

开关电源工程设计之步骤

Fugems 2011 年 1 月 5 日

开关电源是一门涵盖功率电子、微电子、电磁学及自动控制等学科的边缘技术，其系统性有待相关专家、教授之进一步完善。常言道：“条条大路通北京”，其工程设计之多样性是见仁见智的结果也就不足为奇。本工程设计步骤对开关电源之方案至调试、SCH 至 PCB、电路至元器件等作如下阐述，错误和不妥之处，敬请修改、补充完善。

一、整体框架如下图 1-1 所示，其中开关电源设计方案、SCH&PCB 和调试阶段是关键。

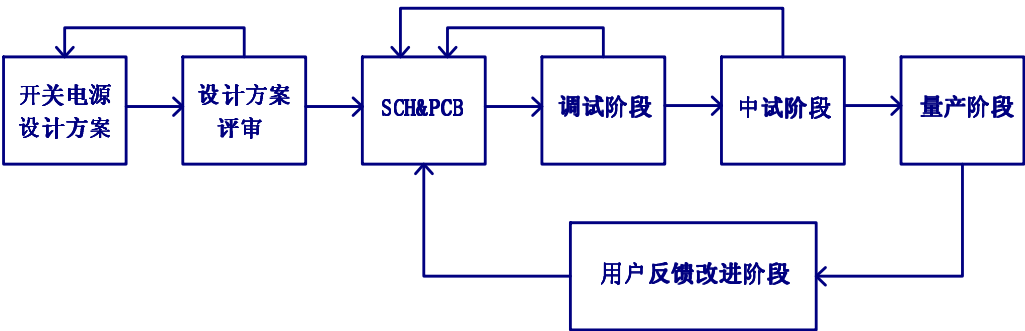


图 1-1 整体框架示意图

1. 开关电源设计方案如下图 1-2 所示，其中整机结构描述、主要元件参数设计和整机热设计是重点。（EMC 设计一般包含于整机布局、PCB 等中）

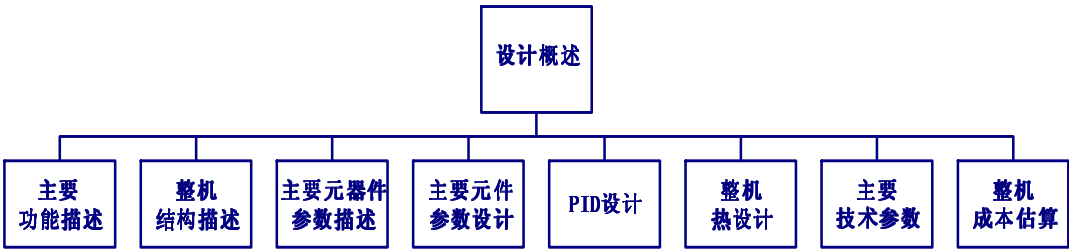


图 1-2 开关电源设计方案示意图

实例一 关于 10A 智能电力电源的设计方案

随着电源技术的不断发展，体积小、重量轻、性价比高的智能型自冷模块将成为今后的主流产品。LLC-SRC 作为一种 PFM 控制技术，属于多谐振拓扑电路的范畴；它突破了 PS-FB-PWM 电路的缺陷，即原边环流大、滞后臂轻载时难于实现软开关、副边整流管为硬开关等，实现了原边功率器件全负载范围的 ZVS 和副边整流管的 ZCS，是典型的“双软”技术；同时，也适用于高输入电压场合和有掉电维持时间限制的 DC/DC 电路，吻合了当今电源技术发展的需要，从而使它在众多的拓扑电路中脱颖而出。由此可知，从高功率密度、性价比、可靠性等方面考虑，在未来的屏柜直流电源系统中，LLC-SRC 技术的智能型自冷模块具有明显的优势，开发 LLC-SRC 技术的智能型自冷模块是可行的，也是大势所趋。

本方案对 10A 整流模块的主要元器件的选择、设计及控制回路的设计作如下阐述，错误和不妥之处，敬请修改、补充完善。

一、10A 整流模块的主要功能

- 使用 ON 公司 PFM 控制芯片
- 选用低损耗 MOS 功率管或 CoolMOS 功率管组装
- 采用双软技术，效率高、电磁兼容性好
- 内置 CPU 控制，整机稳定性好
- 三相三线制输入，三相电流平衡
- 宽范围输入电压 ($380V \pm 25\%$)，适应能力强
- 缺相半载输出设计，拓展使用范围
- 无极限流方式，电池充电精确控制
- 界面显示故障代码，缩短故障维修时间
- 具有完备的延时软启动功能
- 完善的保护功能，整机可靠性高
- 自冷设计，提高 MTBF
- 标准 RS485 通信接口，均流 I/O 接口
- 电源效率 $\geq 95\%$

二、10A 整流模块的整机结构

1. 整机电路由主电路、控制电路及保护电路、辅助开关电源电路及键盘显示电路等组成。整机方框图如下图(1)所示。

2. 主要元器件的选择

- 低损耗 MOS 功率管（详细资料请参阅 PDF）

① IXFK27N80Q 是 IXYS 公司推出的一款 HiPerFET™ 型系列低损耗 N 沟道增强型功率 MOSFETs。具有低栅荷 Q_g 、低反向恢复时间 t_{rr} 、高的电压变化率 dV/dt 等特点。封装形式为 TO-264AA，常温下 ($T_c=25^\circ\text{C}$)， $V_{DSS}=800V$ ， $I_D=27A$ ， $R_{DS(on)}=0.300\Omega$ ， $P_D=500W$ 。2 只功率管并联，共需 4 只功率管。

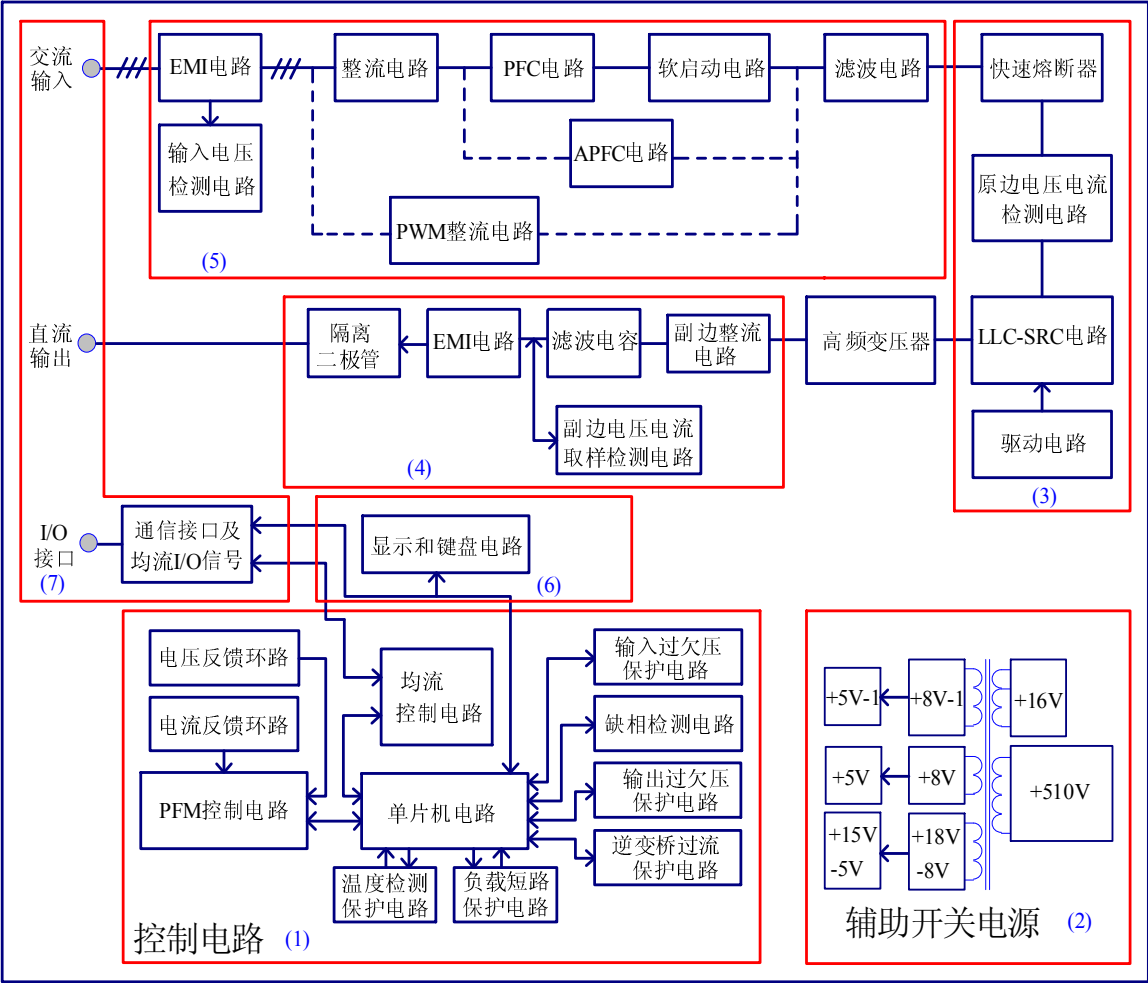
② IXFN50N80Q2 是 IXYS 公司推出的一款 HiPerFET™ 型系列低损耗 N 沟道增强型功率 MOSFETs。具有低栅荷 Q_g 、低反向恢复时间 t_{rr} 、高的电压变化率 dV/dt 等特点。封装形式为 TO-264AA，常温下 ($T_c=25^\circ\text{C}$)， $V_{DSS}=800V$ ， $I_D=50A$ ， $R_{DS(on)}=0.150\Omega$ ， $P_D=890W$ 。单只功率管工作，共需 2 只功率管。

- CoolMOS 功率管（详细资料请参阅 PDF 文档）

① SPW17N80C3 是 Infineon 公司推出的一款 CoolMOS C3 系列低损耗 N 沟道增强型功率 MOSFETs。具有低栅荷 Q_g 、低反向恢复时间 t_{rr} 、高的电压变化率 dV/dt 等特点。封装形式为 TO-247，常温下 ($T_c=25^\circ\text{C}$)， $V_{DSS}=800V$ ， $I_D=17A$ ， $R_{DS(on)}=0.290\Omega$ ， $P_D=208W$ 。2 只功率管并联，共需 4 只功率管。

② STW18N80 是 ST 公司推出的一款 MDmesh™ 系列低损耗 N 沟道增强型功率 MOSFETs。具有低栅荷 Q_g 、低反向恢复时间 t_{rr} 、高的电压变化率 dV/dt 等特点。封装形式为 TO-247，常温下 ($T_c=25^\circ\text{C}$)， $V_{DSS}=800V$ ， $I_D=17A$ ， $R_{DS(on)}=0.250\Omega$ ， $P_D=190W$ 。2 只功率管并联，共需 4 只功率管。

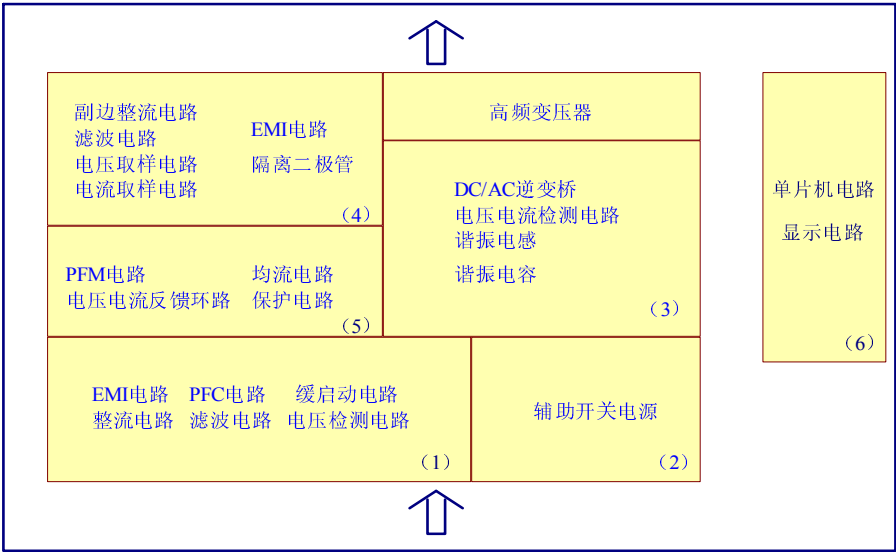
- PFC 电感 CD 型铁芯 13.2mH/ 6.0A.
- 直流滤波电容 390uF/400V_{DC}江海CD294(或其它品牌)电解电容6只.
- 高频变压器 EE66/33/27 或 EE55/28/25 铁氧体磁芯二副.
- 谐振电感 EE66/33/27 或 EE55/28/25 铁氧体磁芯一副.
- PFM 芯片 ON 公司的 NCP1395A 一只.
- 驱动芯片 MICREL 公司的 MIC4424CN 一只或 IXYS 公司的 IXDN604PI 一只.



(1) 10A 整流模块整机方框图

3. 整机外形尺寸图和布局图

(2) 10A 整流模块外形尺寸图



(3) 10A 整流模块整机内部平面布局图

三、 10A 整流模块的主要元件及控制回路的设计

(本机主电路为三相平衡输入电压源 HB/LLC-SRC 电路, 直流输出最大值 $U_{\text{omax}}=286V_{\text{DC}}$, $I_{\text{omax}}=11A$, 输出额定功率 $P_o=3146W$, $f_0=240\text{KHz}$, $f_s=100\text{KHz}$; 效率 $\eta=95\%$, 输入功率 $P_i=3312W$, 交流输入额定值 $U_i=380V_{\text{AC}}$, $I_i=5.0A$, 中间直流环节电压值 $U_d=400\sim660V_{\text{DC}}$, $I_d=5.0\sim8.3A$, $f_d=300\text{Hz}$ 。)

1. 主要元器件的设计

- 无源 PFC 电路 LC 滤波器的设计

- ① 输入滤波电容的确定

- ② 输入滤波电感的确定

- LLC 谐振回路参数的设计

- ① 谐振电容的确定

- ② 谐振电感的确定

- ③ 励磁电感的确定

- 高频变压器的设计

- ① 功率容量估算

- ② 确定原副边变比

- ③ 确定原副边匝数

- ④ 确定气隙

- 输出滤波电容的设计

- 电流互感器的设计

2. 控制回路的设计 (即 PID 调节器补偿网络的设计)

四、 10A 整流模块整机的热设计

五、 10A 整流模块中单片机 I/O 口定义

1. 单片机输入信号

①输入过欠压检测信号、②输入缺相检测信号、③输出过欠压检测信号、④输出电压电流检测信号

⑤变换器原边电流检测信号、⑥散热器温度检测信号、⑦RS485 通信接口信号

2. 单片机输出信号

①电压电流基准控制信号、②键盘控制信号(1)~(2)、③显示控制信号(1)~(5)

六、 10A 整流模块主要技术参数

类别	参数名称		*****
输入特性	输入电压		285 V _{AC} ~475 V _{AC} （三相三线制）
	输入电流		≤8.3A
	交流输入频率		47Hz~63Hz
	效率		≥95 %
输出特性	输出电压范围		198V~286 V _{DC}
	额定输出电流		10A
	最大输出电流		11A
	软启动时间		3~8秒
	输出恒流范围		10 %~110 %
	稳流精度（20 %限流）		≤±0.5 %
	纹波系数		≤0.1 %
	稳压精度		≤±0.5 %
	均流不平衡度		≤±3 %，（典型值1 %，50 %~100 %额定负载）
音响噪音			≤45dB
保护特性	输出短路回缩		回缩电流≤20 %额定电流，可自恢复
	输出过压保护		300±5V _{DC}
	输出欠压保护		190±5 V _{DC}
	输入过压	保护点	485±10Vac
		恢复点	465±10Vac
	输入欠压	保护点	275±10Vac
		恢复点	295±10Vac
	缺相保护		限功率输出5A/286V
	过温	保护点	80±5℃
恢复点		60±5℃	
安规	绝缘电阻		试验电压1KV _{dc} ，输入端、输出端对外壳之间以及输入对输出之间绝缘电阻>10MΩ
	绝缘强度		输入端、输出端短接后，在输入/输出端与外壳之间施加50Hz、有效值为2.5KV 的交流电压1分钟，无击穿或飞弧现象。
EMC	静电放电抗扰性要求		GB/T 17626.2-1998 表2 Level 3
	振荡波抗扰性要求		GB/T 17626.12-1998 表2 Level 3
	传导辐射干扰		EN 55022 Class A
	快速瞬变电脉冲群抗		GB/T17626.4-1998 Level 3
	浪涌抗扰性要求		GB/T17626.5-1998 Level 3
	由射频场感应引起的传导 骚扰抗扰性要		GB/T17626.5-1998 Level 3
	工频磁场抗扰性要求		GB/T17626.8-1998 Level 4
	射频电磁场辐射抗扰		GB/T17626.3-1998 Level 3
环境参数	工作温度		-15℃~50℃
	储存温度		-25℃~55℃
	相对湿度		≤95 %
	大气压力		70~106kPa
机械参数	尺寸（宽×高×深）		200mm*110mm*410mm
	重量		≤7.5Kg
冷却方式			自然冷却

七、 10A 整流模块整机成本估算

2. SCH&PCB (…)
3. 调试阶段如下图 1-3 所示，其中整机调试和功能调试是重点，驱动调试、环路调试和最优化调试是核心。

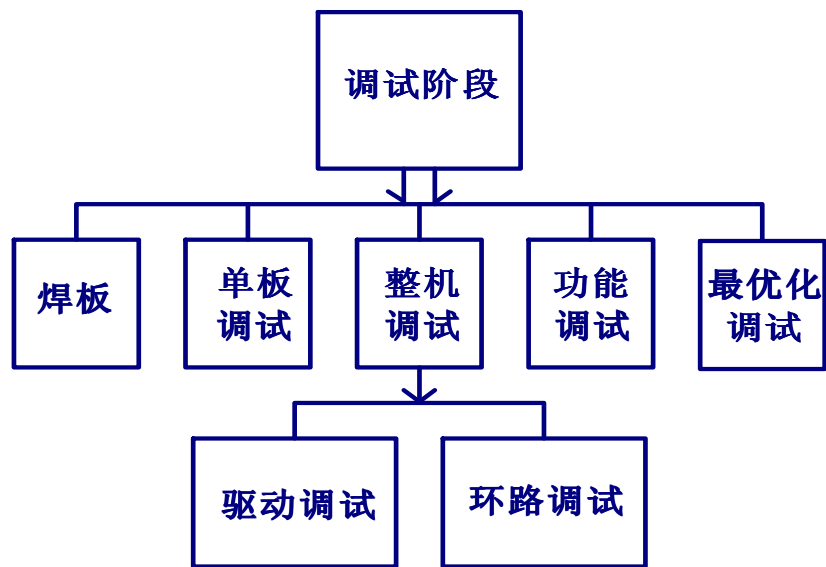


图 1-3 调试阶段示意图

实例二 在工程实际应用中，下图所示为基本的驱动电路：

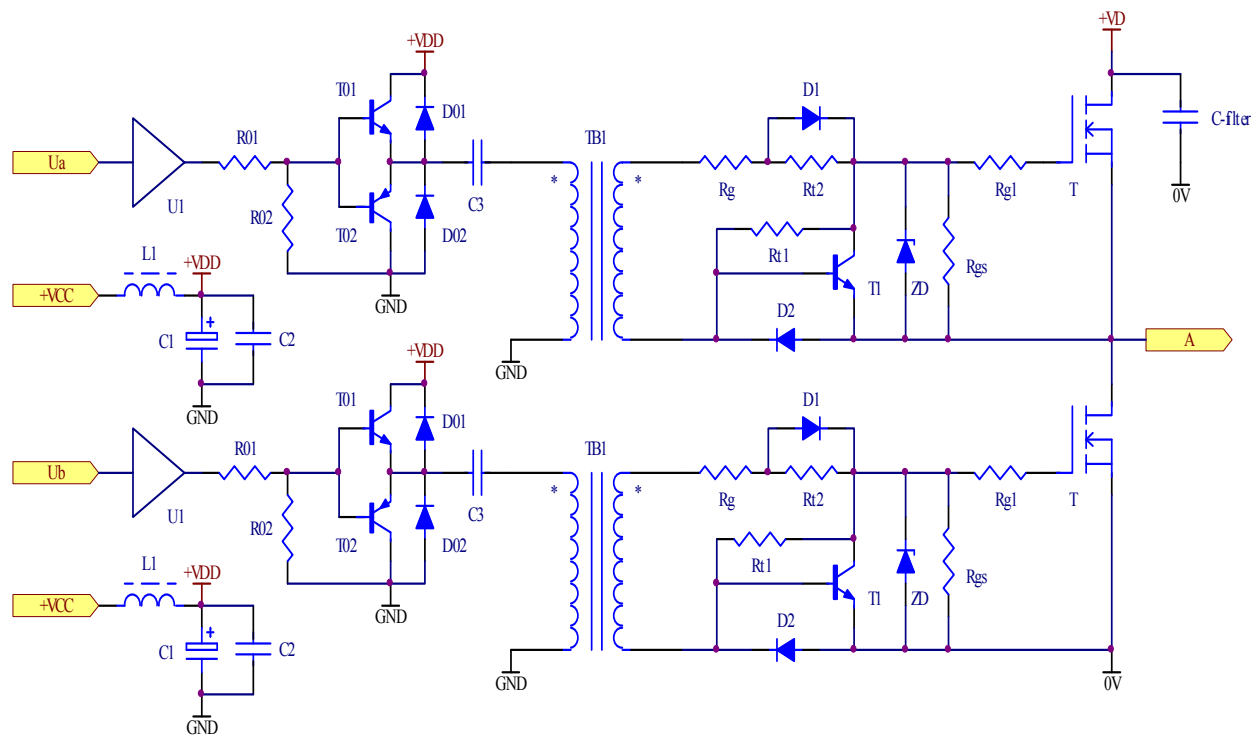


图 1-3-1 驱动电路示意图

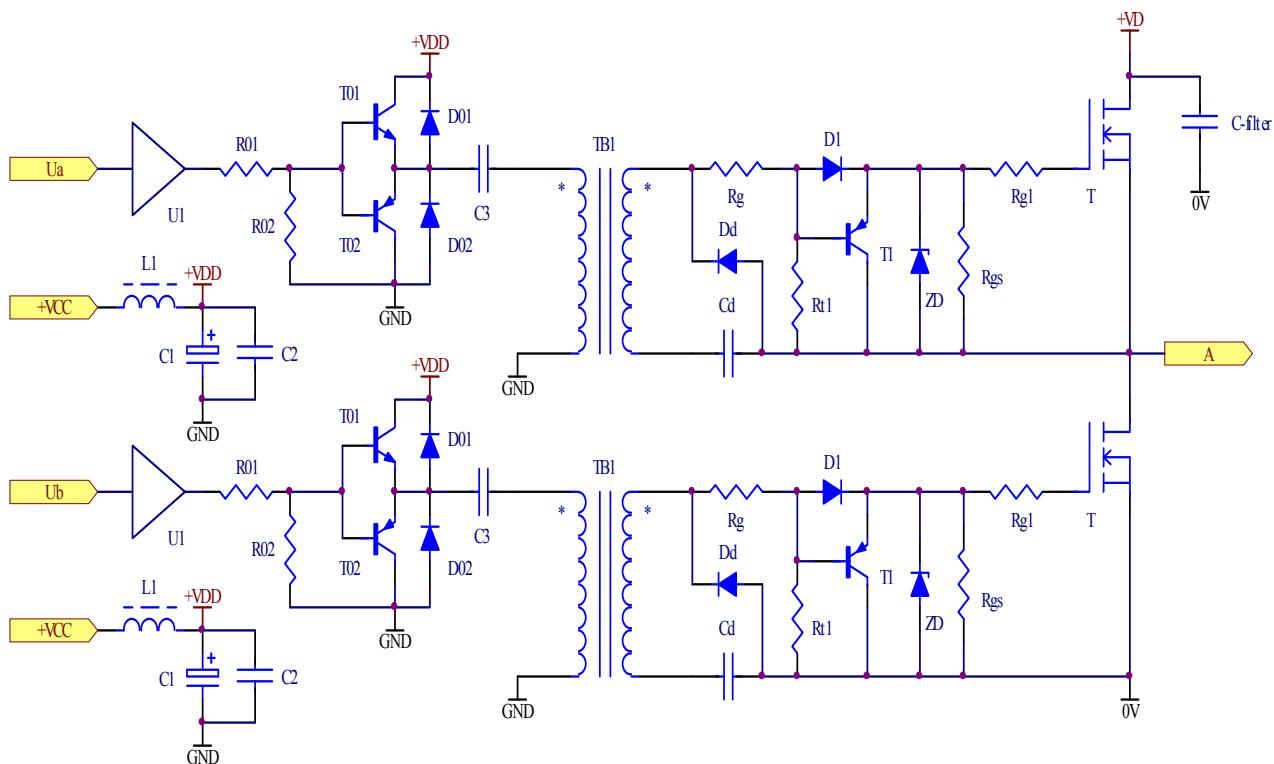


图 1-3-2 驱动电路示意图

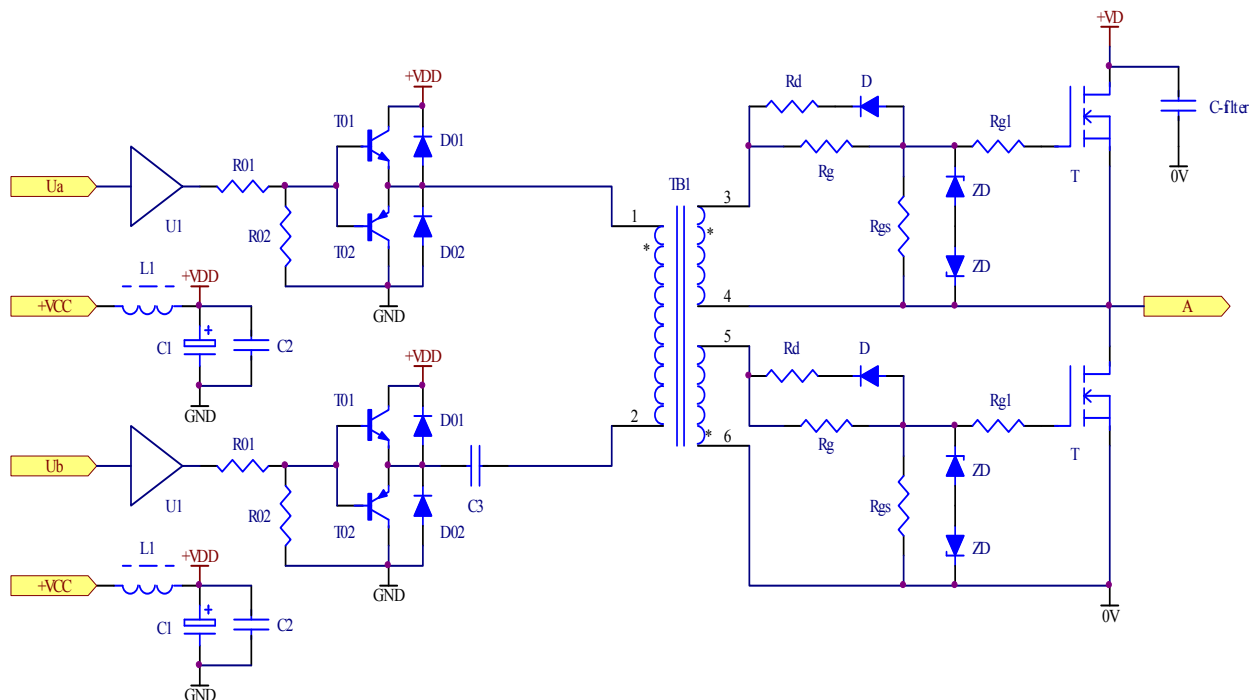


图 1-3-3 驱动电路示意图

(1) 图 1-3-1 和图 1-3-2 是单脉冲(自命名)驱动电路,其中图 1-3-2 所示驱动电路具有倍压功能; 图 1-3-3 是双脉冲(自命名)驱动电路。

- (2) U_1 为 CMOS 驱动 IC, 常见的型号有 Micrel 的 MIC442* 系列、IXYS 的 IXDN*** 系列和 TI 的 TPS28** 系列等。(详细资料请参阅 PDF)
- (3) T 一般为功率 MOS 和 IGBT, 常见的有 IXYS、APT、IR、Infineon、ST、Fairchild、Fuji 和 Toshiba 等厂家的器件。
- (4) C_1 和 C_2 在电路中起双重作用, 即退耦和储能作用; L_1 起退耦和隔离噪声的作用。
- (5) C -filter 在电路中起退耦作用, 一般取值为 $0.01\mu\text{F} \sim 4.7\mu\text{F}$ 之间。
- (6) D_{01} 、 D_{02} 为 TB_1 的励磁电感和寄生电感等提供磁复位回路; 由 T_1 、 R_{t1} 等构成的电路起加速关断功率 MOS 的作用。
- (7) 由 C_d 、 D_d 和 TB_1 等构成倍压电路, 其中 C_d 一般取值为 $4.7\mu\text{F} \sim 47\mu\text{F}$ 之间; 由 T_{01} 、 T_{02} 、 R_{01} 、 R_{02} 等构成射流倍流电路(驱动功率足够时, 此电路不用)。
- (8) R_{g1} 的存在主要基于 T 由多管并联而成; 从细节上讲, Z_D 的作用也不可忽略。
- (9) 一般地, $R_g = 3.0\Omega \sim 30\Omega$, $R_{g1} = (\frac{1}{2} \sim \frac{1}{10})R_g$; $R_g + R_{g1}$ 的取值须兼顾噪声、效率等因素。
- (10) 一般地, $C_1 = 100\mu\text{F} \sim 470\mu\text{F}$, V_{CC} 为 $+12\text{V} \sim +24\text{V}$ 之间; 驱动电路须提供足够的驱动功率, 不能“小马拉大车”。
- (11). 初次调机时, $+V_D$ 须从 0V 起调至 $+V_{D_{MAX}}$, 并用示波器同时检测功率 MOS 的 V_{gs} 电压波形。

实例三 在工程实际应用中, 下图所示有源补偿网络最常见:

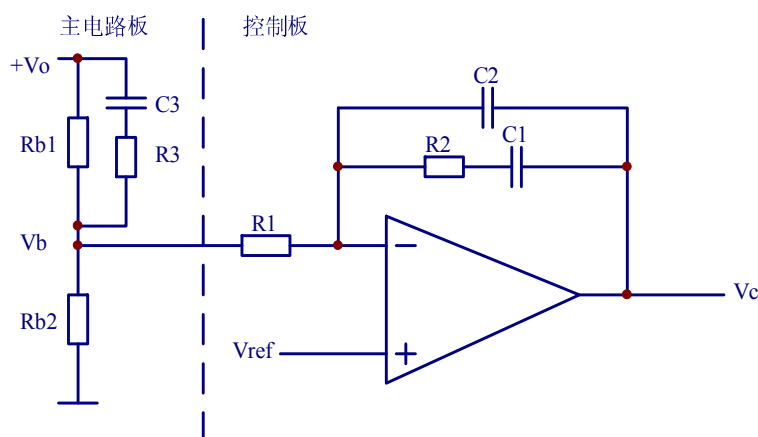


图 1-3-4 有源补偿网络示意图

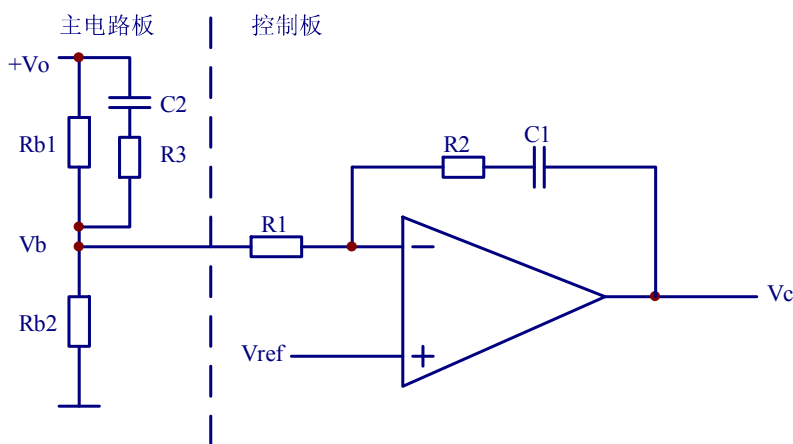


图 1-3-5 有源补偿网络示意图

图 1-3-4 有源补偿网络的简图如下所示:

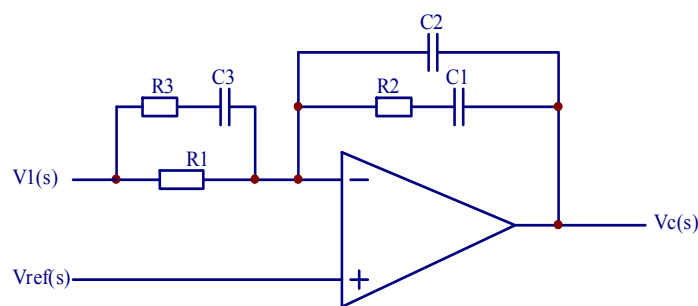


图 1-3-6 有源补偿网络示意简图

以上均属于有源超前-滞后补偿网络，其传递函数、零点和极点的推导公式详见徐德鸿教授所著《电力电子系统建模及控制》一书。

(1) 图 1-3-4 有源补偿网络右半部分的示意简图如下所示：

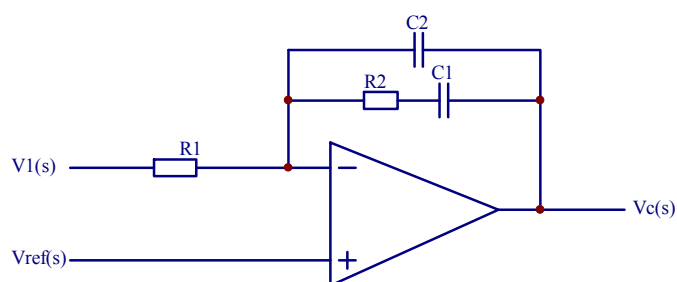


图 1-3-7 有源补偿网络右半部分示意简图

$$\begin{aligned}
 \text{由图可得其传递函数为 } G(s) &= \frac{V_c(s)}{V_1(s)} = \frac{(1/sC_2) // (R_2 + 1/sC_1)}{R_1} \\
 &= \frac{(1/sC_2) \cdot (R_2 + 1/sC_1)}{R_1 \cdot (1/sC_2 + R_2 + 1/sC_1)} \\
 &= \frac{1 + sR_2C_1}{sR_1 \cdot (C_1 + C_2 + sR_2C_1C_2)} \\
 &= \frac{1 + sR_2C_1}{[sR_1(C_1 + C_2)] \cdot (1 + sR_2 \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2})}
 \end{aligned}$$

于是可知该有源补偿网络有一个零点、二个极点。

$$\textcircled{1} \text{ 零点: } f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}.$$

$$\textcircled{2} \text{ 极点: } f_{p1}=0, f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_2 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}; \text{ 当 } C_1 \gg C_2 \text{ 时, } f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_2 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_2}.$$

(注：加上一个零点 $f_z = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3)C_1}$ 和极点 $f_p = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}$ 即为图 1-3-6 有源补偿网络示意简图的传递函

数。其中两个 R_1 不等价。)

(2) 一般地, $R_1 = 1k\Omega \sim 10k\Omega$; $R_2 = (5 \sim 40)R_1$.

$$C_1 = 1nF \sim 10nF; \quad C_2 = \left(\frac{1}{5} \sim \frac{1}{20}\right)C_1.$$

(3) 初次调机时, R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 均取中间值即可, 并用示波器同时监测高频变压器的电压和电流波形。

(4) 令 $n = \frac{C_1}{C_2}$, 当 n 上升时, 相位裕度 Φ 增加; 当 n 下降时, 高、低端纹波和噪音也下降。

(5) 一般 C_1 的取值愈小不愈大, 否则会对纹波有一定影响。

(6) 当电压环、电流环和短路环之两者或三者同时应用时, 注意须根据环路间切换时不发生振荡来确定各环路 C_2 和 n 的取值。

(7) 当高频变压器、储能电感 (或谐振电感)、储能电容和功率器件的驱动电路设计适中时, 三次左右便可优化至较佳的状态。(不考虑热设计和 EMC 的优化)

最优化设计包括成本和工艺、热设计和 EMC、效率、动态响应和超调量、纹波和噪音等的优化, 使性价比达最高之目的, 其中工艺即可生产性之意。(一般以著名电源厂家的相关产品作对比进行性能方面的优化设计)

二、主要元器件的简述

在开关电源中, 主要使用的元器件有电阻、电容、电感和功率 MOS、IGBT、UFRD、SBD 等, 当然, 还有发展中的 SiC 器件。

1. 按照材质来分, 电阻主要有如下图 2-1 所示种类:

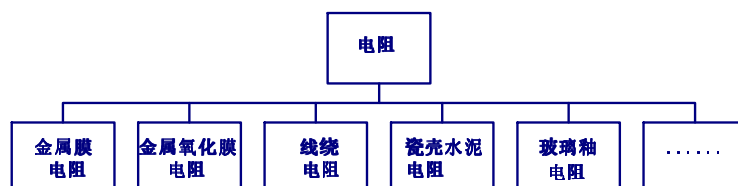


图 2-1 电阻类型

一般的, 电阻的选择需考虑功率、电压、精度、温漂等参数。

2. 按照材质来分, 电容主要有如下图 2-2 所示种类:

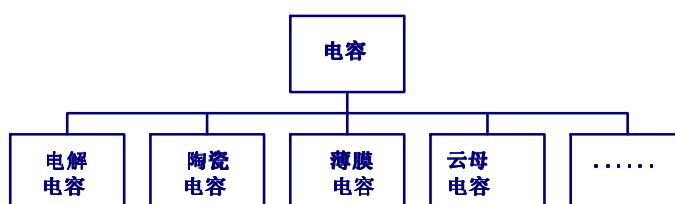


图 2-2 电容类型

电容的等效模型如下图 2-3 所示:



图 2-3 电容等效模型

由图 2-3 可知，其复阻抗为： $Z_c = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} = R - (\frac{1}{\omega C} - \omega L)$ ，

则阻抗的模为： $|Z_c| = \sqrt{R^2 + (\frac{1}{\omega C} - \omega L)^2}$ 。

串联谐振频率为： $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。

于是，可得其阻抗-频率特性曲线如下图 2-4 所示：

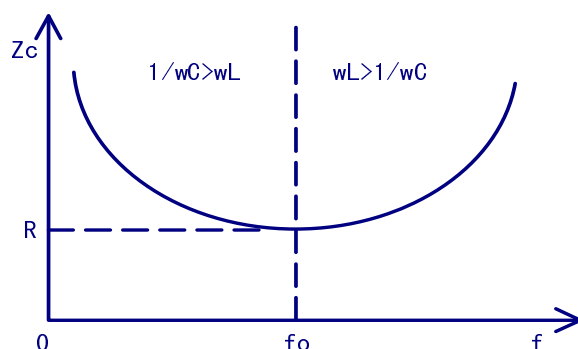


图 2-4 电容阻抗-频率特性曲线

此图是选择电容的理论依据；实际应用中，还需考虑品牌和耐压、温度、纹波电流、漏电流等参数。

详细资料请参阅陈永真教授的《电容器及其应用》一书及赵修科教授所写的相关文档。

3. 磁性元件以高频变压器为例，其等效模型如下图 2-5 所示：

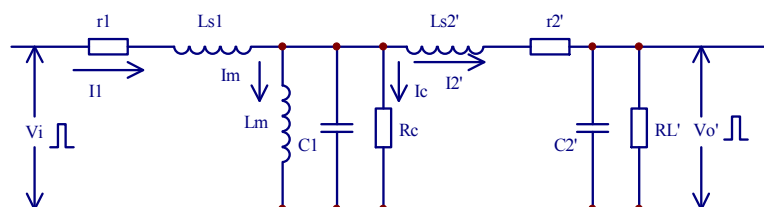


图 2-5 高频变压器等效模型

其中， r_1 是高频变压器一次侧线圈的导线电阻。

L_{s1} 是高频变压器一次侧漏感。

L_m 是高频变压器励磁电感。

C_1 是高频变压器一次侧等效分布电容。

R_c 是表征铁损的等效电阻。

$L_{s2'}$ 是高频变压器二次侧折射到一次侧后的等效漏感。

$r_{2'}$ 是高频变压器二次侧折射到一次侧后线圈的等效导线电阻。

$C_{2'}$ 是高频变压器二次侧折射到一次侧后的等效分布电容。

$R_{L'}$ 是高频变压器二次侧折射到一次侧后的负载电阻。

此图是设计高频变压器的理论依据；实际应用中，励磁电感 L_m 、漏感 L_s 、分布电容 C_c 等是重点参数，需折衷考虑。

详细资料请参阅陈为、赵修科等专家教授的相关书籍和文档。

4. 高频功率二极管以 UFRD 和 SBD 应用较多, 如 IXYS 的 DSEI30-06A、DSEI30-10A、DSEI30-12A、DSEI60-10A、DSEI2*61-112B 等。其等效模型如下图 2-6 所示:

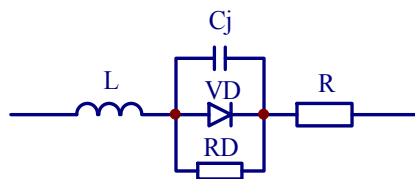


图 2-6 高频功率二极管等效模型

其中, V_D 是理想二极管.

R_D 是表示反向阻断能力之 V_D 并联电阻.

C_j 是结电容 (扩散电容和势垒电容) .

L 是封装引线电感.

R 是封装引线电阻.

高频功率二极管的开关特性主要是指其正向开通特性和关断时的反向恢复特性。其特性如下图 2-7 和图 2-8 所示:

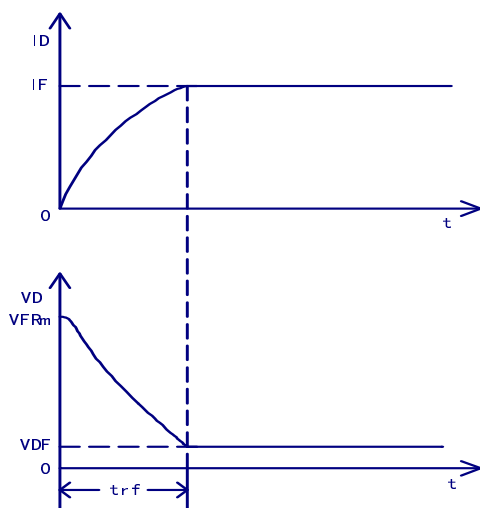


图 2-7 开通正向恢复特性

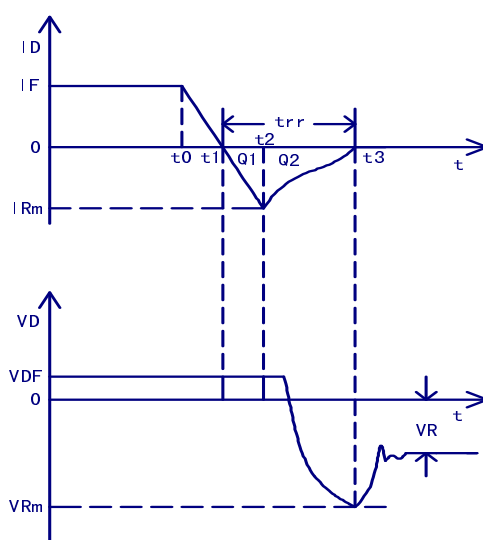


图 2-8 关断反向恢复特性

其中, 反向恢复电荷 $Q_r = Q_1 + Q_2 = \int_0^{t_{rr}} i_{rr} dt \approx \frac{1}{2} I_{Rm} \cdot t_{rr}$.

反向恢复时间 $t_{rr} = t_{12} + t_{23}$.

由图可知, 在硬开关环境下, 反向恢复电荷 Q_r 越多, 反向恢复时间 t_{rr} 越长, 反向恢复过程的损耗就越大。

5. (1) 功率 MOS 以低栅荷和 CoolMOS 应用较多，如 IXYS 的 IXFK27N80Q、infineon 的 SPW17N80C3 、SPW47N60C3 等。其等效模型如下图 2-9 所示：

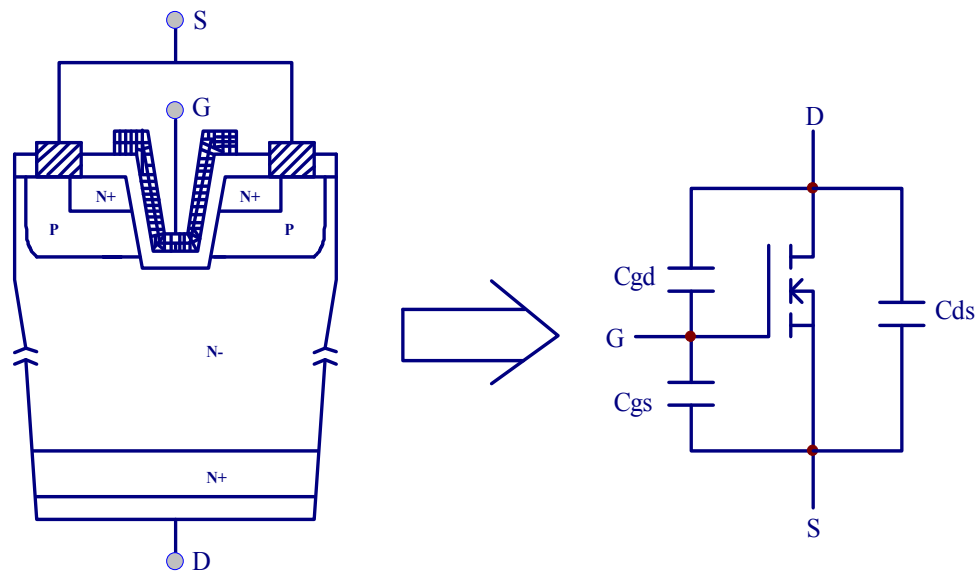


图 2-9 功率 MOS 等效模型

其中， $C_{iss}=C_{gs}+C_{gd}$ (DS 间短接)

$C_{oss}=C_{ds}+C_{gd}$ (GS 间短接)

$C_{rss}=C_{gd}$

- (2) IGBT 是兼顾 GTR 和功率 MOS 两者优点之复合器件。其等效模型如下图 2-10 所示：

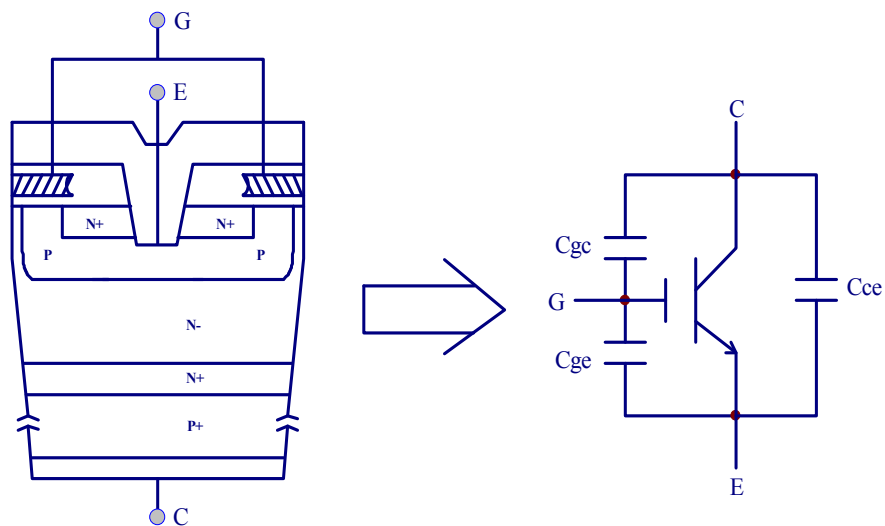


图 2-10 IGBT 等效模型

其中， $C_{iss}=C_{ge}+C_{gc}$ (DS 间短接)

$C_{oss}=C_{ce}+C_{gc}$ (GS 间短接)

$C_{rss}=C_{gc}$

由图 2-9 和图 2-10 可知，两者结构上的主要差异是 IGBT 比功率 MOS 增加了一个漏注入区 P^+ 层，它直接通向集电极。这种结构差异决定了 IGBT 和功率 MOS 特性之不同。

- ① 功率 MOS 仅有少数漂移形成电流，无电导调制效应，其导通电阻远大于 IGBT，同样功率等级的器件，其芯片面积是 IGBT 的 3 倍以上。

② 功率 MOS 的反馈电容 C_{rss} 由 C_{gd} 决定；而 IGBT 的反馈电容是 C_{gc} 与 C_{PN} (P^+ 层和 N 层之间形成的结电容) 串联后的电容，其反馈电容 C_{rss} 比功率 MOS 的小很多。一般的，对于同样电压/电流等级的器件，功率 MOS 的输出电容 C_{oss} 是 IGBT 的 5~15 倍。

③ 对 IGBT 来说，流经 N 漂移区的电子在进入 P^+ 区时，会导致正电荷载流子（空穴）由 P^+ 区注入 N 区。这些被注入的空穴既从漂移区流向发射极端的 P 区，也经由 MOS 沟道及 N^+ 区横向流入发射极，于是在 N 漂移区内，构成主电流（集电极电流 I_C ）的载流子出现过盈现象；与功率 MOS 不同，IGBT 的 N 区并没有外引电极，因此器件关断过程中不能采用抽流的方法来降低 N 区的过剩载流子，这些空穴只能依靠自然复合，集电极电流 I_C 存在一个拖尾电流。

综上①、②、③可知，在硬开关环境下，功率 MOS 的开关损耗主要来自开通损耗，而 IGBT 则主要是由关断损耗引起的。因此在软开关环境下，功率 MOS 和 IGBT 应分别工作于 ZVS/ZCS 之条件为最佳。

详细资料请参阅林渭勋教授所著《现代电力电子技术》一书及其它相关书籍和文档。

附言

1. 开关电源的基本性能要求

- **可靠性高：** 即要求开关电源能适应不同的工作环境，平均无故障工作时间 $MTBF \geq 10$ 万小时。
- **可维修性好：** 即减少对维修人员的技术要求，平均故障维修时间 $MTTR \leq 30$ 分钟。
- **电气性能好：** 即要求开关电源满足相关的技术指标或相应的技术规范要求。
- **安全性高：** 即要求开关电源应符合相关标准或规范中规定的安全性指标。
- **功率密度高：** 即要求开关电源在单位体积和单位质量下的功率容量大。
- **性价比高：** 即要求减小开关电源的研制、开发、生产、试验和使用维修费用。

2. 开关电源的框架结构设计

从电力电子装置需要满足一定的静态指标和动态指标的角度出发，开关电源的设计可分为主回路设计和控制系统设计。一款高品质的开关电源应同时具备精心设计的主回路和优秀的控制系统设计，与控制系统设计相关联的技术指标有电源调整率、负载调整率、输出精度、动态响应、纹波和噪音、(N+1) 冗余的不均流度等。

3. 开关电源设计的重点和难点

在开关电源设计中，让许多工程师感到头疼的是高频变压器及储能电感的设计、反馈回路稳定性的设计和整机的热设计。但巧合的是，它既是开关电源设计的重点，又是其设计的难点。

- **高频变压器及储能电感的设计：** 在开关电源中，高频变压器和储能电感的工作频率 $f \geq 20\text{KHz}$ ，由于分布参数的影响不能忽略，使定性和定量分析的过程变得非常繁琐和复杂。鉴于此，它的设计往往是定量计算和试验优化两者有机结合的过程。
- **反馈回路稳定性的设计：** 在 DC/DC 变换器中，储能电感和储能电容构成二阶非线性网络。于是，补偿网络须由一个有源的二阶滤波器组成，才能满足相位裕量 $\varphi = 45^\circ$ 和增益裕量 $G(s) = 10\text{dB}$ 的要求，从而达到系统稳定设计之目的。补偿网络的设计通常采用对 DC/DC 变换器进行动态建模的方法理论推导 → 得到系统的传递函数 → 再得到幅频特性和相频特性的波特图法。
- **整机的热设计：** 在开关电源中，功率半导体器件（FRD、UFRD、SBD、IGBT 和功率 MOS 等）是关键元器件之一，也是主要的热源（ $\geq 50\%P_{\text{损耗}}$ ）；半导体材料的温度敏感性是其先天性的缺陷，所以为功率器件设计一个合理的低热阻的热流通道，迅速转移功率器件产生的热量，是整机安全可靠运行的重要保障。

- **整机的布局：**与线性电源相比，开关电源的优越性是不言而喻的；但由于开关电源是一个工作频率较高的强功率源，会干扰机内的其它电路，向周围空间产生辐射骚扰，对同一电网中其它用电设备带来高频传导干扰等等；这样，电磁兼容 EMC 的问题也凸显出来。由此可知，电磁兼容 EMC 的设计在整机布局中与热设计一样重要。

所阅读的相关书籍：

开关电源的原理与设计	蔡宣三，张占松著
开关电源设计(第2版)	(Abraham I.pressman)著，王志强等译
精通开关电源设计	(Sanjaya ManiKtala)著，王志强等译
现代高频开关电源技术及应用	刘凤君著
电力电子系统建模及控制	徐德鸿著
开关电源功率变换器拓扑与设计	张兴柱著
开关稳定电源设计与应用	李定宣著
高频开关电源实用新技术	刘胜利著
现代电力电子电路	林渭勋著
脉宽调制 DC / DC 全桥变换器的软开关技术	阮新波，严仰光著
直流开关电源的软件开关技术	阮新波，严仰光著
三电平直流变换器及其软开关技术	阮新波著
.....	

邮箱：fuggeems@163.com