

《精通开关电源设计》笔记

三种基础拓扑 (buck boost buck-boost) 的电路基础:

- 1, 电感的电压公式 $V = L \frac{dI}{dt} = L \frac{\Delta I}{\Delta T}$, 推出 $\Delta I = V \times \Delta T / L$
- 2, sw 闭合时, 电感通电压 V_{ON} , 闭合时间 t_{ON} sw 关断时, 电感电压 V_{OFF} , 关断时间 t_{OFF}
- 3, 功率变换器稳定工作的条件: $\Delta I_{ON} = \Delta I_{OFF}$ 即, 电感在导通和关断时, 其电流变化相等。
那么由 1, 2 的公式可知, $V_{ON} = L \times \Delta I_{ON} / \Delta t_{ON}$, $V_{OFF} = L \times \Delta I_{OFF} / \Delta t_{OFF}$, 则稳定条件为**伏秒定律**: $V_{ON} \times t_{ON} = V_{OFF} \times t_{OFF}$
- 4, 周期 T , 频率 f , $T = 1/f$, 占空比 $D = t_{ON} / T = t_{ON} / (t_{ON} + t_{OFF}) \rightarrow t_{ON} = D/f = TD$
 $\rightarrow t_{OFF} = (1-D) / f$

电流纹波率 r P51 52

$r = \Delta I / I_L = 2I_{AC} / I_{DC}$ 对应最大负载电流值和最恶劣输入电压值

$\Delta I = E_v / L \mu_H$ $E_v = V \times \Delta T$ (时间为微秒) 为伏微秒数, $L \mu_H$ 为微亨电感, 单位便于计算

$r = E_v / (I_L \times L \mu_H) \rightarrow I_L \times L \mu_H = E_v / r \rightarrow L \mu_H = E_v / (r \times I_L)$ 都是由电感的电压公式推导出来

r 选值一般 0.4 比较合适, 具体见 P53

电流纹波率 $r = \Delta I / I_L = 2I_{AC} / I_{DC}$ 在临界导通模式下, $I_{AC} = I_{DC}$, 此时 $r = 2$ 见 P51

$r = \Delta I / I_L = V_{ON} \times D / Lf I_L = V_{OFF} \times (1-D) / Lf I_L \rightarrow L = V_{ON} \times D / rf I_L$

电感量公式: $L = V_{OFF} \times (1-D) / rf I_L = V_{ON} \times D / rf I_L$

设置 r 应注意几个方面:

A, $I_{PK} = (1+r/2) \times I_L \leq$ 开关管的最小电流, 此时 r 的值小于 0.4, 造成电感体积很大。

B, 保证负载电流下降时, 工作在连续导通方式 P24-26,

最大负载电流时 $r' = \Delta I / I_{LMAX}$, 当 $r = 2$ 时进入临界导通模式, 此时 $r = \Delta I / I_x = 2 \rightarrow$

负载电流 $I_x = (r'/2) I_{LMAX}$ 时, 进入临界导通模式, 例如: 最大负载电流 3A, $r' = 0.4$, 则负载电流为 $(0.4/2) \times 3 = 0.6A$ 时, 进入临界导通模式

避免进入临界导通模式的方法有 1, 减小负载电流 2, 减小电感 (会减小 ΔI , 则减小 r) 3, 增加输入电压 P63

电感的能量处理能力 $1/2 \times L \times I^2$

电感的能量处理能力用峰值电流计算 $1/2 \times L \times I_{PK}^2$, 避免磁饱和。

确定几个值: r 要考虑最小负载时的 r 值 负载电流 I_L I_{PK} 输入电压范围 V_{IN} 输出电压 V_O

最终确认 L 的值

基本磁学原理: P71 —— 以后花时间慢慢看《电磁场与电磁波》用于 EMC 和变压器

H 场: 也称磁场强度, 场强, 磁化力, 叠加场等。单位 A/m

B 场: 磁通密度或磁感应。单位是特斯拉 (T) 或韦伯每平方米 Wb/m^2

恒定电流 I 的导线, 每一线元 dl 在点 p 所产生的磁通密度为 $dB = k \times I \times dl \times a_R / R^2$

dB 为磁通密度, dl 为电流方向的导线线元, a_R 为由 dl 指向点 p 的单位矢量, 距离矢量为 R , R 为从电流元 dl 到点 p 的距离, k 为比例常数。

在 SI 单位制中 $k = \mu_0 / 4\pi$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$ 为真空的磁导率。

则代入 k 后, $\text{dB} = \mu_0 \times I \times \text{dl} \times R / 4\pi R^3$ 对其积分可得 $B = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_C \frac{I \text{dl} \times R}{R^3}$

磁通量: 通过一个表面上 B 的总量 $\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{ds}$, 如果 B 是常数, 则 $\Phi = BA$, A 是表

面积

$H = B/\mu \rightarrow B = \mu H$, μ 是材料的磁导率。空气磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$

法拉第定律 (楞次定律): 电感电压 V 与线圈匝数 N 成正比与磁通量变化率

$$V = N \times \text{d}\Phi / \text{dt} = NA \times \text{dB} / \text{dt}$$

线圈的电感量: 通过线圈的磁通量相对于通过它的电流的比值 $L = H * N\Phi / I$

磁通量 Φ 与匝数 N 成正比, 所以电感量 L 与匝数 N 的平方成正比。这个比例常数叫电感常数,

用 A_L 表示, 它的单位是 $\text{nH}/\text{匝数}^2$ (有时也用 $\text{nH}/1000 \text{匝数}^2$) $L = A_L * N^2 * 10^{-9} \text{H}$

所以增加线圈匝数会急剧增加电感量

若 H 是一闭合回路, 可得该闭合回路包围的电流总量 $\oint H \text{dl} = IA$, **安培环路定律**

结合楞次定律和电感等式 $V = L \frac{\text{d}I}{\text{d}t}$ 可得到

$$V = N \times \text{d}\Phi / \text{dt} = NA \times \text{dB} / \text{dt} = L \times \text{d}I / \text{dt}$$

可得功率变换器 2 个关键方程:

$$\Delta B = L \Delta I / NA \text{ 非独立电压方程} \rightarrow B = LI / NA$$

$$\Delta B = V \Delta t / NA \text{ 独立电压方程} \rightarrow B_{AC} = \Delta B / 2 = V_{ON} \times D / 2NAf \text{ 见 P72-73}$$

N 表示线圈匝数, A 表示磁心实际几何面积 (通常指中心柱或磁心资料给出的有效面积 A_e)

$B_{PK} = LI_{PK} / NA$ 不能超过磁心的饱和磁通密度

由公式知道, 大的电感量, 需要大的体积, 否则只增加匝数不增加体积会让磁心饱和

磁场纹波率对应电流纹波率 r

$$r = 2I_{AC} / I_{DC} = 2B_{AC} / B_{DC}$$

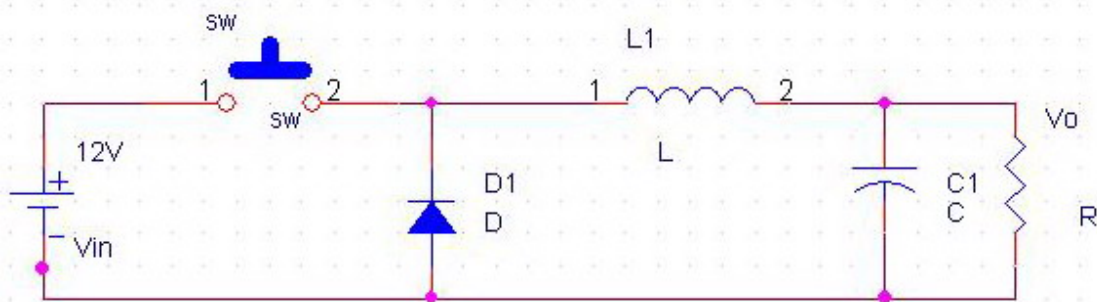
$$B_{PK} = (1 + r/2) B_{DC} \rightarrow B_{DC} = 2B_{PK} / (r + 2)$$

$$B_{PK} = (1 + 2/r) B_{AC} \rightarrow B_{AC} = r B_{PK} / (r + 2) \rightarrow \Delta B = 2 B_{AC} = 2r B_{PK} / (r + 2)$$

磁心损耗, 决定于磁通密度摆幅 ΔB , 开关频率和温度

磁心损耗 = 单位体积损耗 \times 体积, 具体见 P75-76

Buck 电路



5. 电容的输入输出平均电流为 0，在整个周期内电感平均电流 = 负载平均电流，所以有：

$$I_L = I_o$$

6. 二极管只在 sw 关断时流过电流，所以 $I_D = I_L \times (1-D)$

7. 则平均开关电流 $I_{sw} = I_L \times D$

8. 由基尔霍夫电压定律知：

$$\begin{aligned} \text{SW 导通时: } V_{IN} &= V_{ON} + V_O + V_{SW} \rightarrow V_{ON} = V_{IN} - V_O - V_{SW} \\ &\approx V_{IN} - V_O \text{ 假设 } V_{SW} \text{ 相比足够小} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_O &= V_{IN} - V_{ON} - V_{SW} \\ &\approx V_{IN} - V_{ON} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{SW 关断时: } V_{OFF} &= V_O + V_D \rightarrow V_O = V_{OFF} - V_D \\ &\approx V_{OFF} \text{ 假设 } V_D \text{ 相比足够小} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 9. \text{ 由 3、4 可得 } D &= t_{ON} / (t_{ON} + t_{OFF}) \\ &= V_{OFF} / (V_{OFF} + V_{ON}) \end{aligned}$$

$$\text{由 8 可得: } D = V_O / \{ (V_{IN} - V_O) + V_O \}$$

$$D = V_O / V_{IN}$$

10. 直流电流 I_{DC} = 电感平均电流 I_L ，即 $I_{DC} = I_L = I_o$ 见 5

$$11. \text{ 纹波电流 } I_{AC} = \Delta I / 2 = V_{IN} (1-D) D / 2L f = V_O (1-D) / 2L f$$

由 1, 3、4、9 得，

$$\begin{aligned} \Delta I &= V_{ON} \times t_{ON} / L \\ &= (V_{IN} - V_O) \times D / L f = (V_{IN} - D V_{IN}) \times D / L f = V_{IN} (1-D) D / L f \end{aligned}$$

$$\Delta I / t_{ON} = V_{ON} / L = (V_{IN} - V_O) / L$$

$$\begin{aligned} \Delta I &= V_{OFF} \times t_{OFF} / L \\ &= V_O T (1-D) / L \\ &= V_O (1-D) / L f \end{aligned}$$

$$\Delta I / t_{OFF} = V_{OFF} / L = V_O / L$$

12. 电流纹波率 $r = \Delta I / I_L = 2I_{AC} / I_{DC}$ 在临界导通模式下， $I_{AC} = I_{DC}$ ，此时 $r = 2$ 见 P51

$$\begin{aligned} r &= \Delta I / I_L = V_{ON} \times D / L f I_L = (V_{IN} - V_O) \times D / L f I_L \\ &= V_{OFF} \times (1-D) / L f I_L = V_O \times (1-D) / L f I_L \end{aligned}$$

$$13. \text{ 峰峰电流 } I_{PP} = \Delta I = 2I_{AC} = r \times I_{DC} = r \times I_L$$

$$14. \text{ 峰值电流 } I_{PK} = I_{DC} + I_{AC} = (1+r/2) \times I_{DC} = (1+r/2) \times I_L = (1+r/2) \times I_o$$

最恶劣输入电压的确定：

V_o 、 I_o 不变， V_{IN} 对 I_{PK} 的影响：

$$D = V_O / V_{IN} \quad V_{IN} \text{ 增加 } \uparrow \rightarrow D \downarrow \rightarrow \Delta I \uparrow, I_{DC} = I_o, \text{ 不变, 所以 } I_{PK} \uparrow$$

要在 V_{IN} 最大输入电压时设计 buck 电路 p49-51

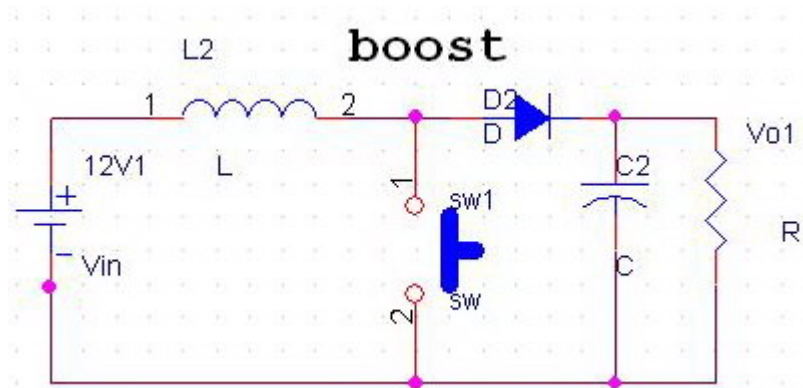
例题：变压器的电压输入范围是 15-20v，输出电压为 5v，最大输出电流是 5A。如果开关频率是 200KHZ，那么电感的推荐值是多大？

解：也可以用伏微秒数快速求解，见 P69

- (1) buck 电路在 $V_{INMAX}=20V$ 时设计电感
- (2) 由 9 得到 $D=V_O/V_{IN}=5/20=0.25$
- (3) $L=V_O \times (1-D) / r_f I_L=5*(1-0.25)/(0.4*200*10^3*5)=9.375 \mu H$
- (4) $I_{PK}=(1+r/2) \times I_O=(1+0.4/2) * 5=6A$
- (5) 需要 9.375 μH 6A 附近的电感

例题：buck 变换器，电压输入范围是 18-24v，输出电压为 12v，最大负载电流是 1A。期望电流纹波率为 0.3（最大负载电流处），假设 $V_{SW}=1.5V$ ， $V_D=0.5V$ ，并且 $f=150KHz$ 。那么选择一个产品电感并验证这些应用。

解：buck 电路在最大输入电压 $V_{IN}=24V$ 时设计



15, 二极管只在 sw 关断时流过电流 = 负载电流，所以 $I_D=I_L \times (1-D) = I_O$

16, 则平均开关电流 $I_{sw}=I_L \times D$

17, 由基尔霍夫电压定律知：

Sw 导通时：

$$V_{IN} = V_{ON} + V_{SW} \rightarrow V_{ON} = V_{IN} - V_{SW}$$

$$V_{ON} \approx V_{IN} \quad \text{假设 } V_{SW} \text{ 相比足够小}$$

Sw 关断时：

$$V_{OFF} + V_{IN} = V_O + V_D \rightarrow V_O = V_{OFF} + V_{IN} - V_D$$

$$V_O \approx V_{OFF} + V_{IN} \quad \text{假设 } V_D \text{ 相比足够小}$$

$$V_{OFF} = V_O + V_D - V_{IN}$$

$$V_{OFF} \approx V_O - V_{IN}$$

18, 由 3、4 可得 $D = t_{ON} / (t_{ON} + t_{OFF})$

$$= V_{OFF} / (V_{OFF} + V_{ON})$$

由 17 可得： $D = (V_O - V_{IN}) / \{ (V_O - V_{IN}) + V_{IN} \}$

$$= (V_O - V_{IN}) / V_O$$

$$\rightarrow V_{IN} = V_O \times (1-D)$$

19, 直流电流 I_{DC} = 电感平均电流 I_L ，即 $I_{DC} = I_O / (1-D)$

20, 纹波电流 $I_{AC} = \Delta I / 2 = V_{IN} \times D / 2Lf = V_O (1-D) D / 2Lf$

由 1, 3、4、17, 18 得，

$$\Delta I = V_{ON} \times t_{ON} / L = V_{IN} \times TD / L$$

$$=V_{IN} \times D / Lf$$

$$\Delta I / t_{ON} = V_{ON} / L = V_{IN} / L$$

$$\Delta I = V_{OFF} \times t_{OFF} / L$$

$$= (V_O - V_{IN}) T (1-D) / L$$

$$= V_O (1-D) D / Lf$$

$$\Delta I / t_{OFF} = V_{OFF} / L = (V_O - V_{IN}) / L$$

21, 电流纹波率 $r = \Delta I / I_L = 2I_{AC} / I_{DC}$ 在临界导通模式下, $I_{AC} = I_{DC}$, 此时 $r=2$ 见 P51

$$r = \Delta I / I_L = V_{ON} \times D / Lf I_L = V_{OFF} \times (1-D) / Lf I_L \rightarrow L = V_{ON} \times D / rf I_L$$

$$r = V_{ON} \times D / Lf I_L = V_{IN} \times D / Lf I_L$$

$$= V_{OFF} \times (1-D) / Lf I_L = (V_O - V_{IN}) \times (1-D) / Lf I_L$$

电感量公式: $L = V_{OFF} \times (1-D) / rf I_L = V_{ON} \times D / rf I_L$

r 的最佳值为 0.4, 见 P52

22, 峰峰电流 $I_{PP} = \Delta I = 2I_{AC} = r \times I_{DC} = r \times I_L$

23, 峰值电流 $I_{PK} = I_{DC} + I_{AC} = (1+r/2) \times I_{DC} = (1+r/2) \times I_L = (1+r/2) \times I_O / (1-D)$

最恶劣输入电压的确定: 要在 V_{IN} 最小输入电压时设计 boost 电路 p49-51

例题: 输入电压范围 12-15V, 输出电压 24V, 最大负载电流 2A, 开关管频率分别为 100KHz、200KHz、1MHz, 那么每种情况下最合适的电感量分别是多少? 峰值电流分别是多大? 能量处理要求是什么?

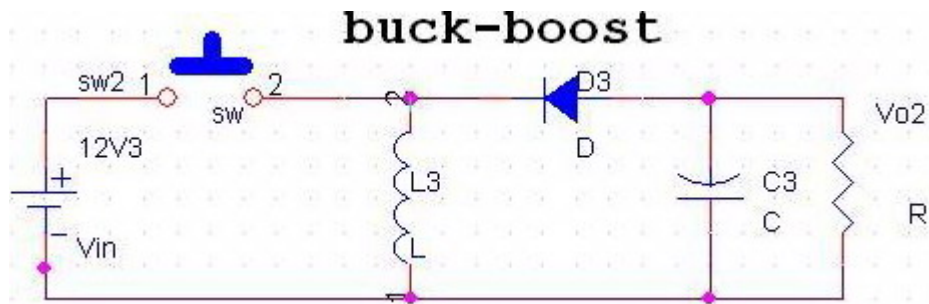
解: 只考虑最低输入电压时, 即 $V_{IN} = 12V$ 时, $D = (V_O - V_{IN}) / V_O = (24-12) / 24 = 0.5$

$$I_L = I_O / (1-D) = 2 / (1-0.5) = 4A$$

若 $r=0.4$, 则 $I_{PK} = (1+r/2) \times I_L = (1+0.5/2) \times 4 = 4.8A$

$$\text{电感量 } L = V_{ON} \times D / r I_L f = 12 \times 0.5 / 0.4 \times 4 \times 100 \times 1000 = 37.5 \mu H = 37.5 \times 10^{-6} H$$

$$f = 200KHz \quad L = 18.75 \mu H, \quad f = 1MHz \quad L = 3.75 \mu H$$



24, 二极管只在 sw 关断时流过电流 = 负载电流, 所以 $I_D = I_L \times (1-D) = I_O$

25, 则平均开关电流 $I_{sw} = I_L \times D$

26, 由基尔霍夫电压定律知:

Sw 导通时:

$$V_{IN} = V_{ON} + V_{SW} \rightarrow V_{ON} = V_{IN} - V_{SW} \approx V_{IN} \quad \text{假设 } V_{SW} \text{ 相比足够小}$$

Sw 关断时:

$$V_{OFF} = V_O + V_D \rightarrow V_O = V_{OFF} - V_D \approx V_{OFF} \quad \text{假设 } V_D \text{ 相比足够小}$$

$$V_{OFF} \approx V_O$$

27, 由 3、4 可得 $D = t_{ON} / (t_{ON} + t_{OFF})$

$$=V_{OFF}/(V_{OFF} + V_{ON})$$

由 26 可得: $D=V_O/(V_O+V_{IN})$

$$\rightarrow V_{IN}=V_O \times (1-D)/D$$

28, 直流电流 I_{DC} =电感平均电流 I_L , 即 $I_{DC} \equiv I_L = I_O / (1-D)$

29, 纹波电流 $I_{AC} = \Delta I / 2 = V_{IN} \times D / 2Lf = V_O (1-D) / 2Lf$

由 1, 3、4、26, 27 得,

$$\Delta I = V_{ON} \times t_{ON} / L = V_{IN} \times TD / L$$

$$= V_{IN} \times D / Lf$$

$$\Delta I / t_{ON} = V_{ON} / L = V_{IN} / L$$

$$\Delta I = V_{OFF} \times t_{OFF} / L$$

$$= V_O T (1-D) / L$$

$$= V_O (1-D) / Lf$$

$$\Delta I / t_{OFF} = V_{OFF} / L = V_O / L$$

30, 电流纹波率 $r = \Delta I / I_L = 2I_{AC} / I_{DC}$ 在临界导通模式下, $I_{AC} = I_{DC}$, 此时 $r=2$ 见 P51

$$r = \Delta I / I_L = V_{ON} \times D / Lf I_L = V_{OFF} \times (1-D) / Lf I_L \rightarrow L = V_{ON} \times D / rf I_L$$

$$r = V_{ON} \times D / Lf I_L = V_{IN} \times D / Lf I_L \quad r = V_{OFF} \times (1-D) / Lf I_L = V_O \times (1-D) / Lf I_L$$

31, 峰峰电流 $I_{PP} = \Delta I = 2I_{AC} = r \times I_{DC} = r \times I_L$

32, 峰值电流 $I_{PK} = I_{DC} + I_{AC} = (1+r/2) \times I_{DC} = (1+r/2) \times I_L = (1+r/2) \times I_O / (1-D)$

最恶劣输入电压的确定: 要在 V_{IN} 最小输入电压时设计 buck-boost 电路 p49-51

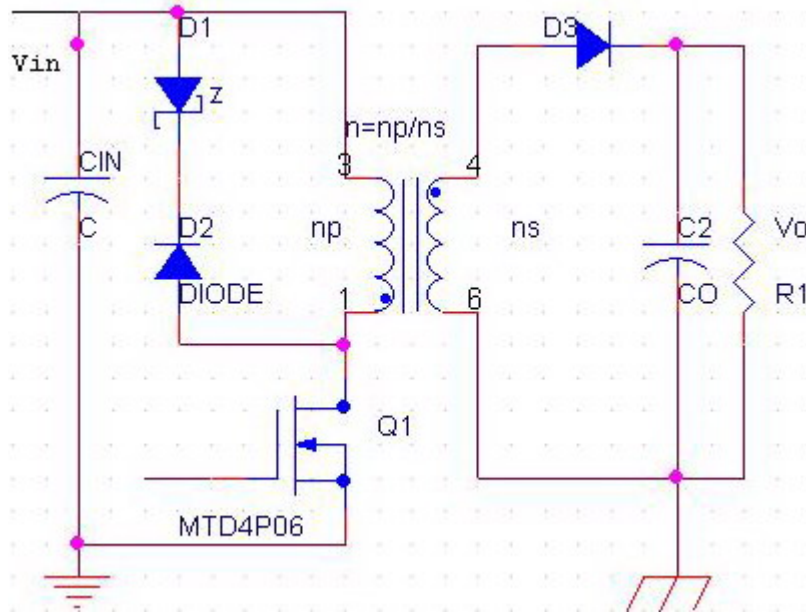
第 3 章 离线式变换器设计与磁学技术

在正激和反激变换器中, 变压器的作用: 1、电网隔离 2、变压器“匝比”决定恒比降压转换功能。

绕组同名端, 当一个绕组的标点端电压升至某一较高值时, 另一个绕组标点端电压也会升至较高值。同样, 所有标点端电压也可以同一时间变低。因为它们绕组不相连, 但在同一个磁心上, 磁通量的变化相同。P89

漏感: 可看作与变压器一次电感串联的寄生电感。开关关断的时刻, 流过这两个电感的电流为 I_{PKP} , 也即为一次电流峰值。然而, 当开关关断时, 一次电感所存储的能量可沿续流通路(通过输出二极管)传递, 但是漏感能量却无传递通路, 所以就以高压尖峰形式表现出来。一般把尖峰简单的消耗掉

反激变换器



P93

	一次等效模型	二次等效模型
V_{in}	V_{IN}	$V_{INR} = V_{IN} / n$
i_{in}	I_{IN}	$I_{INR} = I_{IN} * n$
C_{in}	C_{IN}	$n^2 * C_{IN}$
l	L_p	$L_s = L_p / n^2$
V_{sw}	V_{sw}	V_{sw} / n
V_o	$V_{OR} = V_o * n$	V_o
i_{out}	$I_{OR} = I_o / n$	I_o
中心值	$I_{OR} / (1-D) = I_o / [n * (1-D)]$	$I_o / (1-D)$
C_o	C_o / n^2	C_o
V_d	$V_D * n$	V_D
占空比	D	D
纹波率	r	r

反激在轻负载时进入 DCM，在重载时进入 CCM 模式

例子：P96

74w 的常用输入 90VAC~270VAC 反激变换器，欲设计输出为 5A/10A 和 12V/2A。设计合适的反激变压器，假定开关频率为 150KHz，同时，尽量使用较经济的额定值为 600V 的 MOSFET。

解：

反激可简化为 buck-boost 拓扑

1, 确定 V_{OR} 和 V_Z

最大输入电压时,加在变化器上的整流直流电压是 $V_{INMAX} = \sqrt{2} * V_{ACMAX} = 270\sqrt{2} = 382V$

Mosfet 的额定电压 600v, 裕量取 30v, 漏极的尖峰电压为 $V_{IN} + V_Z = 382 + V_Z \leq 570$

$V_Z \leq 188V$, 需选取标准的 180v 稳压管

$V_Z / V_{OR} = 1.4$ 时, 稳压管消耗明显下降, 则 $V_{OR} = V_Z / 1.4 = 128V$

匝比

假设 5V 输出二极管正向压降为 0.6V, 则匝比为:

$$n = V_{OR} / (V_O + V_D) = 128 / (5 + 0.6) = 22.86$$

最大占空比 (理论值)

$$V_{INMIN} = \sqrt{2} * V_{ACMAX} = 90\sqrt{2} = 127V$$

$$D = V_{OR} / (V_{OR} + V_{INMIN}) = 128 / (128 + 127) = 0.5 \text{ 这时为 } 100\% \text{ 效率}$$

一次与二次有效负载电流

若输出功率集中在 5V, 其负载电流为

$$I_O = 74 / 5 \approx 15A$$

$$\text{一次输入负载电流为 } I_{OR} = I_O / n = 15 / 22.86 = 0.656A$$

占空比

$$\text{输入功率 } P_{IN} = P_O / \text{效率} = 74 / 0.7 = 105.7W$$

$$\text{平均输入电流 } I_{IN} = P_{IN} / V_{IN} = 105.7 / 127 = 0.832A$$

$I_{IN} / D = I_{LR}$ 因为输入电流只在开关导通时才有

$I_{OR} / (1 - D) = I_{LR}$ 因为输出电流只在开关断开时才有

$$I_{IN} / D = I_{OR} / (1 - D) \rightarrow D = I_{IN} / (I_{IN} + I_{OR}) = 0.832 / (0.832 + 0.656) = 0.559$$

一次和二次电流斜坡实际中心值

二次电流斜坡中心值为 (集中功率时)

$$I_L = I_O / (1 - D) = 15 / (1 - 0.559) = 34.01A$$

一次电流斜坡中心值

$$I_{LR} = I_L / n = 34.01 / 22.86 = 1.488A$$

峰值开关电流

取 $r = 0.5$

$$\text{则 } I_{PK} = (1 + r/2) \times I_{LR} = 1.25 \times 1.488 = 1.86A$$

伏秒数

输入电压为 V_{INMIN} 时, $V_{ON} = V_{IN} = 127V$

$$\text{导通时间 } t_{ON} = D / f = 0.559 / 150 * 10^3 = 3.727\mu s$$

$$\text{所以伏秒数为 } Et = V_{ON} \times t_{ON} = 127 \times 3.727 = 473 V\mu s$$

一次电感

$$L \mu_H = E_t / (r * I_{LR}) = 473 / (0.5 * 1.488) = 636 \mu H$$

离线式变压器，需降低高频铜耗、减小变压器体积等各种原因，r 通常取 0.5

磁心选择 P99，为经验公式，待实践

$$\text{磁心面积 } A_e = 1.11 \text{ CM}^2$$

匝数

如前面的电压相关方程 $B = LI/NA$ ，则 $N = LI/BA$ ，此时的 B 应该为 ΔB

$LI = \text{伏秒数 } E_t$ ， $\Delta B = 2 B_{AC} = 2r B_{PK} / (r+2)$ 铁氧体磁心 $B_{PK} \leq 0.3T$

则有一次绕组匝数（和书上的计算公式不一样，需要公式变换）

$$n_p = LI / (\Delta B * A_e)$$

$$= E_t / \{ [2r B_{PK} / (r+2)] * A \}$$

$$= (1+2/r) * E_t / (2 B_{PK} * A_e)$$

$$= 473 * 10^{-6} (1+2/0.5) / (2 * 0.3 * 1.11 * 10^{-4})$$

$$= 35.5 \text{ 匝}$$

则 5V 输出的匝数是 $n_s = n_p/n = 35.5/22.86 = 1.55 \text{ 匝} \approx 2 \text{ 匝}$ 取整数

反过来计算 $n_p = n_s * n = 2 * 22.86 = 45.72 \approx 46 \text{ 匝}$

12V 绕组的匝数是 $[(12+1) / (5+0.6)] * 2 = 4.64 \approx 5 \text{ 匝}$ ，二极管压降分别取 1V 和 0.6V

实际的磁通密度变化范围

$$\Delta B = LI/NA = E_t / NA = 0.0926 \text{ T}$$

$$B_{PK} = \Delta B (r+2) / 2r = 0.2315 \text{ T}$$

磁隙

磁芯间距

导线规格和铜皮厚度选择

是个问题，后续看

反激电源设计实例：34006820 的待机部分，变压器 11003877

20w 待机电源 5V/4A，超薄电源用，要求变压器体积小，待机电流小于 30mA，开关频率 67KHz，电压输入范围 85-264VAC，650V 的芯片内置 MOSFET

1，假设 效率 $\eta=0.75$

$$P_o=20W$$

$$P_{in}=P_o/\eta=20/0.75=26.667W$$

2，DC 电压输入范围：

最小输入电压 $V_{DCMIN}=\sqrt{2} * 85=120.19V$ ，如下图，电容充电的问题，电压有 10%—15% 的

变化，所以 $V_{DCMIN}=120.19*0.9=108.2V$ $V_{DCMAX}=\sqrt{2} * 264=373.3V$

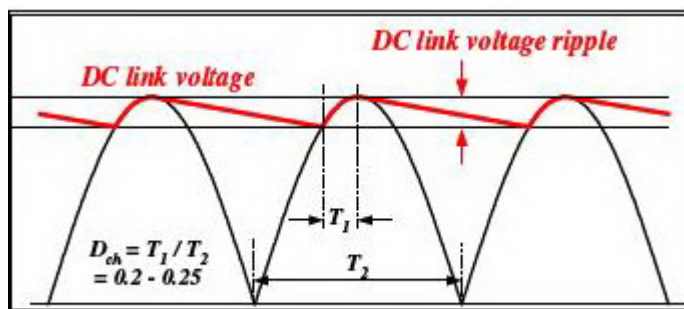


图 2：DC 电压波形

3，确定最大占空比 D_{MAX}

在 CCM 下，一般 D 小于 0.5，避免谐波振荡。取典型值 $D_{MAX}=0.43$

$$\text{反射电压 } V_{RO}=[D_{MAX}/(1-D_{MAX})] \times V_{DCMIN}=0.43/(1-0.43) * 120.19=90.67V$$

公式原理是初级次级绕在同一个磁心上，其磁通总量 $\Delta \Phi$ 相等 P90

变压器的磁心面积一样，不同的就是匝数

初级的 $\Delta \Phi_p=\Delta B_p * A_e=\Delta B_s * A_e=\Delta \Phi_s$ 次级的磁通总量

$$\Delta B_p=V \Delta t/NA=V_{IN}t_{on}/N_p A_e=V_{DCMIN} * D_{MAX} / f N_p A_e \text{ 在开关导通时间}$$

$$\Delta B_s=V_o * t_{off}/ N_s A_e=(V_o+V_F) * (1-D_{MAX}) / f N_s A_e \text{ 在开关断开时间}$$

$$\text{推出 } V_{DCMIN} * D_{MAX} / N_p=(V_o+V_F) * (1-D_{MAX}) / N_s$$

$$\text{匝比 } n=N_p / N_s =V_{DCMIN} * D_{MAX} / [(V_o+V_F) * (1-D_{MAX})]=15.4 \text{ 实际为 } 14$$

$$V_{RO}=n (V_o+V_F) = V_{DCMIN} * D_{MAX} / (1-D_{MAX}) =108.2*0.43/0.57=81.625V$$

4，变压器的初级电感 L_p

反激有 CCM 和 DCM 两种工作模式，随负载和输入电压的变化而变化，超薄电源为将变压器最小化，将初级电感取小，在最小输入电压时，将电路工作在临界导通模式，则正常工作时都是在 DCM 模式。此时电流的纹波率 $r=2$

$$L = V_{ON} \times t_{ON} / \Delta I = V_{IN} \times D / f r_L = V_{IN} \times D / f r (P_{IN} / DV_{IN}) = (V_{INMIN} \times D_{MAX})^2 / f r P_{IN}$$

$$= (108.2 \times 0.43)^2 / (26.667 \times 2 \times 67 \times 10^3) = 605.8 \mu H \quad \text{实际 } 600 \mu H$$

5, 确定磁芯和初级线圈的最小匝数

选择磁心有有几种不同的公式, 有算磁心体积的, 有算磁心截面积和开窗面积乘积的。总之, 要适应本电源的实际应用, 就要选择扁平的磁心。

《精通开关电源设计》提供的公式磁心体积 $V_e = [0.7 \times (2+r)^2 / r] \times P_{IN} / f$ f 单位为 KHz p99
 $V_e = 2229 \text{mm}^3$ 实际选择变压器, 要求是扁平的形状, 压低高度, 利于超薄电源设计。

$$N_p = (1+2/r) \times V_{ON} \times D / (2 \times B_{PK} \times A_e \times f) = (1+2/r) \times V_{INMIN} \times D_{max} / (2 \times B_{PK} \times A_e \times f) \quad P100 P72$$

$$= (1+2/2) \times 120.19 \times 0.43 / (2 \times 0.3 \times 141 \times 10^{-6} \times 67 \times 10^3) = 16.4 \quad \text{如取 } B=0.2, \text{ 则 } N_p=24.6 \text{ 匝}$$

规格书没有磁心的 A_e , 实际测量的为 $A_e = 141 \text{mm}^2$, 供应商提供的实际变压器为 28 匝

6 确定输出匝数

$$\text{匝比 } n = N_p / N_s = V_{RO} / (V_o + V_F) = 90.67 / (5.1 + 0.6) = 15.91 \quad \text{实际为 } 14$$

则 5V 输出的匝数为 $N_s = 24.6 / 15.91 = 1.55$ 则为 2 匝, 1 匝漏感大, 实际是 2 匝

则 $N_p = 2 \times 15.91 = 31.82 = 32$ 匝, 实际 28 匝

$$\text{VCC 匝数为 } n = (V_{CC} + V_F) / (V_o + V_F) = (16 + 0.6) / (5.1 + 0.6) = 2.91$$

$$N_{VCC} = 2 \times 2.91 = 5.82 = 6 \text{ 匝, 实际为 } 7 \text{ 匝}$$

磁心气隙计算, 也有不同的计算方式

第 5 章 导通损耗和开关损耗

开关损耗与开关频率成正比

V_{gs} 电压增大, 到超过 MOSFET 提供的最大负载电流值后, 则是“过驱动”, 有助于减小导通电阻。

MOSFET 导通关断的损耗过程 P145

- 1、导通过程中, 开关两端电压, 直到电流转换完成才开始变化。即 V_I 有交迭
- 2、关断过程中, 直到开关两端电压转换完成, 其电流转换才开始

导通损耗, mosfet 的导通损耗与占空比有关, 与频率无关

寄生电容

有效输入电容 C_{iss} , 输出电容 C_{oss} , 反向传输电容 C_{rss} , 他们与极间电容的关系如下:

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$$

$$C_{rss} = C_{gd}$$

则有下式 (C_{iss} , C_{oss} , C_{rss} 在产品资料中有)

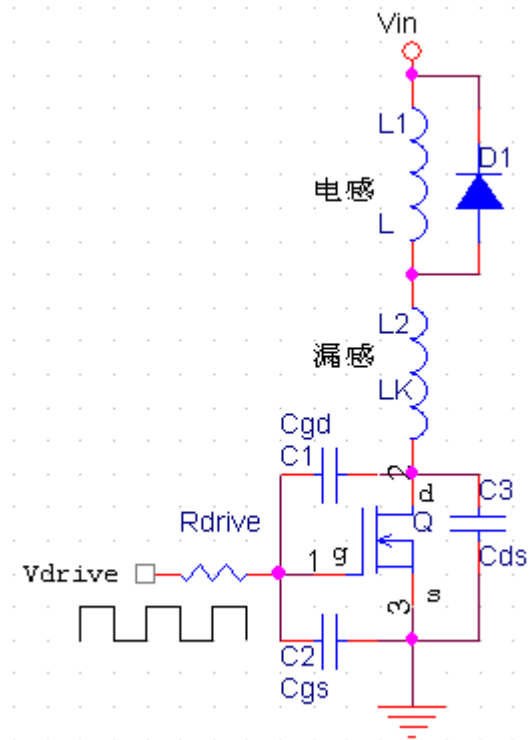
$$C_{gd} = C_{rss}$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss}$$

门极开启电压 V_t ，mosfet 的栅极有开启电压，只有栅极电压超过开启电压，才能使 mosfet 完全导通，即把流过 mosfet 的电流超过 1mA 时的状态定义为导通状态。

所以传导方程要改 $g=I_d/V_{gs} \rightarrow g=I_d/(V_{gs}-V_t)$



如上图简化模型，mosfet 导通和关断各有 4 个阶段 P150

导通是 I_d 电流先增加 t_2 ， V_d 电压后减小 t_3 。电流增加时间是对 C_g 充电从 V_t 到 V_t+I_o/g 的时间。电压减小的时间是利用 C_{gd} 流出电流 = 驱动电阻电流

关断是 V_d 电压先增加 t_2 ， I_d 电流后减少 t_3 。电压增加时间是利用 C_{gd} 流出电流 = 驱动电阻电流；电流减少是 C_g 放电从 V_t+I_o/g 到 V_t 的时间

t1 阶段

导通过程 t_1 ，

V_{gs} 从 0 上升到开启电压 V_t ，对 $C_g=C_{gs}+C_{gd}$ 充电

关断过程 t_1 ，

V_{gs} 下降到最大电流时电压 V_t+I_o/g ， $C_g=C_{gs}+C_{gd}$ 放电

t2 阶段，有交越损耗

导通过程 t_2 ，

I_d 从 0 上升到 $I_o=g*(V_{gs}-V_t)$ ，

V_{gs} 继续上升到 V_t+I_o/g ，对 $C_g=C_{gs}+C_{gd}$ 充电

V_d 因漏感出现小尖峰，其余 $V_d=V_{in}$ 不变。

t_2 是对 C_g 充电从 V_t 到 V_t+I_o/g 的时间。

关断过程 t_2 ，

V_{gs} 被钳位于 V_t+I_o/g 不变，因为 I_o 不变， $V_{gs}=V_t+I_o/g$ 也不变。所以 C_{gs} 没有电流

V_d 从 0 变至 V_{in} ，所以有电流流过 C_{gd} 注入栅极，同时有同样电流通过 R_{drive} 流出。

t_2 时间，由 $I=Cdv/dt = I_o/t$ 由上行知道 $= (V_t+I_o/g - V_{sat})/R_{drive}$ V_{sat} 为驱动电路的晶体

管导通电压，一般为 0.2v

则 t2 阶段时间为 $=C_{gs} \times V_{in} \times R_{drive} / (V_t + I_o/g - V_{sat})$

t3 阶段，有交越损耗

导通过程 t3

V_{gs} 被钳位于 $V_t + I_o/g$ 不变，因为 $I_d = I_o$ 不变， $V_{gs} = V_t + I_o \times g$ 也不变。所以 C_{gs} 没有电流

V_d 从 V_{in} 变至 0，所以有电流流过 C_{gd} 流出栅极，同时有同样电流通过 R_{drive} 流入。用这个来计算该阶段的时间。

关断过程 t3

V_{gs} 由 $V_t + I_o/g$ 继续下降到 V_t ， $C_g = C_{gs} + C_{gd}$ 放电，

I_d 从 $I_o = g \times (V_{gs} - V_t)$ 下降到 0

V_d 因漏感出现小尖峰，其余 $V_d = V_{in}$ 不变

t4 阶段

该阶段，导通 V_{gs} 继续 C_g 充电，关断 C_g 继续放电。其它不变

栅荷系数，用来描述寄生缓冲电容的影响。目前都基于极间电容为定值来分析通断 P155

I_{drive} 是驱动电路，通过 R_{drive} 的电流

$$\text{根据 } C=Q/V, Q_{gs}=C_{iss} \times (V_t + I_o/g) \quad Q_{gs} = \int_0^{t1+t2} I_{drive} * dt$$

$$\text{将 } I=CdV/dt \text{ 代入 } t3 \text{ (} V_{in} \text{ 变化为 0), } Q_{gd}=C_{gd} \times V_{in} \quad Q_{gd} = \int_{t1+t2}^{t1+t2+t3} I_{drive} * dt$$

单独分析 t3，将 $C=Q/V$ 代入该点， $Q_g = C_{iss} \times (0.9 \times V_{drive}) + Q_{gd}$

$$Q_g = \int_0^{t1+t2+t3+t4} I_{drive} * dt$$

实际例子：

假设开关管的工作条件是：电流 22A、电压 15V、频率 500KHz。其最低驱动电阻（一个幅值 4.5V 的脉冲通过它作用于栅极）是 2Ω。关断时，开关管的关断电阻是 1Ω。据此计算出其开关损耗和导通损耗。

$$C_{iss} = Q_{gs} / (V_t + I_o/g) = 8 / (1.05 + 22/100) = 6299\text{pF}$$

在指定的曲线上 $C_{iss} = 4200\text{pF}$

则缩放比例为 $Scaling = 6299/4200 = 1.5$

$$C_{iss} = 4200 * 1.5 = 6300\text{pF}$$

$$C_{oss} = 800 * 1.5 = 1200\text{pF}$$

$$C_{rss} = 500 * 1.5 = 750\text{pF}$$

则

$$C_{gd} = C_{rss} = 750\text{pF}$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} = 6300 - 750 = 5550 \text{ pF}$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} = 1200 - 750 = 450 \text{ pF}$$

$$C_g = C_{gs} + C_{gd} = 6300 \text{ pF}$$

导通时

$$\text{时间常数是 } T_g = R_{drive} \times C_g = 2 * 6300 \text{ pF} = 12.6 \text{ ns}$$

电流传输时间为

$$t_2 = -T_g \times \ln\{1 - I_o / [g \times (V_{drive} - V_t)]\} = -12.6 \times \ln\{1 - 22 / [100 \times (4.5 - 1.05)]\} = 0.83 \text{ ns}$$

电压传输时间为

$$t_3 = V_{in} \times (R_{drive} \times C_{gd}) / [V_{drive} - (V_t + I_o / g)] = 15 * (2 * 0.75) / [4.5 - (1.05 + 22 / 100)] = 6.966 \text{ ns}$$

所以，导通过程的交叉时间是

$$t_{cross_turnon} = t_2 + t_3 = 0.83 + 6.966 = 7.796 \text{ ns}$$

因此，导通的交叉损耗是

$$P_{cross_turnon} = 1/2 \times V_{in} \times I_o \times t_{cross_turnon} \times f_{sw} = 1/2 * 15 * 22 * 7.8 * 10^{-9} * 5 * 10^5 = 0.64 \text{ W}$$

关断时

$$\text{时间常数是 } T_g = R_{drive} \times C_g = 1 * 6300 \text{ pF} = 6.3 \text{ ns}$$

电压传输时间为

$$T_2 = (V_{in} \times C_{gd} \times R_{drive}) / (V_t + I_o / g) = (15 * 0.75 * 1) / (1.05 + 22 / 100) = 8.858 \text{ ns}$$

电流传输时间为

$$T_3 = T_g \times \ln[(I_o / g + V_t) / V_t] = 6.3 * \ln[(22 / 100 + 1.05) / 1.05] = 1.198 \text{ ns}$$

关断的交叉时间是

$$t_{cross_turnoff} = T_2 + T_3 = 8.858 + 1.198 = 10 \text{ ns}$$

因此，关断的交叉损耗是

$$P_{cross_turnoff} = 1/2 \times V_{in} \times I_o \times t_{cross_turnoff} \times f_{sw} = 1/2 * 15 * 22 * 10 * 10^{-9} * 5 * 10^5 = 0.83 \text{ W}$$

最终总的开关交叉损耗是：

$$P_{cross} = P_{cross_turnon} + P_{cross_turnoff} = 0.64 + 0.83 = 1.47 \text{ W}$$

C_{ds} 电容并不影响 $V-I$ 重叠面积（因为不和栅极连接）。但是在开关管关断和导通时分别充电和放电，这也是额外损耗（消耗在那里？），在低压是不明显，但是在高压时这个损耗比较大。

$$P_{C_{ds}} = 1/2 \times C_{ds} \times V_{in}^2 \times f_{sw} = 1/2 * 450 * 10^{-12} * 15^2 * 5 * 10^5 = 0.025 \text{ W}$$

因此总的开关损耗是

$$P_{sw} = P_{cross} + P_{C_{ds}} = 1.47 + 0.025 = 1.5 \text{ W}$$

驱动损耗是

$$P_{drive} = V_{drive} \times Q_g \times f_{sw} = 4.5 * 36 * 10^{-9} * 5 * 10^5 = 0.081 \text{ W}$$

在反激 DCM 模式下，mosfet 的导通损耗原则上是 0，关断时，电感中电流为纹波电流。

第 6 章 布线要点

第 7 章 反馈环路分析及稳定性

需要数学知识有傅里叶变换、拉普拉斯变换。还要熟悉微积分、级数、复变函数。

第 8、9、10、11、12、13、14 章 传导 EMI 方面

$$\text{dB } \mu\text{V} = 20 \times \log (\text{mV}/10^{-6}) \quad \text{P240}$$

$$1\text{mV} \rightarrow 20 \times \log (10^{-3}/10^{-6}) = 60 \text{ dB } \mu\text{V}$$

$$\text{dB} = 20 \times \log (n) \rightarrow 1\text{dB} = 20 \times \log (1.122) \quad 0\text{dB} = 20 \times \log (1)$$

传导发射的限制通常最高只达到 30MHz，因为电网上 30MHz 以上的传到噪声会迅速衰减，不会传播的很远并造成干扰。

整流桥二极管会产生大量中频到高频的噪声，尤其在关断瞬间。

线路阻抗不平衡，会使 CM 噪声转变成 DM 噪声

这个实践性比较强，先写几个注意事项：

- 1, DM 扼流圈放在 AC 输入端，用于 DM 噪声消除，一般 DM 扼流圈比较小，
- 2, 放 2 个 CM 扼流圈，一般 CM 扼流圈比较大，达到 mH 级，因为 Y 电容比较小
- 3, 在桥堆前面放一个 X 电容，用于平衡 2 线上的 CM 噪声，使 CM 扼流圈有用
- 4, Y 电容不能太大，有安全考虑，LC 滤波器的设计
- 5, DM 噪声大部分因为，开关管的滤波电容，其 ESR 不能为 0，开关管的电流在 ESR 上形成噪声电压源。
- 6, CM 噪声，主要来自开关管（漏极）和散热支架（接地）之间有耦合电容，高频开关电压和地之间通过电容充放电，形成到地的 CM 噪声。还有一部分是来自变压器。P255-263

