的唯一功能就是使输出电压保持在一个固定值。但考虑负载瞬态响应、输出精度、多路输出、隔离输出等方面，电压反馈的设计就变得很复杂了。上述每一个方面对设计者来说都很棘手，但是如果掌握了设计步骤，这些方面都可以很容易地得到解决。

电压反馈环的核心部分是一个称为**误差放大器**的高增益运算放大器，这部分仅仅是

个高增益的放大器而已，它把两个电压的误差放大，并产生电压误差信号。在电源系统中，这两个电压一个是参考电压，而另一个则是反馈电压。输出电压在输入到误差放大器之前先进行分压，分压的比例为电压参考值与额定输出电压的比值。这样，在额定输出电压时，误差放大器产生一个“零误差”点。如果输出偏离额定值，放大器的输出误差电压就会明显地改变，电源系统用该误差电压来校正脉宽，从而使输出电压回到额定值。

针对误差放大器，有两个主要的设计问题：一方面是要有很高的直流增益，以改善**输出负载调节性能**；另一方面是要有很好的高频响应特性，以提高负载的**瞬态响应**。输出负载调节性能是指被检测的输出端上的负载改变时，输出电压的偏离程度。瞬时响应是指输出负载发生跳变时，输出电压恢复到原值的快慢。设计反馈环的补偿器时，都会遇到这些问题。在第 11 章中对这些问题进行了详细的说明。

例 10.1 一个基本的无隔离、单输出开关电源电压反馈环的设计。如果忽略误差放大器的补偿，设计就很简单了。设计的输出电压为 5V，控制 IC 内部提供的参考电压是 2.5V，见图 10.18。

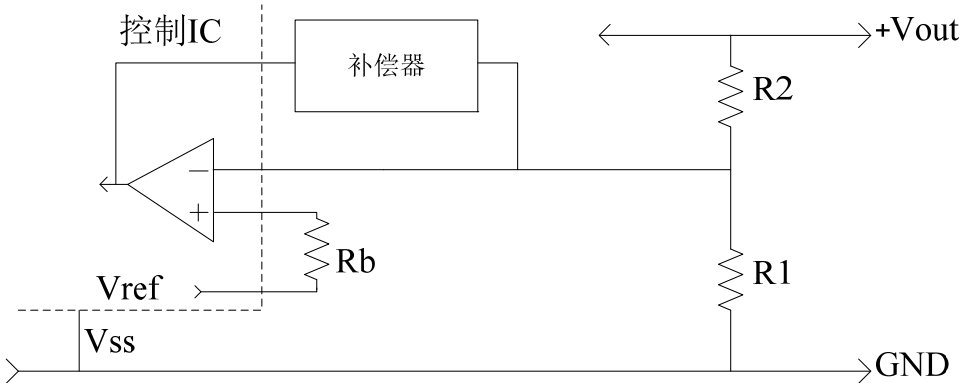


图 10.18 无隔离电压反馈电路

在开始设计的时候，要先确定通过输出电压分压电阻的检测电流的大小。为了使设计补偿器参数时有一个比较合理的值，电阻分压器的上臂电阻值选在 1.5~15kΩ 的范围内。如果电阻分压器的检测电流取 1mA，则分压器的下臂电阻 R₁ 就可以按下式算出：

$$R_1 = 2.5V / 0.001A = 2.5k\Omega$$

输出电压的精确度直接受到分压电阻和参考电压的精度影响。所有误差累加起来决定了最后的精确度，也就是说，如果分压器所用的是两个精度为 1% 的电阻，所用的参考电压的精度为 2%，则最后输出电压的精度就为 4%。另外，放大器的输入失调电压也会引起误差，这个误差等于放大器的输入失调电压除以电阻分压器的分压。所以，如

果在这个设计例子中，放大器的最大失调电压是 10mV 那么输出电压误差就是 20mV ，且这个值会随着温度而漂移。

下面继续对这个例子进行设计，假设选用 1%精度的电阻，其阻值为 $2.49\text{k}\Omega$ ，则实际的检测电流为

$$I_s = 2.5\text{V} / 2.49\text{k}\Omega = 1.004\text{mA}$$

电阻分压器的上臂电阻 R_2 为

$$R_2 = (5.0\text{V} - 2.5\text{V}) / 1.004\text{mA} = 2.49\text{k}\Omega$$

这样就完成了电阻分压器的设计。接下来要设计放大器的补偿网络，以得到直流增益和带宽性能。

如果电源是多路输出的，那么输出端的交叉调整性能是要考虑的一个方面通常电压放大器只能检测一个或几个输出端，而没有被检测的输出端只能通过变压器或输出滤波器本身固有的交叉调整功能进行调节。这样的调整性能比较差，也就是说，被检测的输出端上的负载变化时，会使没有被检测的输出端的输出明显改变。相反，如果没有被检测的输出端上的负载改变时，并不能完全通过变压器耦合到被检测的输出端而被检测到，因而不能对它进行很好的调节。

为了很好地改善输出端的交叉调整性能，可以通过检测多个输出电压来实现，这叫做**多输出检测**。通常并不是真的去检测所有的输出端，这样做实际上也是没有必要的。下面的例子用来说明怎样改善输出端的交叉调整性能，该例子是有 $+5\text{V}$ 、 $+12\text{V}$ 和 -12V 输出的典型的反激式变换器。这个变换器的 $+5\text{V}$ 输出端从半载到满载变化时， $+12\text{V}$ 端变到 $+13.5\text{V}$ ， -12V 端变到 -14.5V 。

这表明，变压器具有的交叉调整性能很差，这可以通过介绍多线绕组技术稍微进行改善。如果对 $+5\text{V}$ 和 $+12\text{V}$ 端都进行检测，则 $+5\text{V}$ 端的负载如前而所述变化时， $+12\text{V}$ 端变到 $+12.25\text{V}$ ， -12V 端变到 -12.75V 。

多输出端检测是通过把电压检测电阻分压器的上臂用两个并联电阻来实现，这两个电阻的上端分别接到不同的输出端上，如图 10.19 所示。

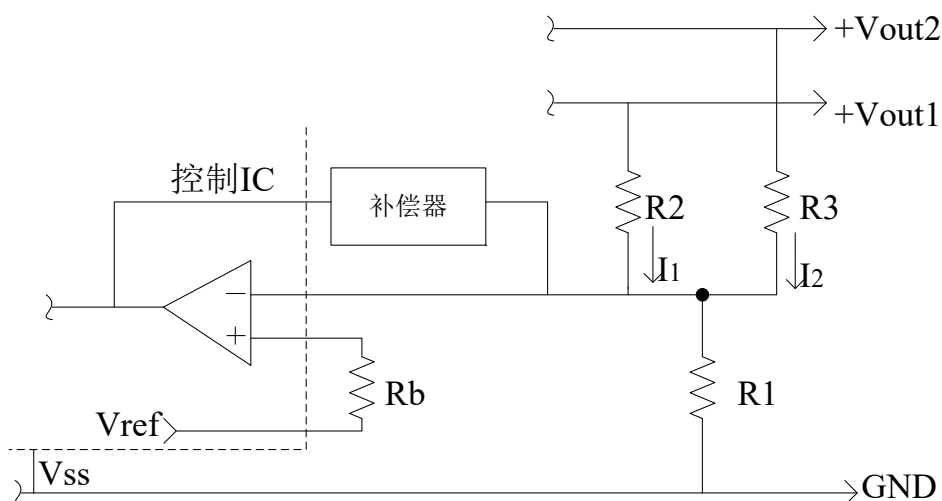


图 10.19 多输出检测电路

电阻分压器的中点就成了电流的交汇点，在这里总电流是每个被检测的输出端流出的电流总和。输出功率比较大的输出端，通常对输出调节的要求比较高，因而应占检测电流的主要部分。输出功率比较小的输出端占剩下的检测电流部分。每个输出端占检测电流的百分比就表明了该输出端被调节的程度。

再看一下有 $+5V$ 、 $+12V$ 和 $-12V$ 输出的电源，由于 $12V$ 通常是给运算放大器供电的，这些运算放大器相对来说不大会受到 V_{CC} 和 V_{EE} 变化的影响，所以对这两个输出端的调节要求可以宽松一点。用这节第一个例子的参数， R_I 取 $2.49k\Omega$ ，检测电流为 $1.004mA$ 。

第一步要分配电流比例，输出端提供的检测电流越少，对它的调节程度就越低。让 $+5V$ 输出端的电流占70%， $+12V$ 端的电流占30%，则 R_2 为

$$R_2 = (5.0V - 2.5V) / (0.7 \times 1.004mA) = 3557\Omega \text{ (取最接近值 } 3.57k\Omega)$$

$+12V$ 端上的电阻 R_3 为

$$R_3 = (12V - 2.5V) / (0.3 \times 1.004mA) = 31.5k\Omega$$

最接近的值是 $31.6k\Omega$

用多输出检测电路时，所有输出负载变化时，应该都可以改善交叉调整性能。

电压反馈最后一步是**反馈隔离**的问题，当考虑到输入电压会造成控制器损坏时，就要用反馈隔离(输入直流电压大于 $42.5V$)。电气隔离有两种可用的方法：光隔离（光隔离器）和电磁隔离（变压器）。这部分主要是介绍使用比较普遍的隔离方法，也就是用光隔离器把反馈环与主电路隔离。光隔离器的 C_{irr} （电流传送比(或 I_{OUT}/I_{IN}))会随温度而漂移，也会随着使用时间增加而逐渐变差，而且各个光耦隔离器的误差范围也相差比较

大。 C_{trr} 用百分比来衡量的电流增益。为了补偿光隔离器的这些差异而不使用电位器，要把误差放大器放在光隔离器的二次侧(或输入侧)。误差放大器可以检测到光隔离器漂移引起的其输出端的偏移，然后相应地去调整电流典型的反馈隔离电路见图 10.20。

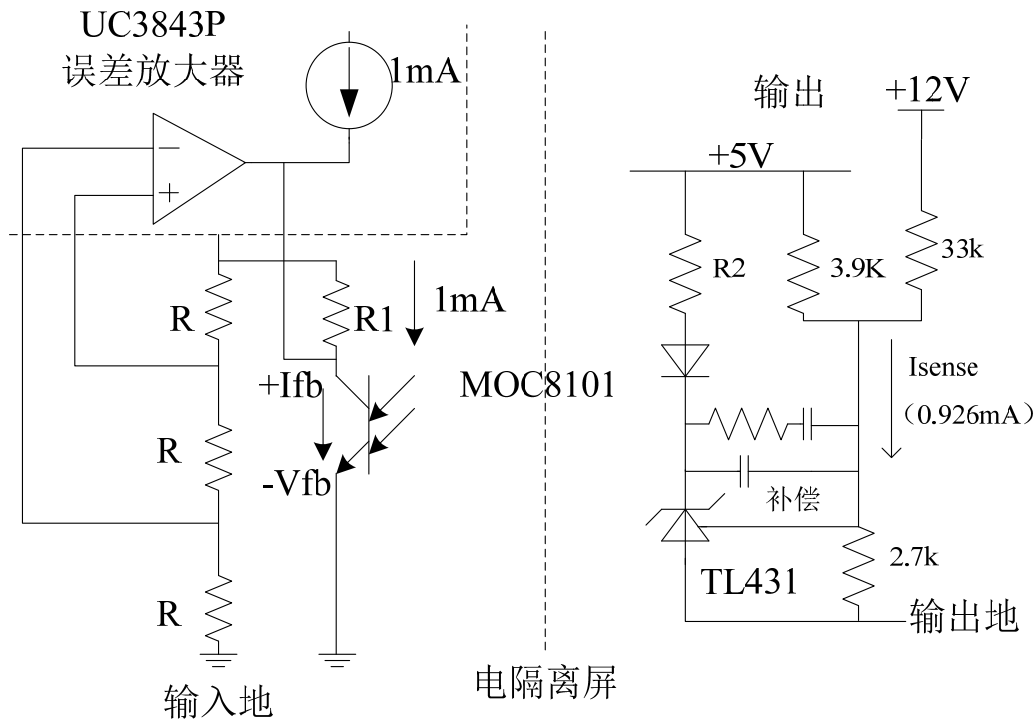


图 10.20 光隔离的电压反馈电路例子

二次侧的误差放大器通常采用 TL431。TL431 是一个三端封装的器件，内部有一个具有温度补偿的电压参考源和一个放大器。正常工作时，它需要有一个最小为 1.0mA 的连续电流流入输出引脚，输出信号就加到这个偏置电流上。

在这个例子中，控制 IC (UC3843AP)上的误差放大器通过输入端的连接使它不能工作，这样就保证输出端是高电平。电阻 R 的阻值并不是很重要(每个取 10kΩ)。补偿引脚内部有一个 1.0mA 的电流源，在全额输出情况下，就可以得到一个+4.5V 的“高”电压。

用来改变补偿器的输出值从而调节输出脉宽的网络，是个电流求和网络，R1 保证从 TL431 来的工作电流通过光隔离器耦合，不会影响控制 IC 内部 1mA 的上拉电流源，当要全额输出脉宽时，这引脚上仍可以得到+4.5V 的电压。在额定输出时，最坏情况下的最小电流是

$$\begin{aligned}
 I_{fb(\min)} &= I_{cc(\max)} C_{trr(\max)} \\
 &= 1.2\text{mA} \times 130\% = 1.56\text{mA}
 \end{aligned}$$

这时 R_I 为

$$\begin{aligned} R_I &= (0.5V) / (1.56mA - 1.0mA) \\ &= 892\Omega \text{ (取 } 820\Omega \text{ (留安全裕量))} \end{aligned}$$

为了得到 $0.3V$ 的最小输出，光隔离器要给补偿引脚提供更多的电流。要达到这个目的，光隔离器传送的电流大小为

$$I_{fb}(\max) = (4.5V - 0.3V) / 820 = 5.12mA$$

用光隔离器 LED 上的最大压降和 TL431 上端电压，就可以确定 R_2 的大小了。

$$\begin{aligned} R_2 &= (5V - (1.4V + 2.5V)) / 5.12mA \\ &= 214\Omega \text{ (取 } 200\Omega \text{ (留安全裕量))} \end{aligned}$$

用来检测输出电压的电阻与前面例子中用来交叉检测的电阻的设计一样。这样电压反馈这部分就只剩下误差放大器的补偿器设计了。在设计中，要提醒设计者的是：误差和温度漂移在隔离反馈设计中占很大的部分，需要对这此部分的计算值进行调整。比如光隔离器的 C_{trr} 可能在 300% 的范围内变化，这就要在电路中加入电位器有些光隔离器制造厂商根据 C_{trr} 进行分类，这样它的 C_{trr} 变化范围就很小，但这种光隔离器很少，制造厂商也不愿这么做。另外参考电压也要像 TL431 一样进行温度补偿

输出的精度通常要求参考量的变化在 2% 内，用于电压取样的电阻分压器上的电阻精度要在 1% 以内。输出的精度就是这此误差的总和加上变压器匝数的误差。

电压反馈的设计有很多变化，但上面介绍的是最简单的，也是用得最普遍的方法。

第 11 章 反馈电路设计

负反馈环是所有线性电源和开关电源的核心部分，它使电源的输出电压保持恒定。为了实现这一功能，采用误差放大器来减小输出电压与理想参考电压的误差。从理论上讲，采用极高增益的反相放大器就行了。但实际上应用存在负载变化、输入电压突然升高或降低等情况，要求误差放大器对这些变化有相当快的响应，并且不会因此而产生振荡。这样就使问题变得复杂了，因为电源功率部分的响应相对而言比较缓慢，如果误差放大器对变化的响应很慢，会使电源响应变得很迟缓；相反，如果加快响应速度，会使电源系统出现振荡。所以反馈设计就成了确定电源系统中误差放大器的响应速度和反馈深度的问题。

图 11.1 为一个典型的电压型控制正激式变换器负反馈系统。一般的脉宽调制 PWM 芯片中包含了误差放大器和 PWM 形成电路。控制芯片也提供许多其他的功能，但了解闭环稳定性问题，仅需考虑误差放大器（Error Amplifier）和 PWM。

对于输出电压 V_o 缓慢或直流变化，闭环当然是稳定的。当输入电网或负载变化，引起 V_o 的变化，经电阻取样网络检测，送到误差放大器 EA 的反相输入端，再与加在 EA 同相输入端的参考电压比较，从而使 EA 的输出电压 V_{ea} 产生微小变化。在 PWM 比较器中，A 端的直流电压 V_{ea} 与输入 B 端三角波 V_t 比较，产生矩形脉冲（PWM 脉冲）输出，其宽度 t_{on} 等于三角波开始时刻 t_0 到直流电压 V_{ea} 与 B 端三角波相交时刻 t_1 。此脉冲宽度决定了 PWM 芯片中输出晶体管的导通时间，同时也决定了功率晶体管的导通时间。

输入直流电压 V_{dc} 的增加， V_o 也随之增加。 V_o 增加引起 V_s 增加，并因此 V_{ea} 的减少。从三角波开始到 t_1 的 t_{on} 相应减少， V_o 恢复到它的初始值。反之亦然。应当注意，大多数 PWM 芯片它们的输出晶体管导通时间是 t_0 到 t_1 。对于此类芯片，反馈电压 V_s 连接 EA 的反相输入端。采用 NPN 型晶体管（MOSFET）作为功率开关器件时，其基极（MOSFET 的栅极）是由输出晶体管的发射极驱动的。

然而，在某些 PWM 芯片（如 TL494）中，输出晶体管的导通时间是从三角波 V_t 与直流电平（ V_{ea} ）相交时刻到三角波终止时刻 t_2 为止。对于这类芯片，如果 PWM 芯片输出晶体管导通时，NPN 型功率晶体管被触发导通，这将使 V_{dc} 增大时，晶体管导通时间增加，从而使 V_o 增加。这时，系统是正反馈，而不是负反馈。因此，对于 TL494

一类芯片， V_s 送到 EA 的同相输入端， V_o 增加使得导通时间减少。

图 11.1 电路是一个低频稳定的负反馈系统。但在环路内，存在低电平噪音电压和含有丰富连续频谱的瞬态电压。这些分量通过输出 $L_o C_o$ 滤波器、误差放大器和 V_{ea} 到 PWM 调节器等各个环节将引起增益改变和相移。在谐波分量中的某个分量，增益和相移可能导致正反馈，而不再是负反馈，并因此引起振荡。

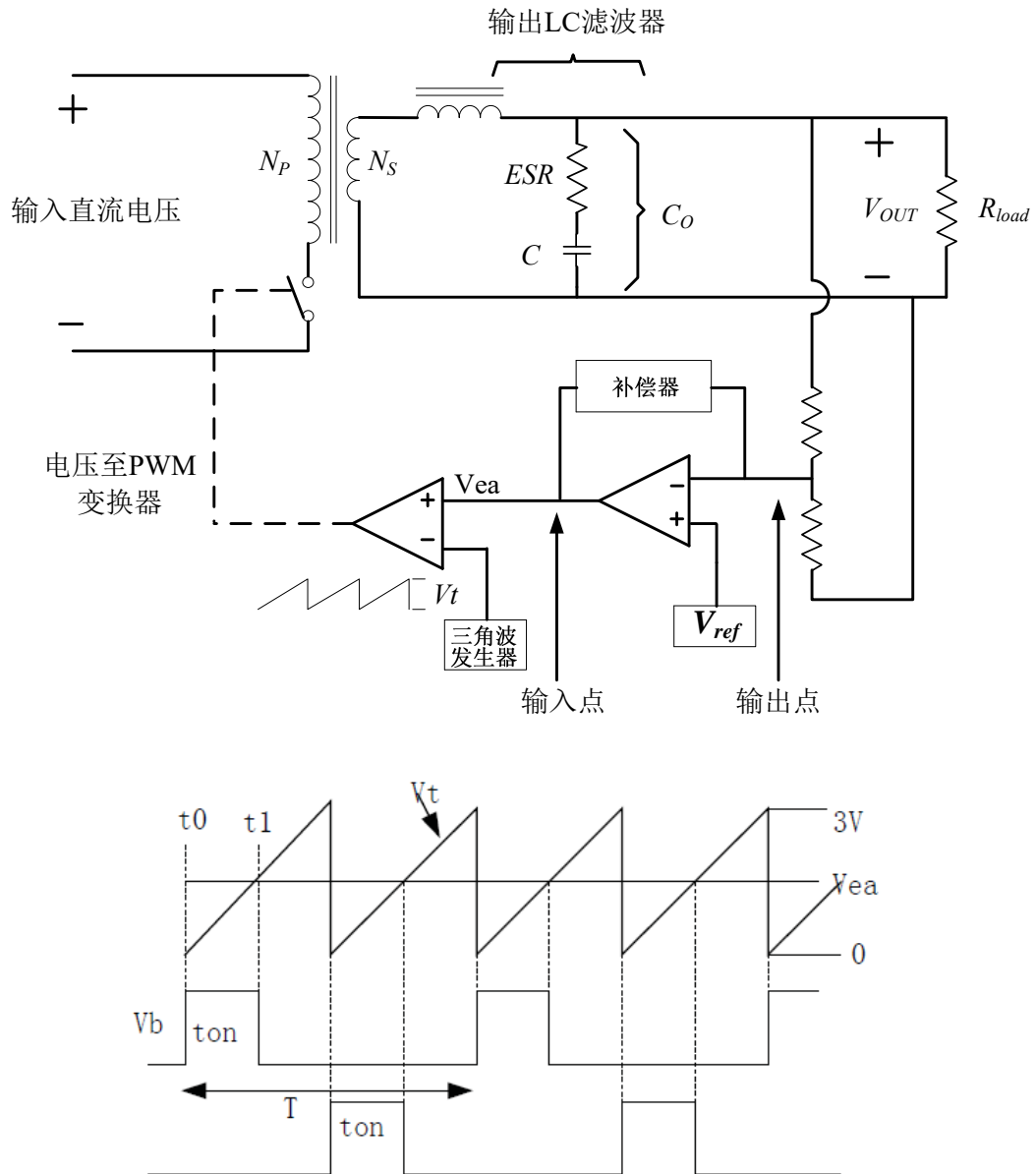


图 11.1 电压型控制的正激式变换器的闭环反馈环路

11.1 常见电路的频率响应

伯德（Bode）图很适合于反馈系统的分析。伯德图实际上包括两部分：增益-频率

图和相位-频率图。它表示经过双端口电路后输出电压信号相对于输入电压信号的增益和相位移。如果有多个这样的电路串联，将它们的伯德图相加就是总的伯德图响应。

将元器件简单组合在一起就可以产生极点和零点。单极点电路(见图 11.2)从直流到转折频率范围内的增益是一条水平线，经过**转折频率**后以 $-20\text{dB}/10$ 倍频下降。电路中两个元件阻抗相等处的频率就是转折频率，这两个元件中至少有一个元件是电抗性的，也就是说它的阻抗是随频率改变而改变的。电感的阻抗值($Z_L = j2\pi fL$)随频率增加而增加，电流滞后电压 90° 电容的阻抗值($Z_C = 1/j2\pi fC$)在直流时是无穷大的，随频率增加而减小，电流超前电压 90° 。图 11.1 是一个简单的低通滤波器，电容的阻抗值在直流时是无穷大，当电容阻抗等于电阻阻值时，这个频率的输出交流电压幅值只有输入电压的一半，也叫做 6dB 点。输出信号的相位相对输入是 -45° ，这就是说，输入信号被延时了。电容阻抗远大于电阻阻值时，这个相位差会达到 90° 。从经验上说，相位在转折频率左右 ± 10 倍频程受到相应极点和零点的影响。零点(图 11.3)与极点的作用正好相反，它从直流到转折频率范围内的增益响应是一条水平直线，过了转折频率后以 $+20\text{dB}/10$ 倍频上升，超前的最大相位可达 $+90^\circ$ 。

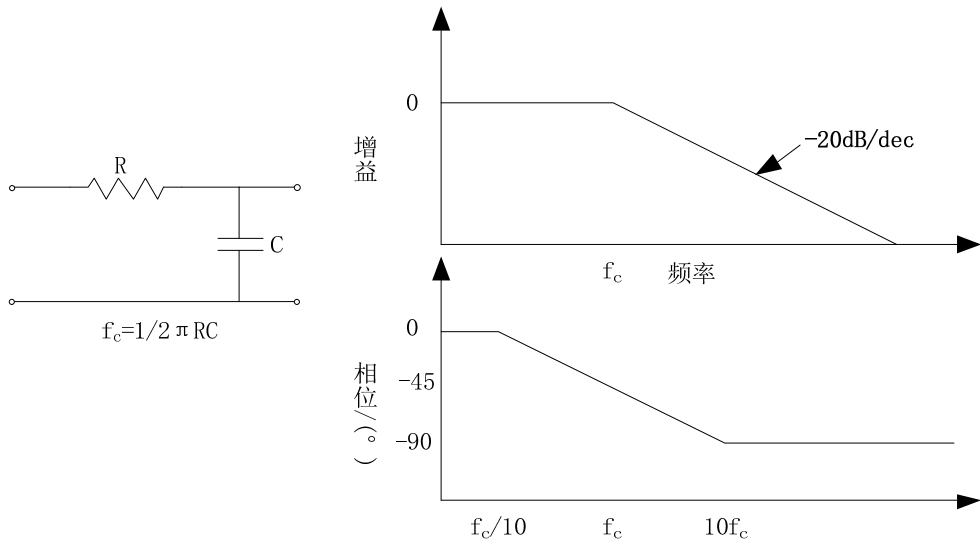


图 11.2 单极点 RC 低通滤波器

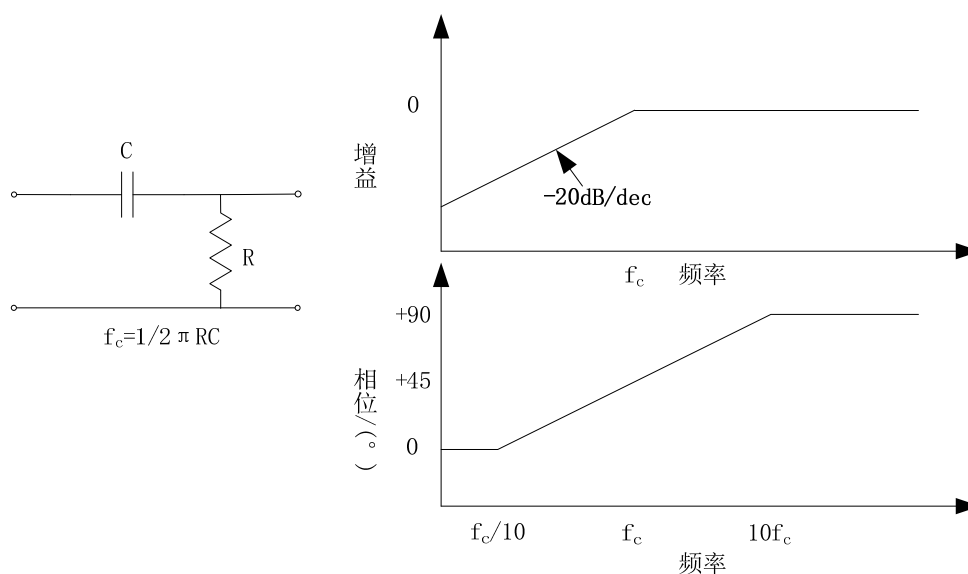


图 11.3 单极点微分器或高通滤波器

在开关电源中，有些电路的响应呈双极点特性，这是由于两个元件都是电抗性的，如正激式变换器输出级的 LC 滤波器。从图 11.4 中可以很明显地看到这一点。从直流到**转折频率**范围内的增益响应是一条水平直线，过了转折频率后以 $-40\text{dB}/10$ 倍频下降，在高频时，滞后的相位是 -180° 。滞后的相位与正激式变换器输出滤波器引起的延迟相对应。

为了简化，这里引入广泛使用的专用术语描述增益斜率。具有 $\pm 20\text{dB}/10$ 倍频增益变化的电路，用 ± 1 增益斜率表示。同理，具有 $-40\text{dB}/10$ 倍频增益变化的电路，用 -2 增益斜率表示。

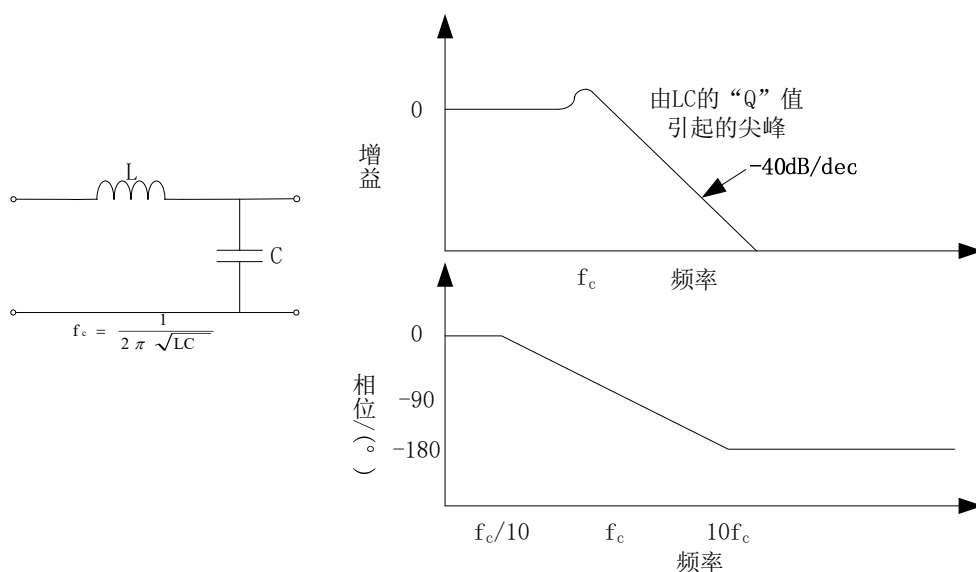


图 11.4 双极点滤波器：输出 LC 滤波器

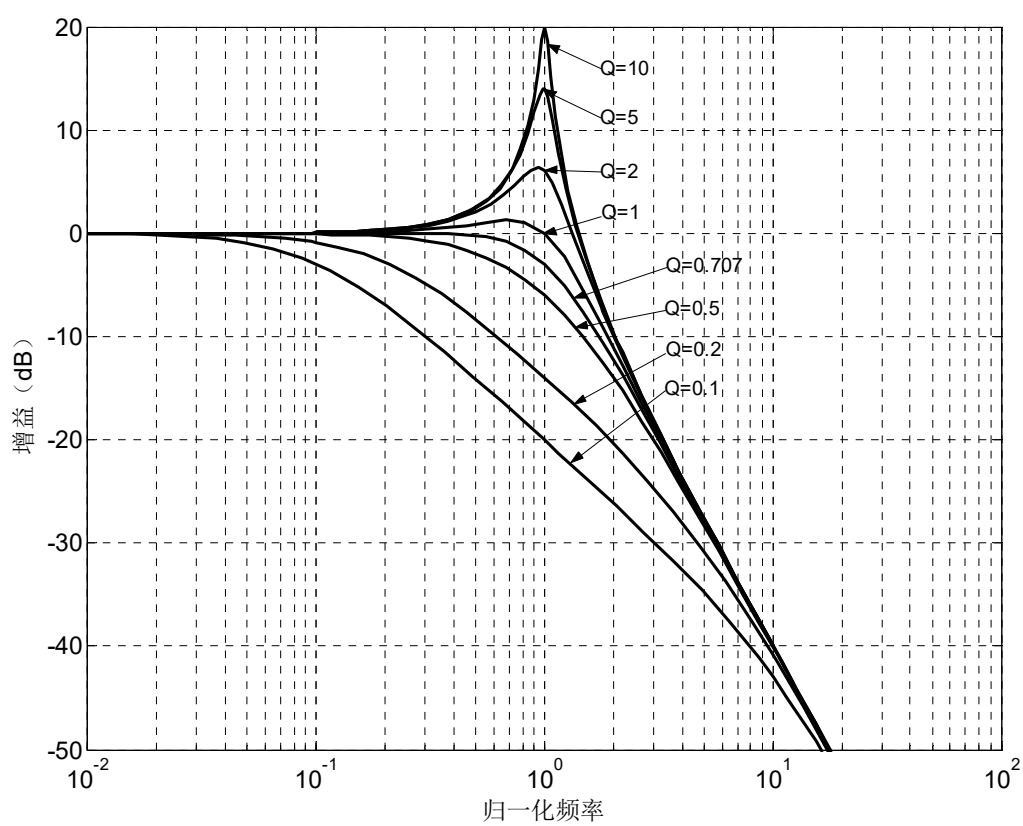
图 11.5 给出了不同输出阻抗 R 值时，LC 滤波器的幅频特性和相频特性，图中 $Q = R\sqrt{C/L}$ 。图 11.5 (a) 表明，所有的增益曲线在高于转折频率（Corner Frequency） $F_o = 1/2\pi\sqrt{LC}$ 时，渐近线频率近似为-2。 $Q=1$ 的电路，称为临界阻尼电路。临界阻尼电路有非常小的谐振峰值，而且在转折频率 F_o 处，会立即以-2 斜率下降。

$Q>1$ 的电路，称为欠阻尼电路。从图 11.5 (a) 可以看出，欠阻尼 LC 滤波器的增益在频率 F_o 处，有一个非常大的谐振峰值。

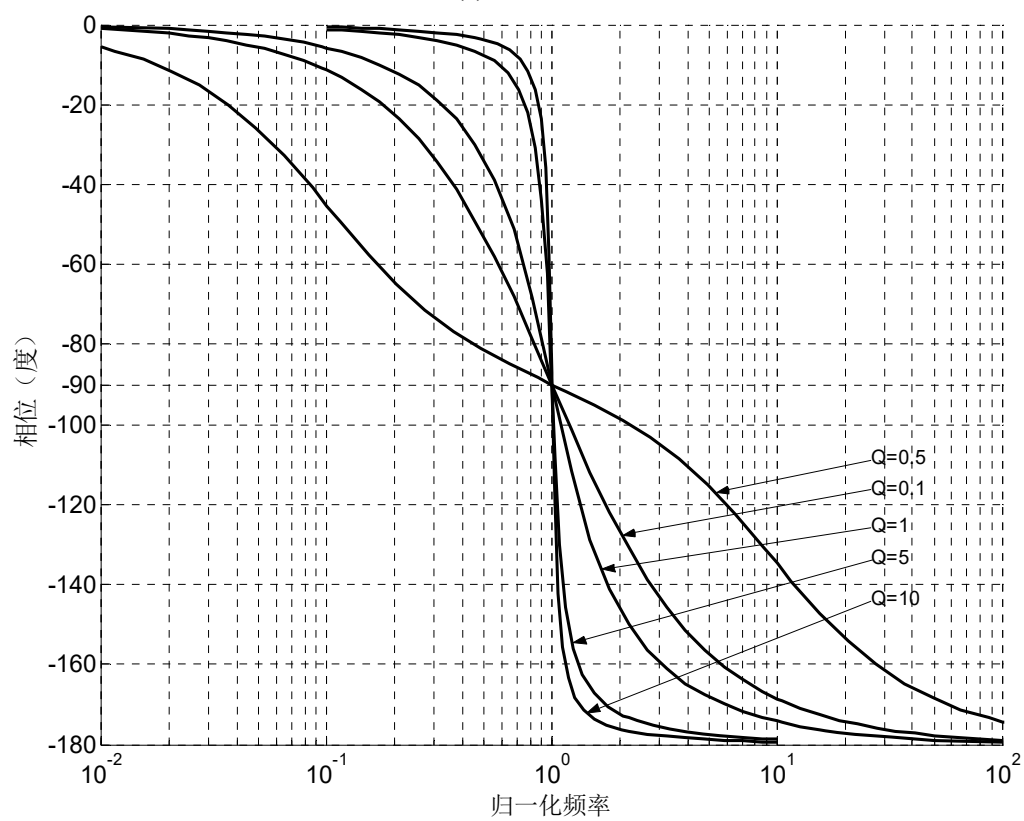
$Q<1$ 的电路，称为过阻尼电路。从图 11.5 (a) 可以看出，过阻尼 LC 滤波器也近似趋近-2 斜率。但若是一个严重过阻尼（ $Q=0.1$ ）的滤波器，则幅频特性曲线在转折频率 F_o 的 20 倍频率处，才接近-2 斜率。

此外，从图 11.5 (b) 可以看出，对于任意 Q 值，在转折频率处输入输出的相位延迟都是 90° 。但对于欠阻尼滤波器的相位延迟，随频率变化很快。对于 $R = 5\sqrt{L/C}$ 的相频曲线， $1.5F_o$ 频率处的相位延迟以接近 170° 。

比较而言，具有-1 增益斜率的电路，相位延迟不超过其相频曲线的变化率，远低于-2 增益斜率的电路。因此，原则上为了防止-2 增益斜率的电路的相位快速变化，系统开环增益曲线，在剪切频率附近的增益斜率应为-1。



(a) 幅频特性



(b) 相频特性

图 11.5 不同 Q 值时输出 LC 滤波器的伯德图

11.2 开关电源的稳定性判定

在开始设计误差放大补偿器前，首先要知道怎样的系统才是稳定的闭环系统。系统稳定的基本规则：

1、在系统开环增益为 1 的频率（通常称为交越频率、剪切频率）处，系统所有环节的开环相位延迟必须小于低于 360° 。

2、为防止-2 斜率电路的相位随频率陡峭变化，整个电路的开环幅频特性（包括回路所有环节增益曲线的代数和）以-1 斜率交越。总的开环幅频特性以-1 斜率交越不是系统稳定必须的，但它能保证即使某些环节的相位变化被忽略时，相频特性曲线仍具有足够的相位余量，使系统保持稳定。

3、提供希望的相位裕度，这里通常设定为 45° 。

图 11.6 给出了稳定性分析时用到的一些术语。

- 1. 相位裕度：闭环系统中增益穿越频率($G(s)=0\text{dB}$)所对应的相位值。
- 2. 增益裕度：相位在 -360° 时所对应的增益值。

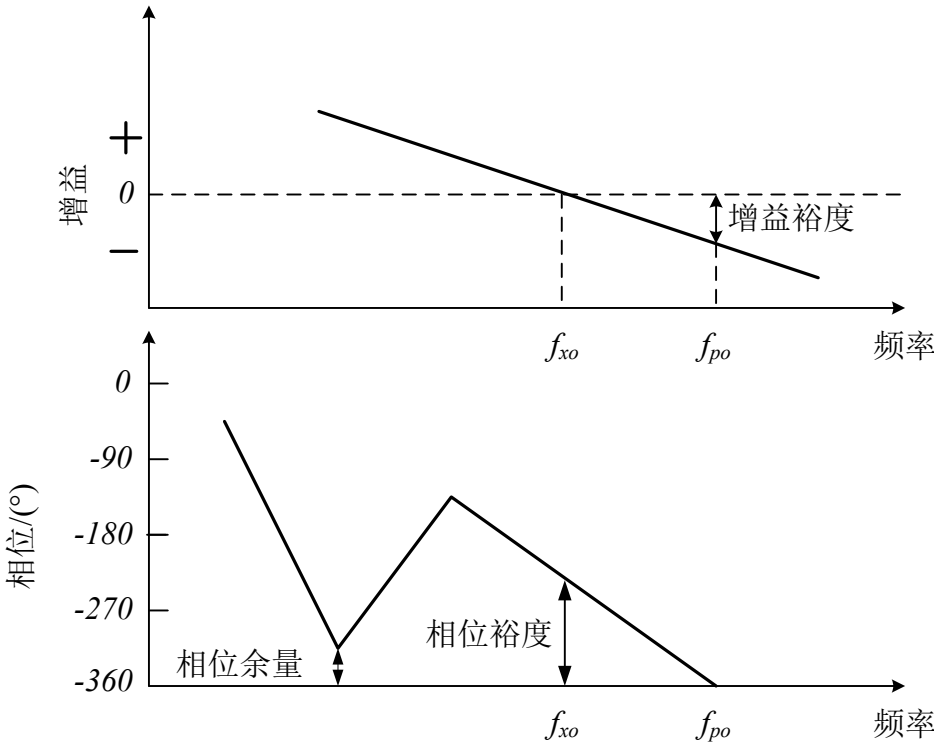


图 11.6 稳定性分析时所用术语的定义

3. 相位余量：在所有增益大于 1 (0dB)时，相频特性上最靠近 -360° 的点。

在这三个指标中，相位余量是最重要的。这是由于增益穿越频率通常比由滤波极点

引起的最大相位滞后处的频率高的缘故。

为满足所有三个判据，必须知道如何计算图 11.1 所有元件的增益和相移。

11.3 控制到输出特性的增益

控制到输出特性就是指在电源系统中不考虑误差放大器的特性。误差电压输入到 PWM(脉宽调制)的点作为系统的输入点，而输出反馈电压输入到误差放大器负端的点作为系统的输出点，见图 11.7。如果输入端用扫频仪“扫过”，所得到的伯德图就是控制到输出特性。

至于拓扑是否要用变压器隔离，这只会影响直流的特性。

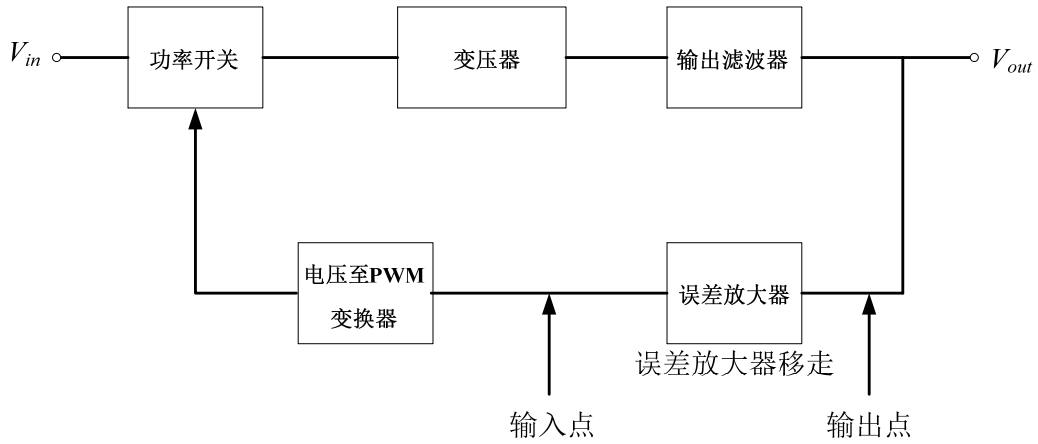


图 11.7 控制到输出特性的含义

11.3.1 带有和没有 ESR 的 LC 输出滤波器的增益

除了反激变换器（输出滤波仅为输出电容）外，这里讨论的所有拓扑都有输出 LC 滤波器。输出 LC 滤波器的幅频特性是最重要的。必须首先计算以决定误差放大器的幅频和相频特性如何整形，才能满足稳定闭环的三个判据。

带有负载电阻的输出 LC 滤波器的传递函数为

$$G_{LC} = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{\frac{R_o \times 1/sC_o}{R_o + 1/sC_o}}{sL_o + \frac{R_o \times 1/sC_o}{R_o + 1/sC_o}} = \frac{1}{s^2 L_o C_o + \frac{L_o}{R_o} s + 1} \quad (11.1)$$

当输出电容的 ESR 为零时，带有负载电阻的输出 LC 滤波器的幅频特性如图 11.5

(a) 所示。为便于讨论，假定滤波器为临界阻尼 $R_o = 1.0\sqrt{L_o C_o}$ 。如果系统在临界阻尼是稳定的，那么在其它负载情况也是稳定的。

滤波电容没有 ESR 的 LC 滤波器幅频特性如图 11.8 (a) 的 12345 所示。在低频时，容抗 X_C 远远大于感抗 X_L ，即 $X_C \gg X_L$ 。此时，输入信号不衰减，增益为 1，即 0dB。在 F_c 以上， C_o 的容抗 20dB/10 倍频的斜率减少， L_o 的感抗以 20dB/10 倍频的斜率增加，使增益变化斜率为 -40dB/dec，或者说以 -2 斜率下降。当然在 F_c 增益不是突然转变为 -2 斜率的。实际上，在 F_c 前增益曲线平滑离开 0dB 曲线，并在 F_c 后不久渐近趋向 -2 斜率。这里为讨论方便，增益曲线突然转为 -2 斜率。

大多数滤波电容具有 ESR，如图 11.8 (b) 所示。在 F_c 以上的较低频段上，容抗远远大于 ESR，此 V_o 看到阻抗仅是容抗起主要作用，斜率仍为 -2；在更高频时，容抗 $X_C \ll ESR$ ，从输出端看的阻抗只是 ESR，在此频率范围，电路变为 LR 滤波，而不是 LC 滤波。在此频率范围，感抗以 20dB/10 倍频增加，而 ESR 保持常数，增益以 -1 斜率下降。幅频特性由 -2 转为 -1 斜率点为 $F_{esr} = 1/2\pi R_{esr} C_o$ ，这里电容阻抗等于 ESR。转变是渐近的，但所示的突然转变也足够精确。

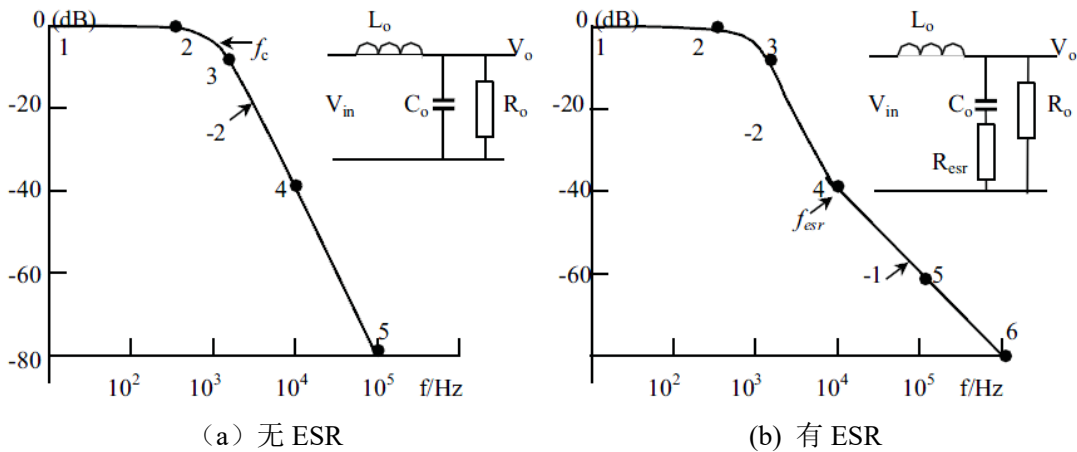


图 11.8 临界阻尼 LC 滤波器的幅频特性

11.3.2 PWM 脉宽调制器的增益

误差放大器输出（有时称“COMP”，有时称“EA-out”，有时称“控制电压”）是 PWM 比较器的一个输入。PWM 比较器的另一个输入是锯齿波电压斜坡——锯齿波电压斜坡由时钟产生(电压模式控制)，或者由电流斜坡推导出来(电流模式控制)。因此，通过比较器可得到所需开关管驱动脉宽。

既然来自电源输出的反馈信号接到误差放大器的反相输入端,那么若电源输出低于参考电压,则误差放大器的转化输出将增大.这样就会使脉宽调制器增大输出脉宽(占空比),并且使输出电压增大。类似的,若电源输出高于参考电压,误差放大器输出将减小,从而使占空比减小。图 11.9 为脉宽调制图示。在电压模式控制中,锯齿波由内部时钟产生;在电流模式控制中,锯齿波由开关管或者电感电流波形得来。

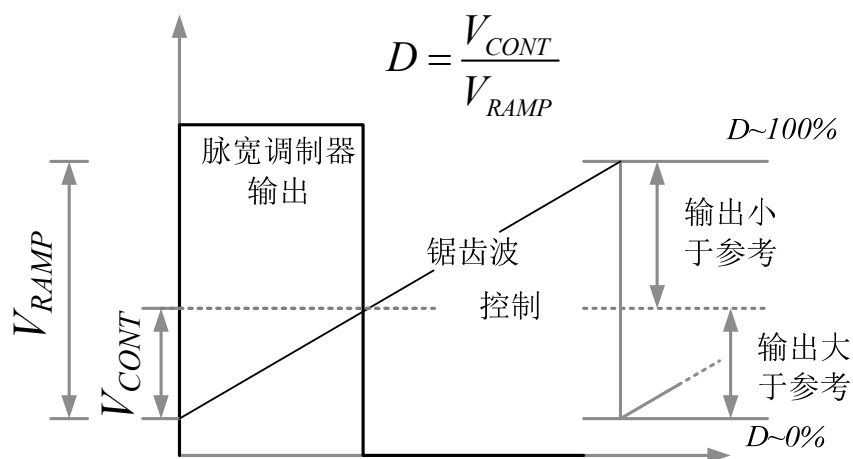


图 11.9 脉宽调制详解

如前所述,脉宽调制器的输出是占空比 D ,输入是“控制电压”或者“EA”输出 V_{CONT} 。因此,脉宽调制器的增益不是无量纲的,其单位为 $1/V$ 。从图 11.10 可知增益 G_{PWM} 为

$$G_{PWM} = 1/V_{RAMP} \quad (11.2)$$

式中 V_{RAMP} 是锯齿波斜坡的峰峰值。

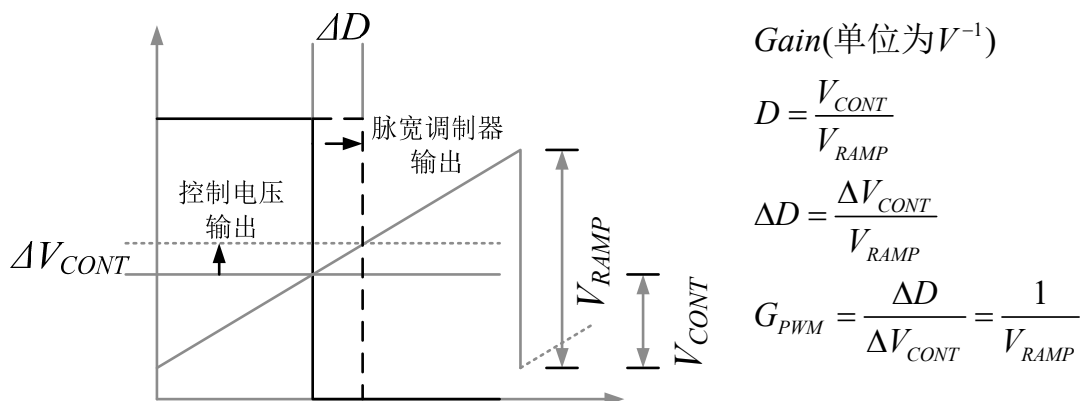


图 11.10 脉宽调制器增益

注意：由于 PWM 脉宽调制芯片内部一般存在二分频电路，PWM 输出有两路。因此，在双端变换器电路中，PWM 增益 G_{PWM} 为 $1/V_{RAMP}$ 。在单端变换器电路中，只使用了其中一路 PWM 输出，此时增益 G_{PWM} 应为

$$G_{PWM} = 1/2V_{RAMP} \quad (11.3)$$

11.3.3 占空比到输出级的增益

变换器的主电路由两级构成：一级是 LC 滤波器，另一级把占空比变换成一个输出电压。当给占空比一个轻微扰动时，输出会有什么变化（变换器的输入 V_{IN} 保持不变）？对于离线式变换器，输出电压等于输入电压、占空比和变压器初次级匝比倒数之积，即

$$V_o = D \times V_{IN} \times N_s / N_p \quad (11.4)$$

式中， N_s / N_p 为变压器初次级匝比的倒数。因此，对上式微分得

$$G_m = \frac{dV_o}{dD} = V_{IN} \times N_s / N_p \quad (11.5)$$

式 11.5 就是变换器的占空比到输出级的传递函数。具体而言，由于一个开关周期存在的脉冲数以及变压器绕组的输入电压不同，不同的 Buck 型变换器占空比到输出的传递函数如式 11.6 所示。

$$G_m = \begin{cases} V_{IN} & (\text{Buck变换器}) \\ V_{IN} \times N_s / N_p & (\text{正激、半桥变换器}) \\ V_{IN} \times N_s / N_p \times 2 & (\text{全桥、推挽变换器}) \end{cases} \quad (11.6)$$

对于 Buck 变换器，初次级的匝比为 1: 1。

11.3.4 采样电路的增益

图 11.1 中的电路还包含一个由电阻 R_1 和 R_2 构成的采样电路，采样电压 V_s 为

$$V_s = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_o \quad (11.7)$$

稳态时， $V_s = V_R$ 。对式 11.7 微分得到采样电路的增益为

$$G_s = \frac{dV_s}{dV_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_R}{V_o} \quad (11.8)$$

11.3.5 控制到采样的总增益

控制到采样的传递函数 G_t 就为四个传递函数的“积”为

$G_t = G_{PWM} * G_{LC} * G_s * G_m$ 。把前面已获得的四个传递函数代进去可获得控制到输出（控制到采样）的总的传递函数 G_t 。下面以全桥变换器为例，说明如何获得控制到输出传递函数 G_t 波特图中的增益曲线。

$$G_t = \frac{1}{2 \times V_{RAMP}} \times \frac{V_R}{V_o} \times \frac{1}{s^2 L_o C_o + \frac{L_o}{R_o} s + 1} \times V_{IN} \times \frac{N_s}{N_p} \times 2 = \frac{V_{IN}}{V_{RAMP}} \times \frac{N_s}{N_p} \times \frac{V_R}{V_o} \quad (11.9)$$

第一步要确定系统的直流增益，即增益曲线的起点。直流增益可以用下式求得：

$$A_{DC} = \frac{V_{in}}{V_{RAMP}} \times \frac{N_s}{N_p} \times \frac{V_R}{V_o} \quad (11.10)$$

把这直流增益转换成分贝表示就是

$$G_{DC} = 20 \log(A_{DC}) \quad (11.11)$$

G_{DC} 就是博德图上的起始点。

主极点是由输出 LC 滤波器产生的，它表现为一个双重极点，这个双重极点上的“Q”现象通常可以忽略。在频率超过转折频率后，增益是以-2 斜率下降的。双极点的位置由下式决定：

$$F_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o C_o}} \quad (11.12a)$$

接下来是由输出滤波电容等效串联电阻 ESR 与输出滤波电容本身引起的零点，该零点转折频率为

$$F_{ESR} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_o} \quad (11.12b)$$

该零点在控制到输出特性上，使高于转折频率处的增益和相位移增加，这会引起电源系统的稳定性问题。很多电容厂商没有给出它们生产的电容的 ESR 值，通常输出滤波电容引起的零点范围如下：

电解电容：1-5kHz

钽电容：10-25 kHz

从这里可以看到，选择不同的输出滤波电容会改变控制到输出特性，输出滤波电容有时会对电路的稳定性产生很不利的影响。

电压型控制的正激式变换器的控制到输出特性的增益见图 11.11。

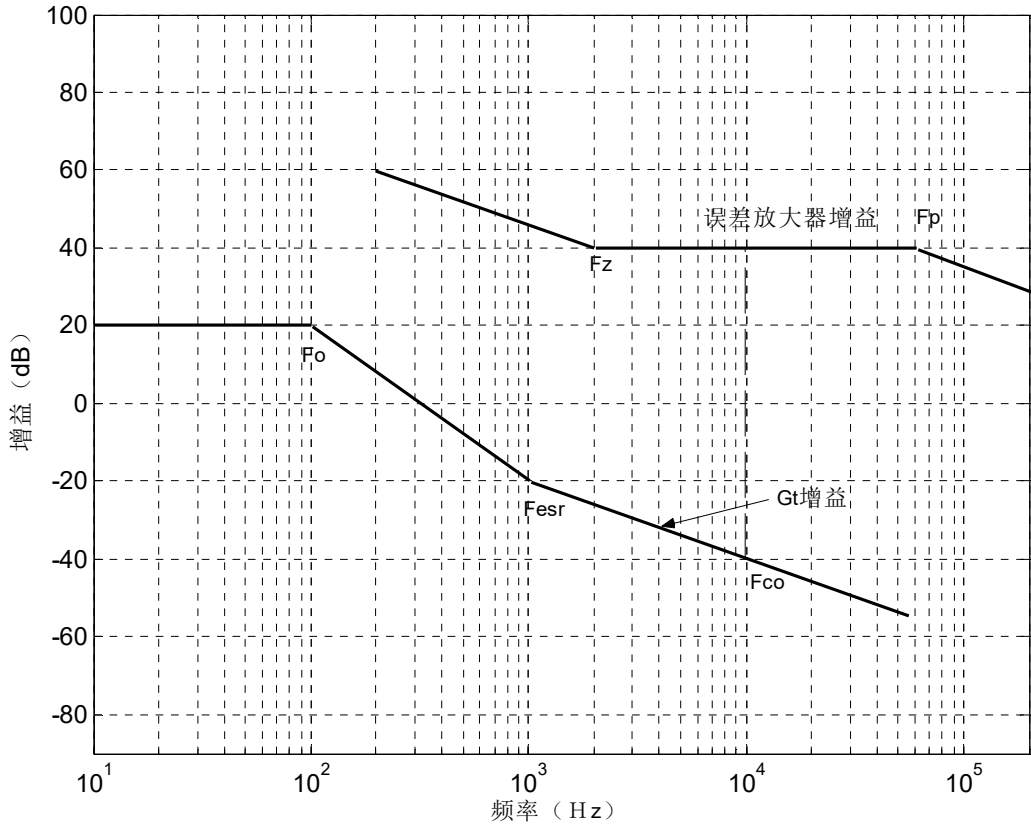


图 11.11 电压型控制正激式变换器的控制到输出特性的增益

11.4 误差放大器幅频特性的设计

第一步首先建立交越频率 F_{co} ，在此频率总增益为 0dB。然后选择误差放大器的增益，迫使总开环增益在 F_{co} 为 0dB。下一步设计误差放大器的增益斜率，以使得总开环增益在 F_{co} 以 -1 斜率交越。最后，调整幅频特性达到希望的相位裕度。

采样理论指出，为了闭环的稳定， F_{co} 必须小于开关频率的一半。但实际上必须远远小于开关频率，否则有较大幅值的开关频率纹波。因此，一般经验将 F_{co} 定为开关频率的 1/5 以下。

参考图 11.11 中提供的电压型控制正激式变换器的控制到输出特性的增益。假定滤波电容有 ESR，在 F_{esr} 由斜率 -2 转折为 -1。假定 $F_{co} = 1/5 F_s$ 开关频率，在此频率读取增益值。

在大多数情况下，滤波电容具有 ESR，且 F_{esr} 低于 F_{co} 。因此在 F_{co} 处的增益曲线的斜率总是为 -1 。要使得在 F_{co} 的总开环增益为零，误差放大器在 F_{co} 的增益与 G_t 值相等符号相反。同时如果误差放大器幅频特性在 F_{co} 为水平线，则合成的总开环幅频特性 G_t 在 F_{co} 以斜率 -1 交越。这就满足了稳定电路的第二个准则。

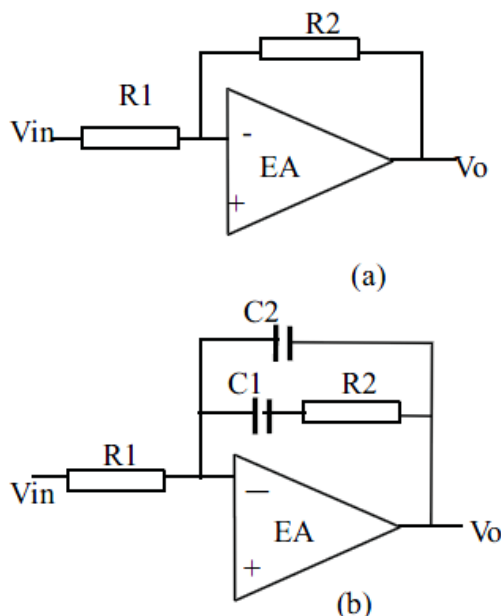


图 11.12 误差放大器

运算放大器的反比例运算（图 11.12（a））就可以获得水平的增益曲线，调整 $G_{ea}=R2/R1$ 的大小获得所需的增益。总的开环增益总是误差放大器的增益加上 G_t ，如果运放保持常数增益一直到直流，总的开环增益在 100Hz 就比较小，不能有效抑制交流电源纹波。为了在输出端将交流纹波降到很低水平，开环增益在低频时尽可能高，因此在 F_{co} 的左边开环增益应当迅速增加。为此，在误差放大器反馈电阻电路 $R2$ 串联一个电容 $C1$ （图 11.12（b））。低频增益如图 11.11 所示。在高频范围， $C1$ 的大容抗小于 $R2$ ，增益是水平线，而在低频范围， $C1$ 容抗大于 $R2$ ，增益为 $X_{c1}/R2$ 。增益以 $+20\text{dB/dec}$ 向低频增加，并在 100Hz 处产生较高的增益。向高频方向，斜率 -1 ，并在 $F_z=1/2\pi R2C1$ 处转向水平。在 F_{co} 的右端的高频端（图 11.11），如果误差放大器保持常数，总开环增益在高频增益相当高。但高频高增益就有可能接收高频尖峰噪声，并以较大的幅值传递到输出端。所以高频时应当降低增益。这很容易做到，只要在误差放大器的反馈支路—— $R2$ 串联 $C1$ 上并联一个 $C2$ 。在 F_{co} ， X_{c1} 已经比 $R2$ 小，电路特性与 $C1$ 无关。在高频 $C2$ 的容抗比 $R2$ 小， $R2$ 不影响电路特性，电路增益由 $X_{c2}/R1$ 决定。在 F_{co} 以上，幅频特性是水平的，直到 $F_p=1/2\pi R2C2$ ，在这个频率转折，以后以 -1 斜

率下降。高频增益低可以防止高频噪声进入到输出端。

必须选择转折频率在 F_z 和 F_p 。一般这样选取 $F_{c0}/F_z = F_p/F_{c0}$ 。 F_z 与 F_p 之间分开越大，在 F_{c0} 有较大的相位裕度。但如果 F_z 选择得太低，在 100Hz 低频增益比选择较高频增益低，这样对 100Hz 信号衰减很差。如果在 F_p 选择得太高，高频增益比选择较低频率高，这样高频噪声尖峰可能很高幅值通过。 F_z 与 F_p 之间分开距离在增加相位裕度和减少距离之间折中，以求得 100Hz 衰减和低的高频噪声尖峰输出。折中和更加精确地分析，用传递函数、极点和零点概念很容易做到。

11.5 误差放大器的传递函数、零点和极点

图 11.13 所示的误差放大器电路，在输入端有一个复阻抗 Z_1 ，在反馈端有一个复阻抗 Z_2 ，增益为 Z_2/Z_1 。

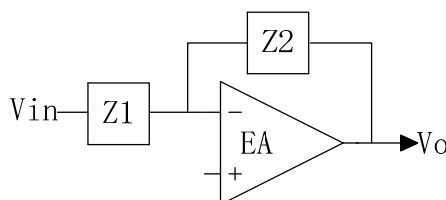


图 11.13 一般误差放大器

将误差放大器的增益或传递函数用它的复阻抗 Z_1 和 Z_2 写出，即以复变量 s 表示， $G(s) = Z_2(s)/Z_1(s)$ 。通过代数运算，把 $G(s)$ 表示为 $G(s) = N(s)/D(s)$ ，其分子和分母都是 s 的函数，然后将分子和分母进行因式分解，表示成多个因式的乘积，即

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{(1 + sz_1)(1 + sz_2)(1 + sz_3)}{s p_0(1 + s p_1)(1 + s p_2)(1 + s p_3)} \quad (11.13)$$

式中， z 和 p 的值是 RC 乘积的表达式，表示不同的频率。令因式为 0，可得到这些频率，即

$$1 + sz_1 = 1 + s(j2\pi f z_1) = 1 + j2\pi f R_1 C_1 = 0 \quad \text{或} \quad f_1 = 1/2\pi R_1 C_1$$

与 z 值相对应的频率称为零点频率，而与 p 值相对应的频率称为极点频率。在分母中总是存在一个因式中没有加数 1 的因子(如上式中的 $s p_0$)，这表示一个很重要的极点频率 $F_{p0} = 1/2\pi R_0 C_0$ ，称为初始极点。

从初始极点、零点和极点频率的位置，可以描绘出下面讨论的误差放大器的增益(幅频)特性曲线。

11.6 零、极点频率引起的增益斜率变化规则

零、极点点代表了误差放大器增益斜率的变化点。

一个零点，表示增益斜率变化了+1。如果零点出现在增益斜率为零的频率上时，它将使增益斜率变为+1(图 11.14 (a))。如果出现在原增益斜率为-1 的频率上时，它将使增益斜率变为 0(图 11.14 (b))。若在原增益斜率是-1 的同一个频率上存在两个相同的零点(式(11.11)的分子中含有两个相同的 RC 乘积因式)时，第一个零点将使增益斜率变为水平，在相同频率上的第二个零点，使增益斜率变为+1(图 11.14 (c))。

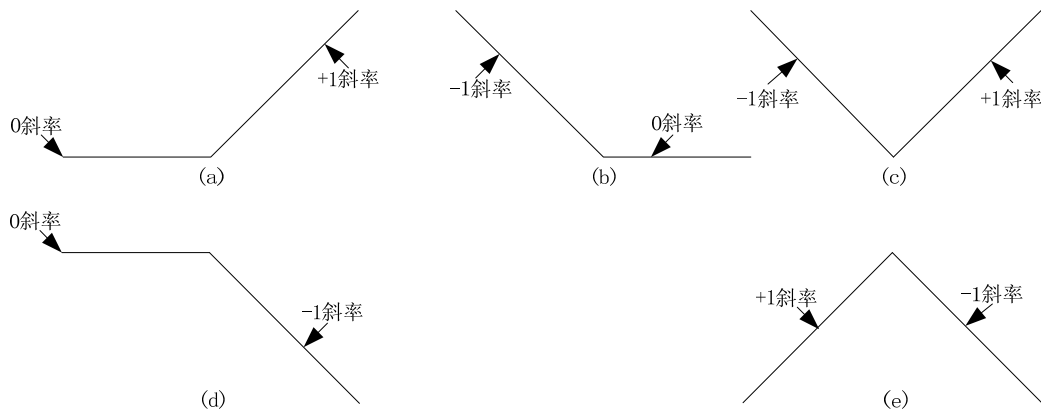


图 11.14 典型的幅频特性

一个极点表示增益斜率变化了-1。如果它出现在原增益斜率为 0 的频率上时，它将使增益斜率变为-1(图 11.14 (d))。或者如果在原增益斜率为+1 的同一频率处有两个极点，第一个极点将使斜率变化为 0, 在相同频率上的第二个极点将使斜率变为-1(图 11.14(e))。

11.7 含有单一零点和极点的误差放大器传递函数的推导

前面已经指出，如果误差放大器具有单极点、单零点和一个原极点，它的幅频特性如图 11.11 所示。下面说明如何采用复阻抗法推导一个误差放大器的传递函数。图 11.12(b) 是具有一个初始极点、一个零点和一个极点的运算放大电路。电容的复阻抗为 $1/sC$ ，则图 11.12(b)中的误差放大器传递函数为

$$G = \frac{dV_o}{dV_i} = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{(R_2 + 1/sC_1)(1/sC_2)}{(R_2 + 1/sC_1 + 1/sC_2)} \cdot \frac{1}{R_1}$$

通过代数化简，可得

$$G = \frac{1 + sR_2C_1}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_2C_1C_2/(C_1 + C_2))}$$

通常 $C_2 \ll C_1$ ，故

$$G = \frac{1 + sR_2C_1}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_2C_2)} \quad (11.14)$$

这个传递函数有：

一个初始极点频率

$$F_{po} = 1/2\pi R_1(C_1 + C_2) \quad (11.15)$$

在此频率处， R_1 的阻抗等于 $(C_1 + C_2)$ 的容抗；

一个零点频率

$$F_z = 1/2\pi R_2C_1 \quad (11.16)$$

在此频率处， R_2 的阻抗等于 C_1 的容抗；

一个零点频率

$$F_p = 1/2\pi R_2C_2 \quad (11.17)$$

在此频率处， R_2 的阻抗等于 C_2 的容抗。

式(11.14)是图 11.12 (b)中的误差放大器的传递函数表达式，Venable 的经典著作将此类放大器命名为 II 型放大器。输出滤波电容含有 ESR 时，使用 II 型误差放大器将使得 G_t 曲线以 -1 斜率穿越频率 F_{co} (图 11.11)。

II 型误差放大器的传递函数可由它的极点和零点频率画出来，并将它们定位（选择 R_1, R_2, C_1, C_2 ）以获得希望的相位裕度。

11.8 II 型误差放大器引起的相位延迟

采用 Venable 的方法，选定比率 $K = F_{co}/F_z = F_p/F_{co}$ 。

一个零点等同于一个 RC 微分器，会引起相位超前。一个极点等同于一个 RC 积分器，会引起相位滞后。由 F_z 的零点，在频率 F 引起的相位超前为

$$\theta_{ld} = \tan^{-1} \frac{F}{F_z}$$

则，在剪切频率 F_{co} 处引起的相位超前为

$$\theta_{ld}(atF_{co}) = \tan^{-1}K \quad (11.18)$$

由 F_p 的极点，在频率 F 处引起的相位滞后为是

$$\theta_{lag} = \tan^{-1} \frac{F}{F_p}$$

则，在剪切频率 F_{co} 处引起的相位滞后为

$$\theta_{ld}(atF_{co}) = \tan^{-1} \frac{1}{K} \quad (11.19)$$

在频率 F_z 处的零点，引起相位超前；而在 F_p 处的极点，引起相位滞后。因此在 $f=F_{co}$ ，零点和极点引起的相位滞后是式(11.18)与式(11.19)两者之和。

剪切频率 F_{co} 处的相位滞后，要与误差放大器固有的低频段相位滞后相加。误差放大器是反相运算，在低频时输出与输入相差 180° 。在低频时初始极点引起 90° 的相位滞后。因此，反相运算低频固有相移 180° ，再加上初始极点引起的相移 90° ，总的相位滞后 270° 。包括零点超前和极点滞后总的相位滞后为

$$\theta_t = 270^\circ - \tan^{-1}K + \tan^{-1} \frac{1}{K} \quad (11.20)$$

经过误差放大器的相位滞后，计算结果见表 11.1。

表 11.1 不同 K 值 II 型误差放大器的相位滞后

K	延迟相位
2	233°
3	216°
4	208°
5	202°
6	198°
10	191°

11.9 输出电容有 ESR 的 LC 滤波器的相位延迟

总的开环相位延迟，是误差放大器与输出 LC 滤波器的相位延迟之和。从图 11.5(b) 可以看出，当 $R_0 = 10\sqrt{L_0/C_0}$ ，且输出滤波电容没有 ESR 时，在 $1.5F_0$ 频率处，通过 LC 滤波器的相位滞后已有 170° 。如果输出电容有 ESR，相位滞后将大大改善，如图 11.8 (b) 所示。图中，在 ESR 零点频率 $F_{esr} = 1/2\pi R_{esr}C_0$ 处，幅频特性由 -2 斜率转为 -1。当频率高于 F_{esr} 时， C_0 的容抗比 R_{esr} 小，电路变为 LR 电路，而不是 LC 电路。而 LR 电路

最大相移是 90° , 不是 LC 电路最大可能的 180° 。

ESR 零点起相位超前的作用, 此时 LC 滤波器在频率 F 处的相位滞后为

$$\theta_{LC} = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{F}{F_{\text{esr}}}$$

在剪切频率 F_{co} 处的相位滞后

$$\theta_{LC} = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{F_{co}}{F_{\text{esr}}} \quad (11.21)$$

对于不同的 F_{co}/F_{esr} 值, 输出电容具有 ESR 的 LC 滤波器的相位滞后如表 11.2 所示。

表 11.2 在 F_{co} 因 F_{esr} 的 LC 滤波器的相位滞后

F_{co}/F_{esr}	相位滞后	F_{co}/F_{esr}	相位滞后
0.25	166°	2.5	112°
0.5	153°	3	108°
0.75	143°	4	104°
1.0	135°	5	101°
1.2	130°	6	99.5°
1.4	126°	7	98.1°
1.6	122°	8	97.1°
1.8	119°	9	96.3°
2.0	116°	10	95.7°

将 F_{co} 定位在希望的位置, 设置误差放大器幅频特性的水平部分数值相等, 但符号相反于 G_t 在 F_{co} 的分贝数。因为在大多数情况下, 总开环增益曲线以 -1 斜率穿越点 F_{co} 。由表 11.1 和 11.2 选取适当的 K (零点和极点的位置) 值, 产生所希望的相位裕度。

11.10 II 型误差放大器设计举例

通过设计的例子说明所有先前各节讨论的内容的相互关系。全桥变换器主电路参数详细设计过程见 7.2 节, 部分闭环系统设计所需的参数重列如下:

- 输入电压: $V_{\text{IN}}=310V$
- 输出电压: $V_o=50V$
- 变压器原边绕组匝数: $N_1=35$ 。
- 变压器副边绕组匝数: $N_{s2}=N_{s3}=19$ 。
- 输出滤波电感: $L_f=434\mu H$ 。
- 输出滤波电容: $C_f=100\mu F$ 。(ESR= 0.83Ω)

- 开关频率： $f_s=50\text{kHz}$ 。
- 参考电压： $V_R=2.55V$
- 锯齿波电压峰峰值： $V_{\text{RAMP}}=2.5V$

首先，计算直流增益，根据式 11.9

$$A_{DC} = \frac{V_{in}}{V_{\text{RAMP}}} \times \frac{N_s}{N_p} \times \frac{V_R}{V_o} = \frac{310}{2.5} \times \frac{19}{35} \times \frac{2.55}{50} = 3.43$$

$$G_{DC} = 20 \log(A_{DC}) = 20 \log(3.43) = 10.7 \text{ dB}$$

输出 LC 滤波器的转折频率为

$$F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{434 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-6}}} = 764 \text{ Hz}$$

ESR 零点频率（幅频特性由斜率-2 突然转到-1 是的频率）为

$$F_{\text{ESR}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{ESR}} C_o} = \frac{1}{2\pi \times 0.83 \times 100 \times 10^{-6}} = 1.92 \text{ kHz}$$

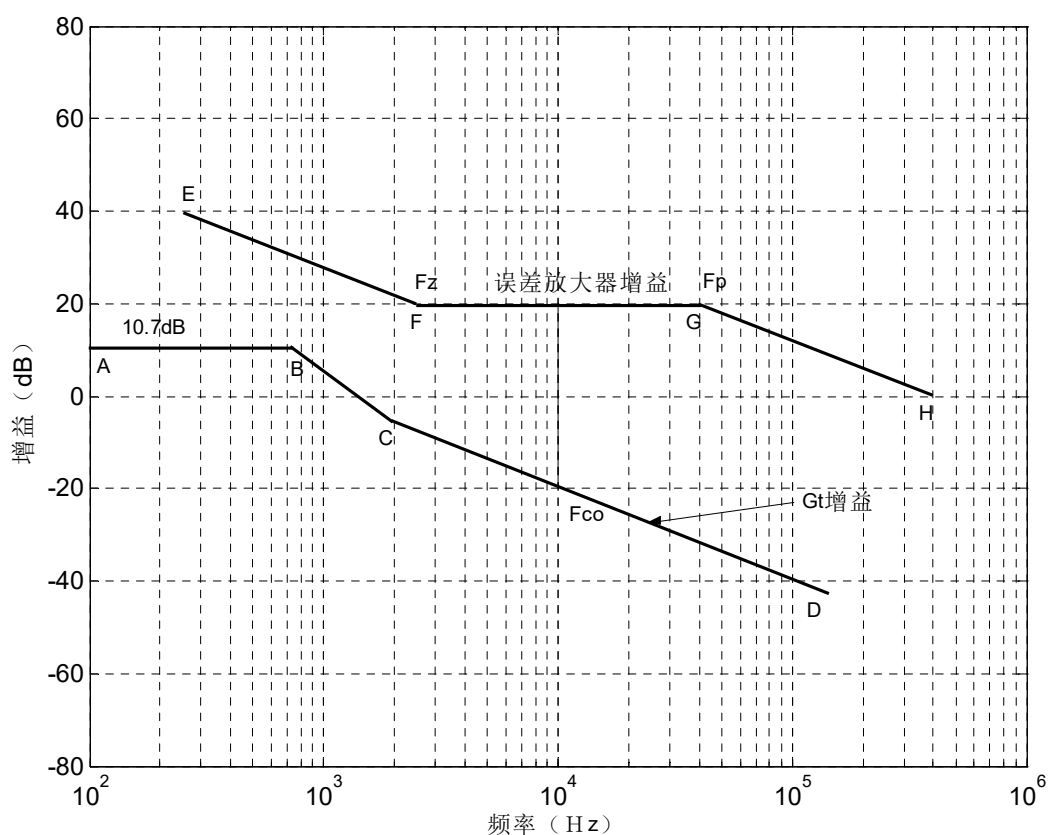


图 11.15 幅频特性——II 型误差放大器

总的幅频特性 G_t 如图 11.15 中曲线 ABCD 所示。从 A 点到转折频率 764Hz (B 点), 直流增益为 10.7dB。在 B 点, 曲线转折为-2 斜率, 并一直延伸到 ESR 零点的 1.92kHz (C 点)。在 C 点, 曲线转折为-1 斜率。

现在选取交越频率为开关频率的 1/5, 即 10kHz。从幅频特性 G_t 上, 10kHz 处是 -19.3dB。

因此, 使得 10kHz 是交越频率, 误差放大器此频率的增益为 +19.3dB (数值为 9.2)。误差放大器增益加上曲线 ABCD 的总增益必须以-1 斜率穿过交越频率 F_{co} , 误差放大器的幅频特性见图 11.15 中的曲线 EFGH。图中 F 到 G 斜率为零, 因为在 10kHz 处曲线 ABCD 斜率已经是-1。

II 型误差放大器幅频特性的水平部分增益是 R_2/R_1 。如果 R_1 取 $1k\Omega$, 则 $R_2=9.1k\Omega$ (理论值应为 $9.2k\Omega$, 此处取实际电阻值)。

假定相位裕度为 45° 。环路在 10kHz 的总相移位 $360-45=315^\circ$ 。LC 滤波器产生滞后相移由式 (11.21) 给出。由此式得到, 对于 $F_{co}=10kHz$ 和 $F_{esr}=1.92kHz$, 相位滞后约为 100° (见表 11.2)。于是, 误差放大器仅允许 $315-100=215^\circ$ 。表 11.1 中若误差放大器滞后 215° , K 稍小于 3 即可。

为了保证足够的裕度, 假定 $K=4$, 产生相移为 208° , 加上 LC 滤波器的 100° 滞后相移, 总的相移滞后 308° , 因此相位裕度为 $360-308=52^\circ$ 。即在 F_{co} 有 55° 的相位裕度。

$K=4$ 时, 零点频率 $F_z=10/4=2.5kHz$, 由式 (11.16) $F_z=1/2\pi R_2 C_1$, $R_2=9.1k\Omega$, 则 $C_1=1/2\pi R_2 F_z=1/2\pi \times 9.1 \times 10^3 \times 2.5 \times 10^3 = 7 \text{ nF}$ 。极点频率 $F_p=10 \times 4=40kHz$ 。由式 (11.17) $F_p=1/2\pi R_2 C_2$, 则 $C_2=1/2\pi R_2 F_p=1/2\pi \times 9.1 \times 10^3 \times 40 \times 10^3 = 440 \text{ pF}$ 。

第 12 章 移相控制 ZVS PWM DC / DC 全桥变换器

12.1 软开关技术

12.1.1 软开关技术的提出

我们在前面章节所讨论的拓扑,一般采用 *PWM* 控制方式,开关管工作在硬开关状态 (*Hard switching*)。图 12.1 是开关管开关时的电压和电流波形。由于开关管不是理想器件,在开通时开关管的电压不是立即下降到零,而是有一个下降时间,同时它的电流也不是立即上升到负载电流,也有一个上升时间。在这段时间内,电流和电压有一个交叠区,产生损耗,我们称之为开通损耗。当开关管关断时,开关管的电压不是立即从零上升到电源电压,而是有一个上升时间,同时它的电流也不是立即下降到零。在这段时间内,电流和电压有一个交叠区,产生损耗,我们称之为关断损耗。因此在开关管开关工作时,要产生开通损耗和关断损耗,统称为开关损耗。在一定条件下,开关管在每个开关周期中的开关损耗是恒定的,变换器总的开关损耗与开关频率成正比,开关频率越高,总的开关损耗越大,变换器的效率就越低。开关损耗的存在限制了变换器开关频率的提高,从而限制了变换器的小型化和轻量化。

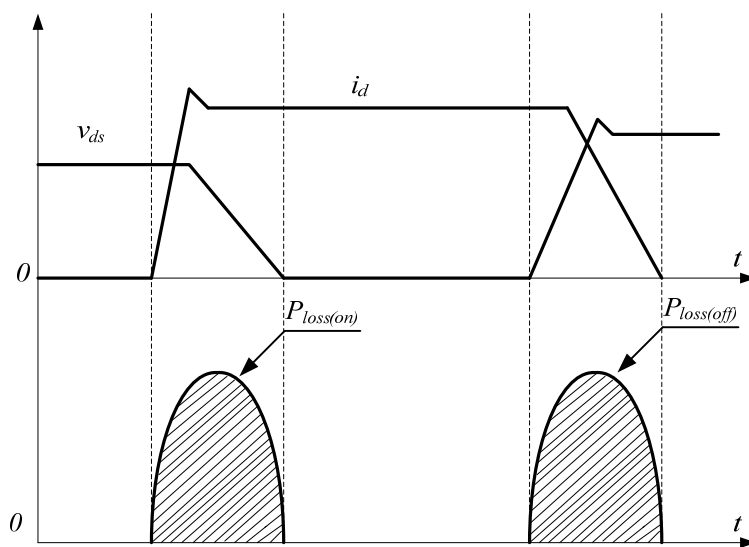


图 12.1 开关管开关时的电压与电流波形

开关管工作在硬开关时还会产生高 di/dt 和 dV/dt , 从而产生大的电磁干扰 (*Electromagnetic Interference, EMI*)。

12.1.2 软开关技术的实现策略

为了减小变换器的体积和重量，必须实现高频化。要提高开关频率，同时提高变换器的变换效率，就必须减小开关损耗。减小开关损耗的途径就是实现开关管的软开关（*Soft switching*），因此软开关技术应运而生。图 12.2 给出了开关管实现软开关的波形图。

从前面分析可以知道，开关损耗包括开通损耗和关断损耗。减小开通损耗有以下几种方法：

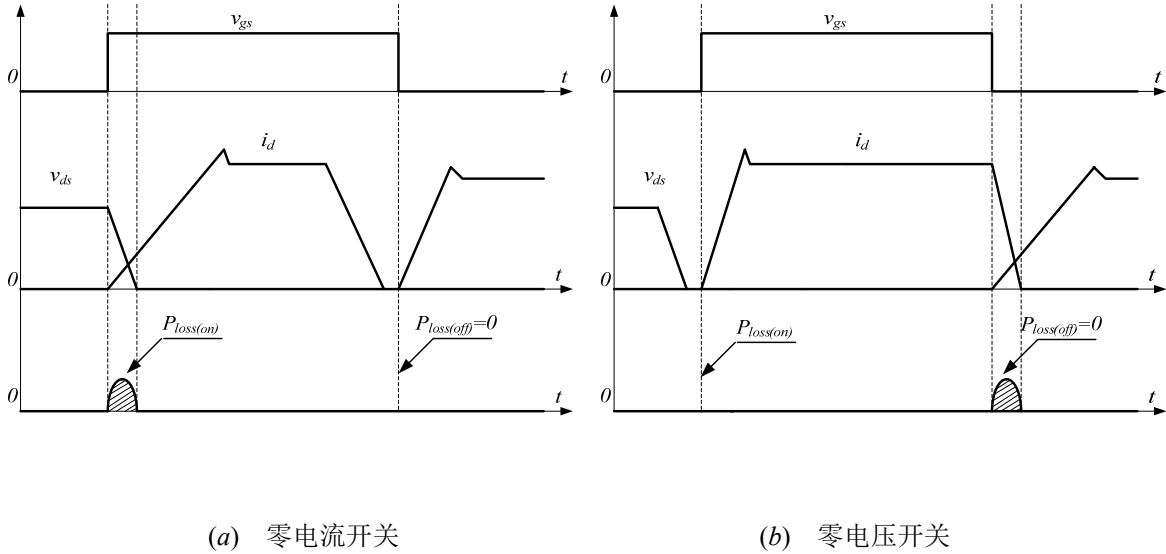


图 12.2 开关管实现软开关的波形图

①在开关管开通时，使其电流保持在零，或者限制电流的上升率，从而减小电流与电压的交叠区，这就是所谓的零电流开通。从图 12.2(a)可以看出，开通损耗大大减小。

②在开关管开通前，使其电压下降到零，这就是所谓的零电压开通。从图 12.2(b)可以看出，开通损耗基本减小到零。

③同时做到①和②，在这种情况下，开通损耗为零。

减小关断损耗有以下几种方法：

①在开关管关断时，使其电压保持在零，或者限制电压的上升率，从而减小电流与电压的交叠区，这就是所谓的零电压关断。从图 12.2(b)可以看出，关断损耗大大减小。

②在开关管关断前，使其电流下降到零，这就是所谓的零电流关断。从图 12.2(a)可以看出，关断损耗基本减小到零。

③同时做到①和②，在这种情况下，关断损耗为零。

12.1.3 谐振变换器的分类

变换器的软开关技术实际上是利用电感和电容来对开关管的电压和电流波形进行整形，最早的方法是采用有损缓冲电路来实现，它并不能降低总的开关损耗，只是简单地将开关管的损耗转移到了缓冲电路的电阻中。无损缓冲电路能降低开关管的开关损耗，但当频率高于 200kHz 时还是会出问题的。目前所研究的软开关技术不再采用这些缓冲电路，而是真正减小开关损耗，而不是开关损耗的转移。

直流开关电源的软开关技术一般分为以下几类：

①全谐振型变换器，一般称之为谐振变换器 (*Resonant ConVerters*)。该类变换器实际上是负载谐振型变换器，按照谐振元件的谐振方式，分为串联谐振变换器 (*Series Resonant ConVerters*, *SRCs*) 和并联谐振变换器 (*Parrallel Resonant ConVerters*, *PRCs*) 两类。按负载与谐振电路的连接关系，谐振变换器可分为两类：一类是负载与谐振回路相串联，称为串联负载谐振变换器 (*Series Load Resonant ConVerters*, *SLRCs*)；另一类是负载与谐振回路相并联，称为并联负载谐振变换器 (*Parrallel Load Resonant ConVerters*, *PLRCs*)。在谐振变换器中，谐振元件一直谐振工作，参与能量变换的全过程。该变换器与负载关系很大，对负载的变化很敏感，一般采用频率调制方法。

②准谐振变换器 (*Quasi- Resonant ConVerters*, *QRCs*) 和多谐振变换器 (*Multi-Resonant ConVerters*, *MRCs*)。这是软开关技术的一次飞跃，这类变换器的特点是谐振元件参与能量变换的某一个阶段，不是全程参与。准谐振变换器分为零电流开关准谐振变换器 (*Zero-Current-Switching Quasi- Resonant ConVerters*, *ZCS QRCs*) 和零电压准谐振变换器 (*Zero-Voltage-Switching Quasi- Resonant ConVerters*, *ZVS QRCs*)。多谐振变换器一般实现开关管的零电压开关。这类变换器需要采用频率调制方法。

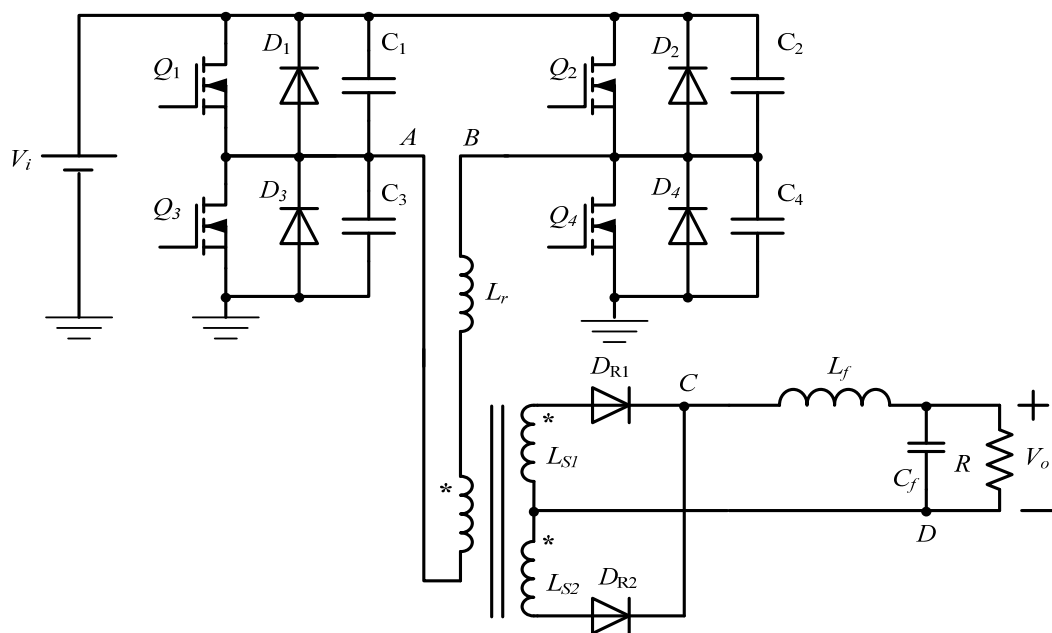
③零开关 *PWM* 变换器 (*Zero Switching PWM ConVerters*)。它可分为零电压开关 *PWM* 变换器 (*Zero-Voltage-Switching PWM ConVerters*, *ZVS PWM conVerters*) 和零电流开关 *PWM* 变换器 (*Zero-Current-Switching PWM ConVerters*, *ZCS PWM conVerters*)。该类变换器是在 *QRCs* 的基础上，加入一个辅助开关管，来控制谐振元件的谐振过程，实现恒定频率控制，即实现 *PWM* 控制。与 *QRCs* 不同的是，谐振元件的谐振工作时间与开关周期相比很短，一般为开关周期的 $1/10 \sim 1/5$ 。

④零转换 *PWM* 变换器 (*Zero Transition ConVerters*)。它可分为零电压转换 *PWM* 变换器 (*Zero-Voltage-Transition PWM ConVerters*, *ZVT PWM conVerters*) 和零电流开关 *PWM* 变换器 (*Zero Transition ConVerters*, *ZCT PWM conVerters*)。这类变换器是软开关技术的又一个飞跃。它的特点是变换器工作在 *PWM* 方式下，辅助谐振电路只是在主开关管开关时工作一段时间，实现开关管的软开关，在其他时间则停止工作，这样辅助谐振电路的损耗很小。

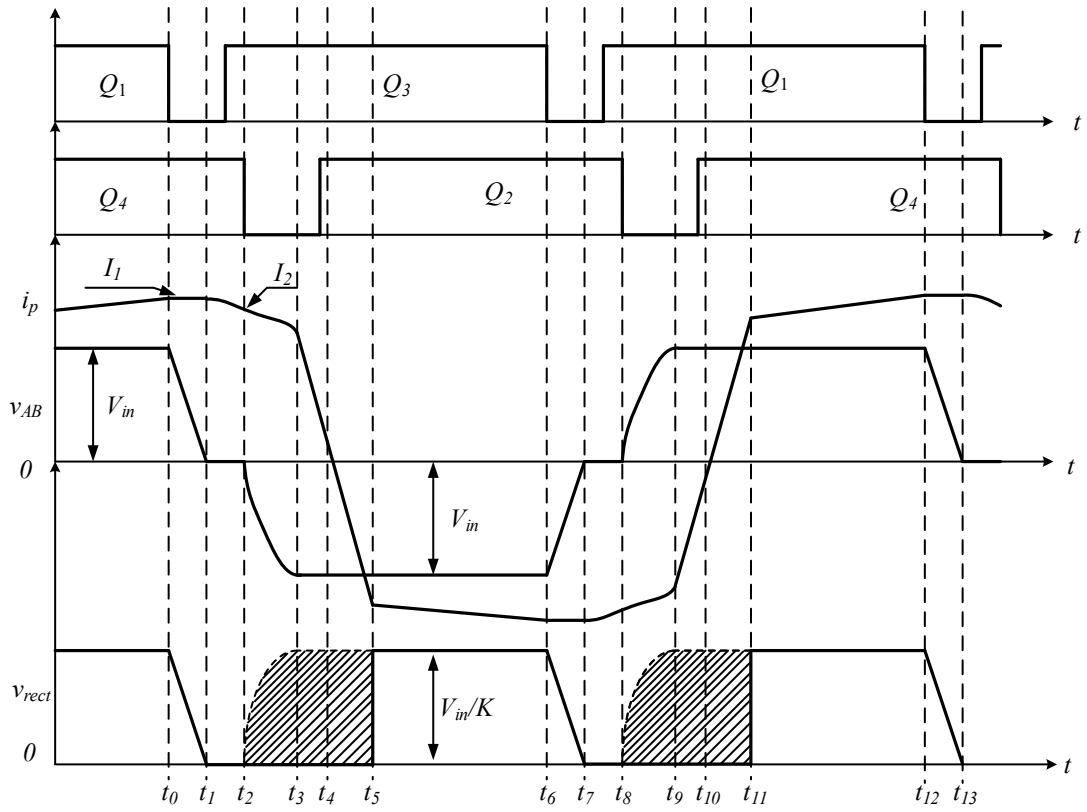
12.2 移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥

12.2.1 工作原理

图 12.3 给出了输出为全波整流电路的移相控制零电压开关 *PWM* DC/DC 全桥变换器的主电路及主要波形，其利用变换器的漏感或原边串联电感和功率管的寄生电容或外接电容来实现开关管的零电压开关。其中， $D_1 \sim D_4$ 分别是 $Q_1 \sim Q_4$ 的内部寄生二极管或外接二极管； $C_1 \sim C_4$ 分别是 $Q_1 \sim Q_4$ 的内部寄生电容或外接电容； L_r 是谐振电感，它包括了变换器的漏感。每个桥臂的两个功率管成 180° 互补导通，两个桥臂的导通角相差一个相位，即移相角，通过调节移相角的大小来调节输出电压。 Q_1 和 Q_3 分别超前于 Q_4 和 Q_2 一个相位，称 Q_1 和 Q_3 组成的桥臂为超前桥臂， Q_2 和 Q_4 组成的桥臂则为滞后桥臂。



(a) 主电路

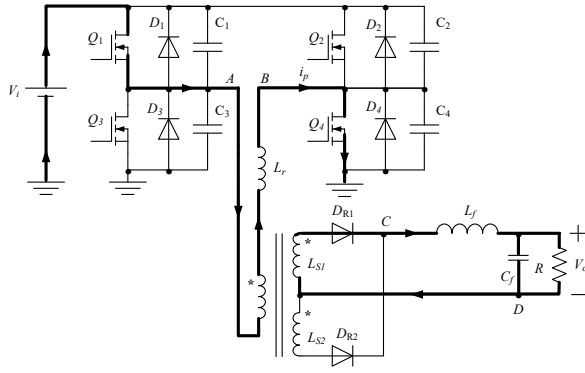


(b) 主要波形

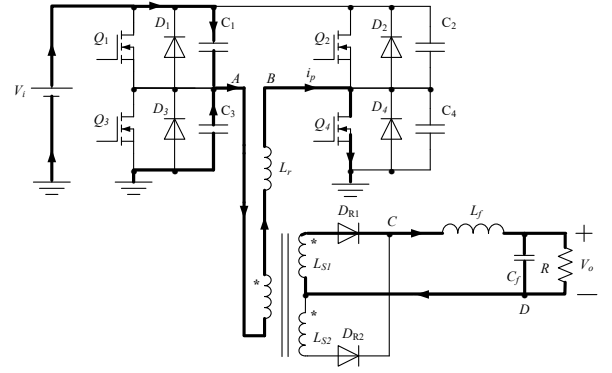
图 12.3 PS-ZVS-PWM DC/DC 全桥变换器的主电路及主要波形

在一个开关周期中，移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器有 12 开关模态，在分析之前我们作如下假设：

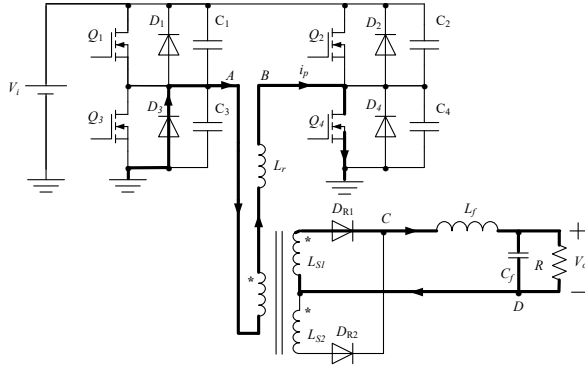
- ①所有开关管、二极管均为理想器件；
- ②所有电感、电容和变压器均为理想器件；
- ③ $C_1=C_3=C_{lead}$, $C_2=C_4=C_{lag}$ ；
- ④ $L_f \gg L_r/K^2$, K 是变压器原副匝比。



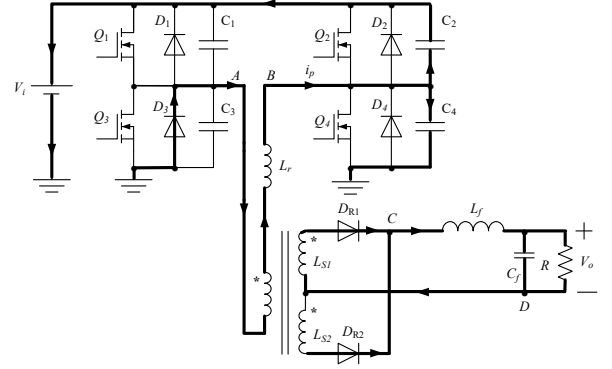
(a) t_0 时刻



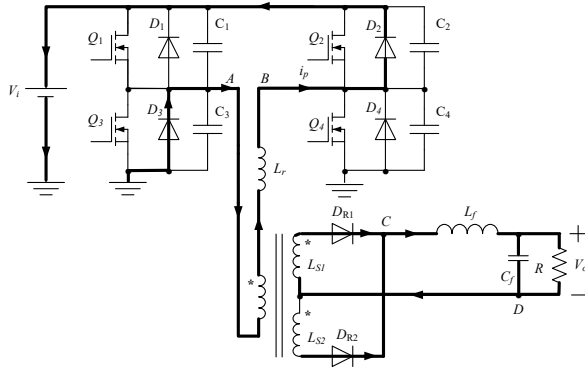
(b) $[t_0, t_1]$



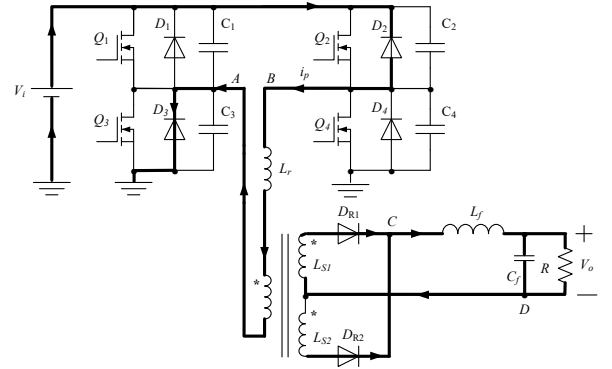
(c) $[t_1, t_2]$



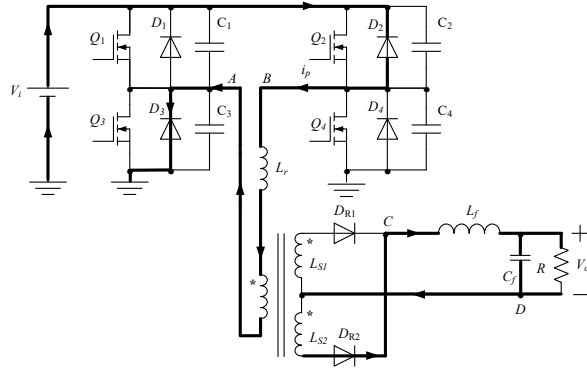
(d) $[t_2, t_3]$



(e) $[t_3, t_4]$



(f) $[t_4, t_5]$



(g) $[t_5, t_6]$

图 12.4 各种开关模式的等效电路

1、开关模式 0 $[t_0 \text{ 时刻}]$ [参考图 12.4(a)]

在 $t=t_0$ 时刻，开关管 Q_1 和 Q_4 开通，此过程的等效电路如图 12.4 所示。此时原边电流 i_p 流经 Q_1 、谐振电感 L_r 、变压器原边绕组以及 Q_4 。整流二极管 D_{R1} 导通， D_{R2} 截止，原边给负载供电。

2、开关模式 1 $[t_0, t_1]$ [参考图 12.4(b)]

在 t_0 时刻关断 Q_1 ，此过程的等效电路如图 12.5 所示。原边电流 i_p 从 Q_1 中转移到 C_3 和 C_1 支路中，给 C_1 充电，同时 C_3 被放电。在这个时段里，谐振电感 L_r 和滤波电感 L_f 是串联的，而且 L_f 很大，可以认为 i_p 近似不变，类似于一个恒流源。电容 C_1 的电压从零开始线性上升，电容 C_3 的电压开始从 V_{in} 线性下降，因此 Q_1 是零电压关断。 i_p 和 C_1 、 C_3 的电压的表达式分别为：

$$i_p(t) \equiv I_p(t_0) \equiv I_1 \quad (12-1)$$

$$v_{C1}(t) = \frac{I_1}{2C_{lead}}(t-t_0) \quad (12-2)$$

$$v_{C2}(t) = V_{in} - \frac{I_1}{2C_{lead}}(t-t_0) \quad (12-3)$$

在 t_1 时刻， C_3 的电压下降到零， Q_3 的反并二极管 D_3 自然导通，开关模式 1 结束。该模式 1 结束。该模式的时间为：

$$t_{01} = 2C_{lead}V_{in} / I_1 \quad (12-4)$$

3、开关模态 2[t_1, t_2] [参考图 12.4(c)]

D_3 导通后, 将 Q_3 的电压嵌在零位, 此时开通 Q_3 , 则 Q_3 是零电压开通。虽然这时候 Q_3 被开通, 但 Q_3 并没有电流流过, 原边电流由 D_3 流通。 Q_3 和 Q_1 驱动信号之间的死区时间 $t_{d(lead)} > t_{01}$, 即

$$t_{d(lead)} > 2C_{lead}V_{in} / I_1 \quad (12-5)$$

在这段时间里, 原边电流等于折算到原边的滤波电感电流, 即

$$i_p(t) = i_{Lf}(t) / K \quad (12-6)$$

在 t_2 时刻, 原边电流下降到 I_2 。

4、开关模态 3[t_2, t_3] [参考图 12.4(d)]

在 t_2 时刻, 关断 Q_4 , 原边电流 i_p 转移到 C_2 和 C_4 中, 一方面抽走 C_2 上的电荷, 另一方面同时又给 C_4 充电。由于 C_2 和 C_4 的存在, Q_4 的电压是从零慢慢上升的, 因此 Q_4 是零电压关断。此时 $V_{AB} = -V_{C4}$, V_{AB} 的极性自零变为负, 变压器副边绕组电势下正上负, 整流二极管 D_{R2} 导通, 副边绕组 L_{s2} 中开始流过电流。由于整流管 D_{R1} 和 D_{R2} 同时导通, 将变压器副边绕组短接, 变压器副边绕组电压为零, 原边绕组电压也为零, V_{AB} 直接加在谐振电感 L_r 上, 因此在这段时间里实际上谐振电感 L_r 和 C_2 、 C_4 在谐振工作。原边电流 i_p 和电容 C_2 、 C_4 的电压分别为:

$$i_p(t) = I_2 \cos w(t-t_2) \quad (12-7)$$

$$v_{C4}(t) = Z_p I_2 \sin w(t-t_2) \quad (12-8)$$

$$v_{C2}(t) = V_{in} - Z_p I_2 \sin w(t-t_2) \quad (12-9)$$

式中: $Z_p = \sqrt{\frac{L_r}{2C_{lag}}}$, $w = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_{lag}}}$ 。

在 t_3 时刻, C_4 的电压上升到 V_{in} , D_2 自然导通, 结束该开关模态。它的持续时间为:

$$t_{23} = \frac{1}{w} \sin^{-1} \frac{V_{in}}{Z_p I_2} \quad (12-10)$$

5、开关模态 4[t_3, t_4] [参考图 12.4(e)]

在 t_3 时刻, D_2 自然导通, 将 Q_2 的电压嵌在零电位, 此时就可以开通 Q_2 , Q_3 是零电压开通。 Q_2 和 Q_4 驱动信号之间的死区时间 $t_{d(lag)} > t_{23}$, 即

$$t_{d(lag)} > \frac{1}{w} \sin^{-1} \frac{V_{in}}{Z_p I_2} \quad (12-11)$$

虽然此时 Q_2 已开通，但 Q_2 不流过电流， i_p 由 D_2 流通，谐振电感的储能回馈给输入电源。由于副边两个整流管同时导通，因此变压器副边绕组电压为零，原边绕组电压也为零，这样电源电压 V_{in} 加在谐振电感 L_r 两端，原边电流 i_p 线性下降。

$$i_p(t) = I_p(t_3) - \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_3) \quad (12-12)$$

到 t_4 时刻，原边电流从 $I_p(t_3)$ 下降到零，二极管 D_2 和 D_3 自然关断， Q_2 和 Q_3 中将流过电流。开关模式 4 的持续时间为：

$$t_{34} = L_r \cdot I_p(t_3) / V_{in} \quad (12-13)$$

6、开关模式 5 [t_4, t_5] [参考图 12.4(f)]

到 t_4 时刻，原边电流由正方向过零，并且向负方向增加，流经 Q_2 和 Q_3 。由于原边电流仍不足以提供负载电流仍由两个整流管提供回路，因此原边绕组电压仍然为零，加在谐振电感两端电压是电源电压 V_{in} ，原边电流反向线性增加。

$$i_p(t) = -\frac{V_{in}}{L_r}(t - t_4) \quad (12-14)$$

到 t_5 时刻，原边电流达到折算到原边的负载电流 $-I_{Lf}(t_5)/K$ ，该开关模式结束。此时，整流管 D_{R1} 关断， D_{R2} 流过全部负载电流。开关模式 5 的持续时间为：

$$t_{45} = \frac{L_r \cdot I_{Lf}(t_5) / K}{V_{in}} \quad (12-15)$$

7、开关模式 6 [t_5, t_6] [参考图 12.4(g)]

在这段时间里，电源给负载供电，原边电流为：

$$i_p(t) = -\frac{V_{in} - KV_o}{L_r + K^2 L_f}(t - t_5) \quad (12-16)$$

因为 $L_r \ll K^2 L_f$ ，式 (12-16) 可简化为下式：

$$i_p(t) = -\frac{V_{in} / K - V_o}{KL_f}(t - t_5) \quad (12-17)$$

在 t_6 时刻， Q_3 关断，变换器开始另一半周期的工作，其工作情况类似于上述的半个周期。

12.2.2 两个桥臂实现 ZVS 的差异

1、实现 ZVS 的条件

由前面的分析可以知道，要实现开关管的零电压开通，必须有足够的能量用来：

- ①抽走将要开通的开关管的结电容（或外部附加电容）上的电荷；
- ②给同一桥臂关断的开关管的结电容（或外部附加电容）充电；
- 同时，考虑到变压器的原边绕组电容，还要有一部分能量用来：
- ③抽走变压器的原边绕组寄生电容 C_{TR} 上的电荷。

也就是说，要实现开关管的零电压开通，必须满足下式：

$$E > \frac{1}{2}C_i V_{in}^2 + \frac{1}{2}C_i V_{in}^2 + \frac{1}{2}C_{RT} V_{in}^2 = C_i V_{in}^2 + \frac{1}{2}C_{RT} V_{in}^2 \quad (12-18)$$

2、超前桥臂实现 ZVS

超前桥臂容易实现 ZVS。在超前桥臂开关过程中，输出滤波电感 L_f 是与谐振电感 L_r 串联的，此时用来实现 ZVS 的能量是 L_f 和 L_r 中的能量。一般来说， L_f 很大，在超前桥臂开关过程中，其电流近似不变，类似于一个恒流源。这个能量很容易满足（12-18）。

3、滞后桥臂实现 ZVS

滞后桥臂实现 ZVS 比较困难，因为在滞后桥臂开关过程中，变压器副边是短路的，此时整个变换器就分成两个部分，一部分是原边电流逐渐改变流通方向，其流径路由逆变桥提供；另一部分是负载电流由整流桥提供续流回路，负载侧与变压器原边没有关系。此时用来实现 ZVS 的能量只是谐振电感中的能量，如果不满足式（12-112），那么就无法实现 ZVS。

$$\frac{1}{2}L_r I_2^2 > C_{lag} V_{in}^2 + \frac{1}{2}C_{RT} V_{in}^2 \quad (12-19)$$

由于输出滤波电感 L_f 不参与滞后桥臂 ZVS 的实现，较超前桥臂而言，滞后桥臂实现 ZVS 就要困难得多，因为谐振电感比输出滤波电感要小得多。

12.2.3 实现 ZVS 的策略及副边占空比的丢失

从上面讨论中可以知道，超前桥臂容易实现 ZVS，而滞后桥臂则要困难些。只要满足条件使滞后桥臂实现 ZVS，那么超前桥臂就肯定可以实现 ZVS。因此 PS-ZVS-PWM 全桥变换器实现 ZVS 的关键在于滞后桥臂。滞后桥臂实现 ZVS 的条件就是式(12-19)。从式（12-19）中可以看出，要满足它，那么要增加谐振电感 L_r ，要么增加 I_2 。

1、增加励磁电流

对于一定的谐振电感 L_r ，必须有一个最小的 I_2 值 I_{2min} 来保证谐振电感 L_r 中的能量 $\frac{1}{2}L_r I_{2min}^2$ 能实现 ZVS 。由于增加励磁电流，原边电流在负载电流的基础上多了一份励磁电流，因而增加了它的最大电流值，也使通态损耗加大。同时，励磁电流的增大，增大了变压器损耗。因此在励磁电流的选取上，应充分考虑器件和变压器损耗。

2、增大谐振电感

由于励磁电流与负载无关，因而在轻载时，变换器的效率很低。实现 ZVS 的另一种方式是增加谐振电感。要在一定的范围内实现 ZVS ，就可以知道一个最小的负载电流，根据这个电流，忽略励磁电流，可得到 I_2 的最小值 I_{2min} ，利用式 (12-9) 计算出所需的最小谐振电感。

3、副边占空比的丢失

副边占空比的丢失是 $PS-ZVS-PWM$ 全桥变换器中一个重要的现象。所谓副边占空比丢失，就是说副边的占空比 D_s 小于原边的占空比 D_p ，即： $D_s < D_p$ ，其差值就是副边占空比丢失 D_{loss} ：

$$D_{loss} = D_p - D_s \quad (12-20)$$

产生副边占空比的原因是：存在原边电流从正向（或负向）变化到负向（或正向）负载电流的时间，即图 12.3 中的 $[t_2, t_5]$ 和 $[t_8, t_{11}]$ 时段。在这段时间里，虽然原边有正电压方波（或负电压方波），但原边不足以提供负载电流，副边整流桥的所有二极管导通，负载处于续流状态，其端电压为零。这样副边就丢失了 $[t_2, t_5]$ 和 $[t_8, t_{11}]$ 这部分电压方波，在图 8.1 中，阴影部分就是副边丢失的电压方波。这部分时间与二分之一开关周期的比值就是副边的占空比丢失 D_{loss} ，即

$$D_{loss} = \frac{t_{25}}{T_s / 2} \quad (12-21)$$

$$\text{而} \quad t_{25} = \frac{L_r [I_2 - I_{Lf}(t_5) / K]}{V_{in}} \quad (12-22)$$

那么，有：

$$D_{loss} = \frac{2L_r \cdot [I_2 - I_{Lf}(t_5) / K]}{V_{in} \cdot T_s} \quad (12-23)$$

从式 (12-23) 中可以知道：① L_r 越大， D_{loss} 越大；② 负载越大， D_{loss} 越大；③ V_{in} 越低， D_{loss} 越大。 D_{loss} 的产生使 D_s 减小，为了得到所要求的输出电压，就必须减小原边的匝比。而匝比的减小，带来两个问题：① 原边电流增加，开关管电流峰值也要增加，通态损耗加大；② 副边整流桥的耐压值要增加。为了减小 D_{loss} ，提高 D_s ，可以采

用饱和电感的方法，就是将谐振电感 L_r 改为饱和电感，但还是存在 D_{loss} 。

12.2.4 整流二极管的换流情况

在 $PS-ZVS-PWM$ 全桥变换器中，变压器在 $[t_2, t_5]$ 时间里工作在短路状态，本节讨论在这个特殊的工作状态下整流二极管的换流情况。一般而言，输出整流电路有两种：一种是四个整流二极管构成的全桥整流方式；另一种是两个整流二极管构成的全波整流方式。当输出电压比较高、输出电流比较小时，一般采用全桥整流方式。当输出电压比较低、输出电流比较高时，为了减小整流桥的通态损耗，提高变换器的效率，一般选用全波整流方式。

无论采用哪种整流方式，如果忽略励磁电流，变压器原副边的电压和电流关系为：

$$v_s = v_p / K \quad (12-24)$$

$$i_p = i_s / K \quad (12-25)$$

1、全桥整流方式

在 $[t_2, t_5]$ 时间里，由于所有整流管同时导通，将变压器的副边电压嵌在零位，这时变压器原边电压也为零。这样原边电流与副边无关，仅仅决定于电源电压和谐振电感的大小。图 12.5 是全桥整流方式下的电路结构。

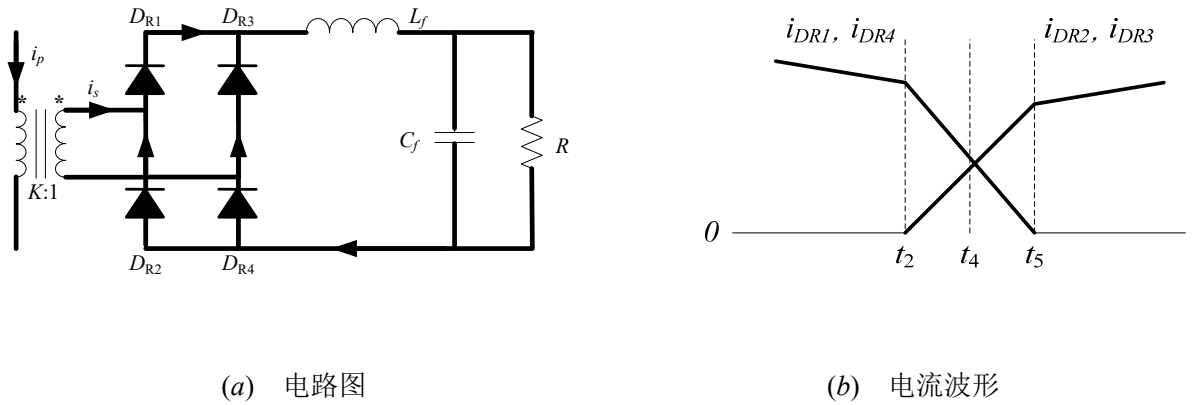


图 12.5 全桥整流方式

在 t_2 时刻，负载电流流经 D_{R1} 和 D_{R4} 。在 $[t_2, t_5]$ 时段里，变压器原边电流 i_p 减小，其副边电流 i_s 也减小，小于输出滤波电感电流，即 $i_s < i_{Lf}$ ， i_s 不足以提供负载电流。此时 D_{R2} 和 D_{R3} 导通，为负载提供不足部分电流。各个电流的关系式为：

$$i_{DR1} + i_{DR3} = i_{Lf} \quad (12-26)$$

$$i_{DR3} + i_s = i_{DR4} \quad (12-27)$$

一般 $D_{R1} \sim D_{R4}$ 是同一型号的器件，而 D_{R1} 和 D_{R4} 、 D_{R2} 和 D_{R3} 的工作情况是一样的，即：

$$i_{DR1} = i_{DR4} \quad (12-28)$$

$$i_{DR2} = i_{DR3} \quad (12-29)$$

根据 (12-26) ~ (12-212) 以及变压器的原副边电流关系式 (12-25)，可以得到整流管的电流表达式：

$$i_{DR1} = i_{DR4} = \frac{1}{2}(i_{Lf} + Ki_p) \quad (12-30)$$

$$i_{DR2} = i_{DR3} = \frac{1}{2}(i_{Lf} - Ki_p) \quad (12-31)$$

根据上面两式，可以知道整流管的换流情况：

① $[t_2, t_4]$ 时段， $i_p > 0$ ， D_{R1} 和 D_{R4} 中流过的电流大于 D_{R2} 和 D_{R3} 中流过的电流，即：

$$i_{DR1} = i_{DR4} > i_{DR2} = i_{DR3} \quad (12-32)$$

② 在 t_4 时刻， $i_p = 0$ ，四个整流管中流过的电流相等，均为负载电流的一半，即：

$$i_{DR1} = i_{DR4} = i_{DR2} = i_{DR3} = i_{Lf} / 2 \quad (12-33)$$

③ $[t_4, t_5]$ 时段， $i_p < 0$ ， D_{R1} 和 D_{R4} 中流过的电流小于 D_{R2} 和 D_{R3} 中流过的电流，即：

$$i_{DR1} = i_{DR4} < i_{DR2} = i_{DR3} \quad (12-34)$$

④ 在 t_5 时刻， $i_p = -i_{Lf}/K$ ， D_{R2} 和 D_{R3} 流过全部负载电流， D_{R1} 和 D_{R4} 的电流为 0，即：

$$i_{DR2} = i_{DR3} = i_{Lf} \quad (12-35)$$

$$i_{DR1} = i_{DR4} = 0 \quad (12-36)$$

此时， D_{R1} 和 D_{R4} 关断， D_{R2} 和 D_{R3} 承担全部负载电流，从而完成了整流二极管的换流过程。

2、全波整流方式

图 12.6 给出了全波整流方式的电路图，各个电流的参考方向如图所示，这样有：

$$i_{s1} = i_{DR1} \quad (12-37)$$

$$i_{s2} = -i_{DR2} \quad (12-38)$$

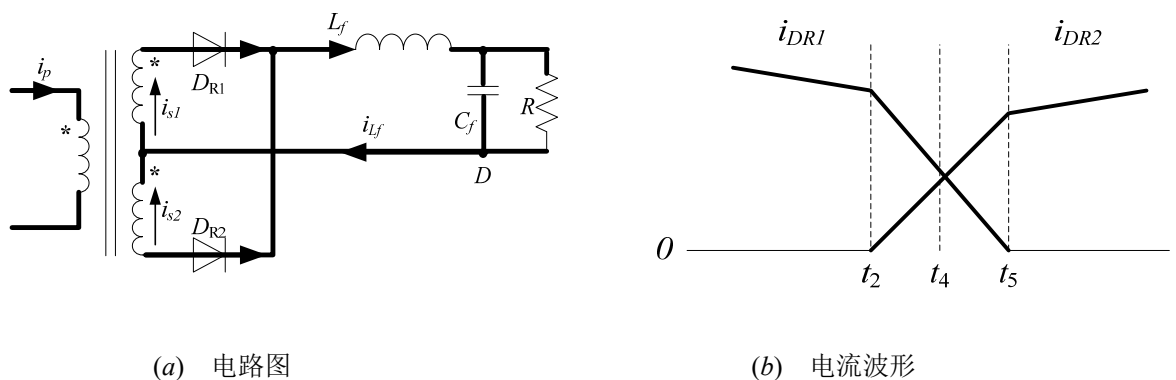


图 12.6 全波整流方式

在 t_2 时刻，负载电流流经 D_{R1} 。在 $[t_2, t_5]$ 时段里，变压器原边电流减小，其副边绕组 L_{s1} 的电流减小，小于输出滤波电感电流，即 $i_{s1} < i_{Lf}$ ， i_{s1} 不足以提供负载电流，此时 D_{R2} 导通，由副边绕组 L_{s2} 为负载提供不足部分的电流，即：

$$i_{DR1} + i_{DR2} = i_{Lf} \quad (12-39)$$

变压器原副边的电流关系为：

$$i_{s1} + i_{s2} = Ki_p \quad (12-40)$$

由 (12-37) ~ (12-40) 可以解出各个电流的表达式：

$$i_{s1} = \frac{1}{2}(i_{Lf} + Ki_p) \quad (12-41)$$

$$i_{s2} = -\frac{1}{2}(i_{Lf} - Ki_p) \quad (12-42)$$

$$i_{DR1} = \frac{1}{2}(i_{Lf} + Ki_p) \quad (12-43)$$

$$i_{DR2} = -\frac{1}{2}(i_{Lf} - Ki_p) \quad (12-44)$$

根据 (12-43) 和 (12-44)，可以知道整流管的换流情况：

① $[t_2, t_4]$ 时段， $i_p > 0$ ，流过 D_{R1} 的电流大于流过 D_{R2} 和 D_{R3} 的电流，即：

$$i_{DR1} > i_{DR2} \quad (12-45)$$

② 在 t_4 时刻， $i_p = 0$ ，两个整流管中流过的电流相等，均为负载电流的一半，即：

$$i_{DR1} = i_{DR2} = i_{Lf} / 2 \quad (12-46)$$

③ $[t_4, t_5]$ 时段， $i_p < 0$ ， D_{R1} 中流过的电流小于 D_{R2} 中流过的电流，即：

$$i_{DR1} < i_{DR2} \quad (12-47)$$

④ 在 t_5 时刻， $i_p = -i_{Lf}/K$ ， D_{R2} 流过全部负载电流， D_{R1} 中的电流为 0，即：

$$i_{DR2} = i_{Lf} \quad (12-48)$$

$$i_{DR1} = 0 \quad (12-49)$$

此时， D_{R1} 关断， D_{R2} 承担全部负载电流，从而完成了整流二极管的换流过程。