

ZVS QR 电源中, 如果使用功率 MOSFET, 在 MOSFET 关断期间将它的输出电容 (C_{oss}) 加入谐振电容中 (置于漏极和源极之间)。有些设计者只利用 MOSFET 的 C_{oss} , 但使用这个方法必须注意, 此电容是非线性的, 并随着电压而变化, 此外每个 MOSFET 电容值也互不相同。然而这样做, 设计者可以减少所谓的电荷堆积。MOSFET 开通期间, 需要通过漏极将 C_{oss} 上的电荷放掉。

在 QR 电源中, 识别和利用这些寄生损耗是一项令人感兴趣的挑战。所以, 要仔细分析它的工作过程, 并处理好谐振回路。

4.6.4 移相 PWM 全桥变换器

因为全桥变换器是输出功率最高的一类, 所以功率开关的损耗就成为特别关注的问题。普通 PWM 全桥变换器中, 对角的功率开关是同时动作的。这使得一次绕组输入不再为低阻抗回路, 导致由漏感和励磁电感引起的尖峰和振荡。过去, 这种噪声只能用有损吸收网络来减少。

通过改变功率开关控制策略, 使其中一个功率开关先关断, 一次绕组的另一端仍与交流地相接。这使得一次绕组空载端与谐振电容配合, 并产生可控的 dv/dt 。漏电感和功率 MOSFET 的输出电容构成了这个谐振网络。一次绕组的开路端电压振荡到下管的母线端电位, 然后下管 MOSFET 以 ZVS 方式开通。接着与一次绕组滞后端相接的 MOSFET 可以关断, 且滞后端振荡到上管的母线端电位, 最后上管 MOSFET 可以开通。它们的波形见图 4-18。

由于在它们各自的关断瞬间, 一次绕组的两端都有一个单端流过的负载电流, 所以每个 MOSFET 都实现了 ZVS 关断。由于输出整流管电流转换近似零电流

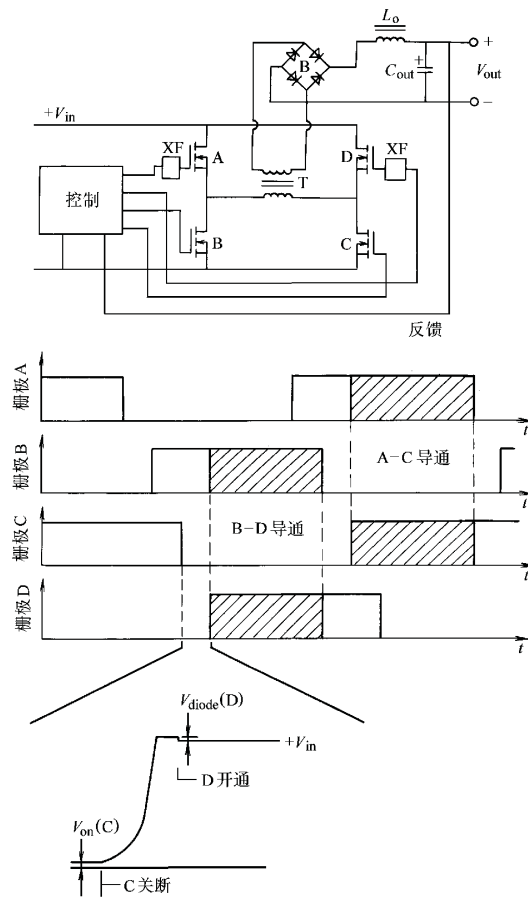


图 4-18 PWM 全桥变换器的移相

开关,使输出整流器的效率有了提高。

市场上有这种控制 IC 芯片出售,这个技术增加了全桥变换器的频率和效率,效率比普通的 PWM 全桥变换器效率提高 3%~5%。当然,因为需要栅极驱动变压器,所以成本会增加。

4.7 高效率开关电源设计实例

以下设计实例中,包含了各种技巧来提高开关电源的总体效率。有源钳位和无损吸收电路的设计主要依靠经验来完成的,所以不在这里介绍。

采用新技术时必须小心,因为很多是有专利的,可能需要直接付专利费给专利持有人,或在购买每一片控制 IC 芯片时,支付附加费用。在将这些电源引入生产前,请注意这个问题。

4.7.1 10W 同步整流 Buck 变换器

应用

此设计实例是 PWM 设计实例 1 的再设计,它包括了如何设计同步整流器(3.15.1 节)。

在设计同步整流开关电源时,必须仔细选择控制 IC。为了效率最高和体积最小,一般同步控制器在系统性能上各有千秋,使得控制器只是在供应商提到的应用场合中性能较好。很多运行性能的微妙之处不能确定,除非认真读过数据手册。例如,每当作者试图设计一个同步整流变换器,并试图使用现成买来的 IC 芯片时,3/4 设计会被丢弃。这是因为买来的芯片功能或工作模式往往无法改变。更不用说,当发现现成方案不能满足需求时,是令人沮丧的(见图 4-20 的电路图)。

设计指标

输入电压范围:	DC + 10 ~ + 14V
输出电压:	DC + 5.0V
额定输出电流:	2.0A
过电流限制:	3.0A
输出纹波电压:	+ 30mV (峰峰值)
输出调整:	± 1%
最大工作温度:	+ 40°C

“黑箱”预估值

输出功率:	+ 5.0V × 2A = 10.0W (最大)
输入功率:	$P_{out}/估计效率 = 10.0W/0.90 = 11.1W$
功率开关损耗:	$(11.1W - 10W) \times 0.5 = 0.5W$
续流二极管损耗:	$(11.1W - 10W) \times 0.5 = 0.5W$

输入平均电流

低输入电压时	$11.1W/10V = 1.11A$
--------	---------------------

高输入电压时: $11.1\text{W}/14\text{V} = 0.8\text{A}$
 估计峰值电流: $1.4I_{\text{out(max)}} = 1.4 \times 2.0\text{A} = 2.8\text{A}$
 设计工作频率为 300kHz 。

电感设计 (参见 3.5.5 节)

最恶劣的工作情况是在高输入电压时。

$$L_{\text{min}} = \frac{(V_{\text{in(max)}} - V_{\text{out}})(1 - V_{\text{out}}/V_{\text{in(max)}})}{1.4I_{\text{out(min)}}f_{\text{sw}}}$$

$$= \frac{(14\text{V} - 5\text{V}) \times (1 - 5\text{V}/14\text{V})}{1.4 \times 0.5\text{A} \times 300\text{kHz}} = 27.5\mu\text{H}$$

式中 $V_{\text{in(max)}}$ ——可能的最大输入电压。

V_{out} ——输出电压。

$I_{\text{out(min)}}$ ——最小负载时的电流。

f_{sw} ——工作频率。

电感是个环形表面封装元件, 市场上有多种标准表面封装的电感, 这里选择的是 Coilcraft 公司的 DO3340P-333 ($33\mu\text{H}$)。

功率开关和同步整流器 MOSFET 的选择

功率开关: 功率开关要用一个变压器耦合的 N 沟道功率 MOSFET。这里打算使用一个 SO-8 封装的双 N 沟道 MOSFET, 以节省 PCB 空间。最大输入电压是 DC14V。因此, 可以选用 V_{DS} 不低于 DC + 30V、峰值电流是 2.8A 的 MOSFET。

选择过程的第一步是确定所用 MOSFET 的最大 $R_{\text{DS(on)}}$, 通过热模型 (见附录 A) 可以确定这个值, 最大的 $R_{\text{DS(on)}}$ 可由下式得到:

$$R_{\text{DS(on) (max)}} = (T_{\text{j(max)}} - T_{\text{amb(max)}}) / I_{\text{D}}^2 R_{\text{JA}}$$

同时希望器件的耗散功率小于 1W, 所以估计的 $R_{\text{DS(on)}}$ 应小于

$$R_{\text{DS(on) (max)}} = P_{\text{D(est)}} / I_{\text{pk(est)}}^2 = 1\text{W} / (2.8\text{A})^2 < 127\text{m}\Omega \quad (\text{每个 MOSFET 的最大值})$$

所以选 FDS6912A 双 N 沟道 MOSFET, 它是 SO-8 封装, 10V 栅极电压时的导通电阻为 $28\text{m}\Omega$ 。

同步二极管: 要用一个大约是同步 MOSFET 连续额定容量的 30% 的肖特基二极管与 MOSFET 内部二极管并联, 30V 时约为 0.66A。这里使用 MBR5130, 该二极管在流过 0.66A 时有 0.35V 的正向压降。

可替换的元件: 在写本书时, 仙童半导体公司出品了一个集成的肖特基二极管和 MOSFET, 肖特基二极管直接并在 MOSFET 的硅片上 (SyncFET)。SyncFET 有一个 $40\text{m}\Omega$ N 沟道 MOSFET, 与一个 $28\text{m}\Omega$ SyncFET 一起封装, 型号为 FDS6982S。

输出电容 (参见 3.6 节)

输出电容值由下列公式确定:

$$C_{\text{out(min)}} = \frac{I_{\text{out(max)}}(1 - DC_{\text{(min)}})}{f_{\text{sw}} V_{\text{ripple(p-p)}}}$$

$$= \frac{2\text{A} \times (1 - 5\text{V}/14\text{V})}{300\text{kHz} \times 30\text{mV}} = 142\mu\text{F}$$

输入和输出滤波电容主要考虑的是流入电容的纹波电流。在这个实例中, 纹

波电流和电感交流电流是相同的，电感电流最大值限定在 2.8A，纹波电流峰峰值为 1.8A，有效值大约为 0.6A（约为峰峰值的 1/3）。

采用表面安装钽电容，因为它的 ESR 只有电解电容的 10% ~ 20%。在环境温度 + 85℃ 时，电容将降额 30% 使用。

最佳的电容是来自 AVX 公司的，它的 ESR 非常低，因此可以适应很高的纹波电流，但这是很特殊的电容。在输出端可将下列两种电容并在一起。

AVX:

TPSE107M01R0150 100 μ F (20%), 10V, 150m Ω , 0.894A (有效值)

TPSE107M01R0125 100 μ F (20%), 10V, 125m Ω , 0.980A (有效值)

Nichicon:

F750A107MD 100 μ F (20%), 10V, 120m Ω , 0.92A (有效值)

输入滤波电容 (见 C.1 和 C.2 节)

这个电容要流过与功率开关相同的电流，电流波形是梯形的，从最初的 1A 很快上升到 2.8A。它的工作条件比输出滤波电容恶劣得多。可把梯形电流看成两个波形的叠加来估计有效值：峰值 1A 的矩形波和峰值 1.8A 的三角波，产生大约 1.1A 的有效值。

电容值由下式计算：

$$C_{in} = \frac{P_{in}}{f_{sw} (V_{ripple(p-p)})^2} = \frac{11.1W}{300kHz \times 0.5^2}$$

电压越高，电容值越低。电容由两个 100 μ F 电容并联而成，它们是：

AVX (每个系统需两个)：

TPS107M020R0085 100 μ F (20%), 20V, 85m Ω , 1.534A (有效值)

TPS107M020R0200[⊖] 100 μ F (20%), 10V, 200m Ω , 1.0A (有效值)

选择控制 IC 芯片 (U1)

期望的 buck 控制 IC 芯片的特性是：

1. 直接从输入电压即可启动的能力。
2. 逐周电流限制。
3. 图腾柱 MOSFET 驱动器。
4. 功率开关和同步整流器 MOSFET 之间延时的控制。

市场上绝大部分同步 buck 控制器都是用于 +5 ~ +1.8V 微处理器调整电源的 (如，+12V 的 V_{dd} 和 +5V 的 V_{in})。也有很多 IC 芯片可以提供足够的功能，使用者可以根据应用来选择这些功能。在选择时，初选了两家加利福尼亚公司的产品，发现只有一种 IC 适合这种要求，就是 Unitrode/TI 的 UC3580-3。

电压误差放大器的内部基准是 2.5 (1 \pm 2.5%) V。

设定工作频率 (R_7 、 R_8 和 C_8)

R_8 给定电容 C_8 充电，而 R_7 给定电容放电。首先，要确定变换器最大占空比。因为输出电压大约是最低输入电压的 50%，所以选择最大占空比为 60%。

⊖ 原文误为 TPS107M020R0085。——译者注

从数据手册得

$$\text{最大占空比} = R_8 / (R_8 + 1.25R_7)$$

或

$$R_8 = 1.875R_7$$

充电时间最大值是 $0.6/300\text{kHz}$ 或 $2\mu\text{s}$ 。参数表上定时电容值 100pF 略偏小，不会耗散太多能量。这里采用这个值，因此 R_8 的值是

$$R_8 = 2.0\mu\text{s}/100\text{pF} = 20\text{k}\Omega$$

$$R_7 = (20\text{k}\Omega) / 1.875 = 10.66\text{k}\Omega \text{ (取 } 12\text{k}\Omega)$$

伏-秒限制器 (R_4 和 C_5)

这个 IC 芯片有前馈最大脉宽限制功能。当输入电压增加时，Buck 变换器工作脉宽会减少。RC 振荡器直接与输入电压相接，并且它的定时值与输入电压成反比。它的定时时间设成比工作脉宽长 30%。如果伏-秒振荡器定时时间到了，而调整单元仍旧导通，则调整单元会被关断。

C_5 也取 100pF ，因为它的定时和振荡器一样，所以 R_4 大约是 $47\text{k}\Omega$ 。

设定调整单元和同步整流器 MOSFET 之间的死区时间

根据 3.7.2 节可以进行开通和关断延时的计算，但仍需要在最初调试时调整 R_6 (死区设定电阻) 的值。开始设成 100ns 比较好，典型的 MOSFET 开通延时是 60ns ， 100ns 可以保证不会有短路电流。

IC 所产生的死区延时是不对称的。从数据手册的图表上看， $100\text{k}\Omega$ 电阻产生开通延时大约为 110ns ，关断延时为 180ns 。

在最初调试阶段就要设法减少这些延时。延时使得二极管导通的时间太长，损耗就高，但还是工作在安全区。

栅极驱动变压器的设计 (T1)

栅极驱动变压器是一个简单的 1:1 正激式变压器。对变压器没有特别的要求，因为它小功率、交流耦合 (双向磁通) 的 300kHz 变压器。

用 0.4in (10mm) 的铁氧体磁环就足够了，如 TDK 公司的 $K_5\text{T}10 \times 2.5 \times 5$ (B_{sat} 是 3300G)，或 Philips 公司的 $266\text{T}125\text{-}3\text{D}3$ (B_{sat} 是 3800G)。

从 3.5.3 节可知，产生 1000G (0.1T) 或 $0.3B_{\text{sat}}$ 的匝数是

$$\begin{aligned} N_{\text{pri}} &= \frac{V_{\text{in}(\text{rms})}}{4fB_{\text{max}}A_c} \times 10^8 \\ &= \frac{12\text{V}}{4 \times 300\text{kHz} \times 1000\text{G} \times 0.06\text{cm}^2 \ominus} \times 10^8 \\ &= 16.6 \text{ 匝 (取整 } 17 \text{ 匝)} \end{aligned}$$

栅极驱动变压器用两根相同导线 (约 #30AWG) 并绕。为了方便，变压器绕在一个四引脚“鹤翅型” (gull wing) 表面安装骨架上。

电流检测电阻 (R_{15}) 和电压检测电阻分压器 (R_{11} 和 R_{13})

⊖ 原文误为 $(0.06\text{cm})^2$ 。——译者注

芯片只提供了一个最小 0.4V 阈值的关断引脚。这里打算采用一个备用的过电流保护模式。为了尽可能减小电流检测电阻的尺寸,将采用电流反馈检测电路的一种变型。此处,0.35V 是电压检测电阻分压器 (R_{14}) 上的压降。那么 R_{15} 为

$$R_{15} = 0.05\text{V}/3\text{A} = 16.6\text{m}\Omega \quad (\text{取 } 20\text{m}\Omega)$$

戴尔 (Dale) 电阻是 WSL-2010-02-05。

设定流过电压检测电阻分压器的电流约为 1.0mA。这样 R_{13} 和 R_{14} 的总电阻是

$$R_{\text{sum}} = 2.5\text{V}/1.0\text{mA} = 2.5\text{k}\Omega$$

R_{14} 为

$$R_{14} = 0.35\text{V}/1.0\text{mA} = 350\Omega \quad (\text{取 } 360\Omega)$$

则 R_{13} 为

$$R_{13} = 2.5\text{k}\Omega - 360\Omega = 2.14\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 2.15\text{k}\Omega, 1\% \text{精度})$$

则 R_{11} 为

$$R_{11} = (5.0\text{V} - 2.5\text{V}) / 1\text{mA} = 2.5\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 2.49\text{k}\Omega, 1\% \text{精度})$$

电压反馈环补偿 (参见附录 B)

这是一个电压型正激式变换器。为了得到最好的瞬态响应,将采用双极点、双零点补偿法。

确定控制到输出特性

输出滤波器极点由滤波电感和电容决定,且以 $-40\text{dB}/\text{dec}$ 穿越 0dB 线。它的自然转折频率是

$$\begin{aligned} f_p &= \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o C_o}} \\ &= \frac{1}{2\pi \sqrt{33\mu\text{H} \times 200\mu\text{F}}} = 1959\text{Hz} \end{aligned}$$

输出滤波电容引起的零点 (ESR 是两个 $150\text{m}\Omega$ 并联) 是

$$f_{\text{esr}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{esr}} C_o} = \frac{1}{2\pi \times 75\text{m}\Omega \times 200\mu\text{F}} = 10610\text{Hz}$$

功率电路直流绝对增益是

$$A_{\text{DC}} \approx V_{\text{in}}/\Delta V_{\text{emr}} = 14\text{V}/2.9\text{V} = 4.8$$

$$G_{\text{DC}} = 20\lg(A_{\text{DC}}) = 13.6\text{dB}$$

计算误差放大器补偿极点和零点

选择 15kHz 穿越频率能满足大部分的应用场合,这使得瞬态响应时间约为 $200\mu\text{s}$ 。

$$f_{\text{zo}} = 15\text{kHz}$$

首先,假定最终闭合回路补偿网络以 $-20\text{dB}/\text{dec}$ 下降,为获得 15kHz 穿越频率,放大器必须提高输入信号增益,即提高博德图中的增益曲线。

$$G_{\text{zo}} = 20\lg(f_{\text{zo}}/f_p) - G_{\text{DC}} = 20\lg(15\text{kHz}/1959\text{Hz}) - 13.6\text{dB}$$

$$G_{\text{zo}} = G_2 = +4.1\text{dB}$$

$$A_{s0} = A_2 = 1.6 \text{ (绝对增益)}$$

这是中频段 (G_2) 所需的增益, 以获得期望的穿越频率。

补偿零点处的增益是:

$$\begin{aligned} G_1 &= G_2 + 20\lg(f_{c2}/f_{q1}) = +4.1\text{dB} + 20\lg(980\text{Hz}/10\,610\text{Hz}) \\ &= -16.5\text{dB} \end{aligned}$$

$$A_1 = 0.15 \text{ (绝对增益)}$$

为补偿两个滤波器极点, 在滤波器极点频率的一半处放置两个零点:

$$f_{c2} = f_{c2} = 980\text{Hz}$$

第一个补偿极点置于电容的 ESR 频率处 (4 020Hz):

$$f_{q1} = 10\,610\text{Hz}$$

第二个补偿极点用于抑制高频增益, 以维持高频稳定性:

$$f_{q2} = 1.5f_{s0} = 22.5\text{kHz}$$

现在可以开始计算误差放大器内部的元件值, 见图 4-19。

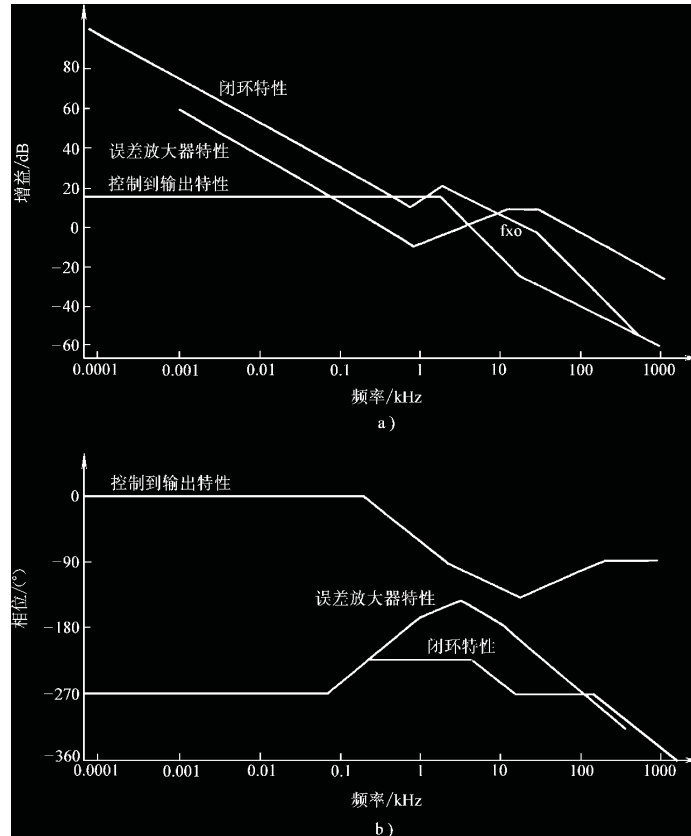


图 4-19 4.7.1 节设计实例的幅频和相频特性博德图
a) 同步 Buck 变换器的增益 b) 同步 Buck 变换器的相位

$$C_{13} = \frac{1}{2\pi f_{zo} A_2 R_{11}} = \frac{1}{2\pi \times 15\text{kHz} \times 1.6 \times 2.49\text{k}\Omega}$$

$$= 0.0026\mu\text{F} \quad (\text{取 } 0.0027\mu\text{F})$$

$$R_{10} = A_1 R_{11} = 0.15 \times 2.59\text{k}\Omega = 373\Omega \quad (\text{取 } 360\Omega)$$

$$C_{12} = \frac{1}{2\pi f_{ezl} R_{10}} = \frac{1}{2\pi \times 10\,610\text{Hz} \times 360\Omega}$$

$$= 0.042\mu\text{F} \quad (\text{取 } 0.05\mu\text{F})$$

$$R_{12} = R_{10}/A_2 = 360\Omega/1.6 = 225\Omega \quad (\text{取 } 220\Omega)$$

$$C_{10} = \frac{1}{2\pi f_{oz} R_{12}} = \frac{1}{2\pi \times 22.5\text{kHz} \times 220\Omega}$$

$$= 0.31\mu\text{F} \quad (\text{取 } 0.33\mu\text{F})$$

最终所设计的电路见图 4-20。

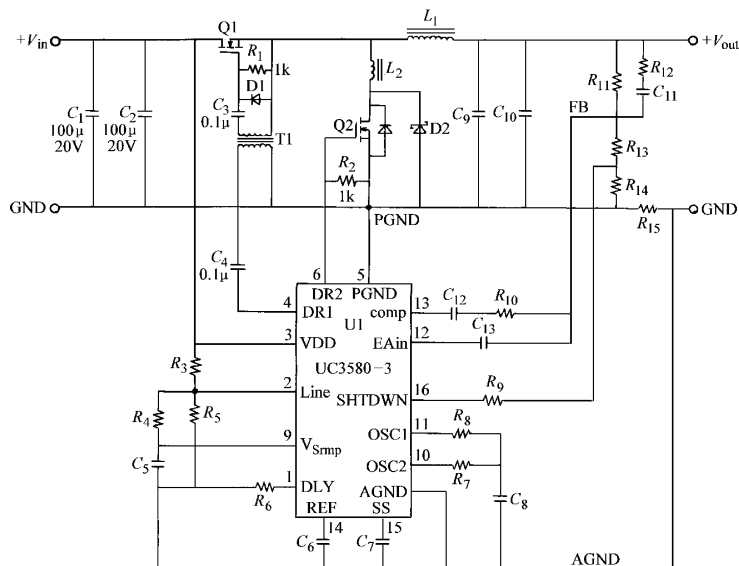


图 4-20 10W 同步 Buck 变换器

4.7.2 15W 零电压开关准谐振电流型控制反激式变换器

这个设计是关于传统的电压控制 ZVS 准谐振变换器的改进。通过将原有的无占空比限制的电流型控制 IC 改变成固定关断时间、可控开通时间的电流型控制方式，可构成 ZVS 拓扑。此外，应用谐振技术减少开关损耗的同时，还有过电流保护和电流型控制响应的优势。虽然它的工作频率可能不超过 1MHz，但确实具备无开关损耗和低的 EMI 辐射的优点，见图 4-22 的电路图。

设计指标

输入电压范围：DC18 ~ 32V，DC + 24V（额定值）

输出电压: DC + 15V@0.5 ~ 1A

欠电压“不启动”的电压: 8.0V ± 1.0V

“黑箱”预设计

输出功率: $V_{\text{out}} I_{\text{out}} = 15\text{V} \times 1\text{A} = 15\text{W}$

最大峰值电流:

$$I_{\text{pk}} = \frac{5.5 P_{\text{out}}}{V_{\text{in}(\text{min})}} = \frac{5.5 \times 15\text{W}}{18\text{V}} = 4.6\text{A}$$

输入平均电流:

$$I_{\text{in}(\text{av})} \approx \frac{P_{\text{out}}}{\text{效率} \times V_{\text{in}(\text{nom})}} = \frac{15\text{W}}{9 \times 24\text{V}} = 0.7\text{A}$$

$$I_{\text{in}(\text{av-lin})} \approx \frac{P_{\text{out}}}{\text{效率} \times V_{\text{in}(\text{low})}} = \frac{15\text{W}}{9 \times 18\text{V}} = 0.926\text{A}$$

确定一次绕组所需导线的规格, 因为电源需在 18V 下通过额定负载电流, 因此一次导线规格为 # 20AWG。

设计反激式变压器

在电源内部, 变压器是唯一一个非表面贴安装元件, 因为没有表面安装的磁心可以大到支持 15W 的水平。虽然可以用环形的, 但这里使用 TDK 公司的低造型 E-E 磁心, (EPC) 公司的低造型磁心也可行。

确定磁心材料: 电源将工作在 150 ~ 500kHz 频率范围内, 有两类磁心材料可以适用于这个频率范围。“F”、“3C8”和“H₇P₄”(不同制造厂商生产的类似的材料)可工作在高达 800kHz。“N”、“3C85”和“H₇P₄₀”可以应用在兆赫范围而只有很小的磁心损耗。在这个应用中, 采用 H₇P₄₀ 材料 (TDK)。

确定磁心尺寸: TDK 按磁心在单管正激式变换器中能处理的功率大小分级。它的体积要求非常类似于反激式变换器。适合 15W 的 EPC 磁心为 EPC17 或更大型号。这一体积的规格型号是: 磁心为 PC40EPC17-Z; 骨架为 BER17-1111CPH 和固定夹为 FEPC17-A。

确定一次电感: 设定最大开通时间为 7μs, 这种情况出现在最小输入电压时, 则一次电感将等于

$$L_{\text{pri}} = \frac{V_{\text{in}(\text{min})} T_{\text{on}(\text{max})}}{I_{\text{pk}}} = \frac{18\text{V} \times 7\mu\text{s}}{4.6\text{A}} = 27.3\mu\text{H}$$

气隙长度约等于

$$l_{\text{gap}} \approx \frac{0.4\pi L_{\text{pk}}^2 \times 10^8}{A_c B_{\text{max}}^2} = \frac{0.4\pi \times 27\mu\text{H} \times 4.6\text{A}^2 \times 10^8}{0.22\text{cm}^2 \times 1800\text{G}^2} = 0.101\text{cm}$$

有这个气隙的磁心的 A_L 约为 55nH/N²。这里采用 TDK 的 A_L 并用下列公式计算匝数:

$$N_{\text{pri}} = \sqrt{\frac{L_{\text{pri}}}{A_L}} = \sqrt{\frac{27\mu\text{H}}{55\text{nH}}} = 22.2 \text{ 匝 (取 22 匝)}$$

二次绕组电感控制磁心在断续模式运行时释放自身储存能量的速率。由于输入和

⊖ 原文误为 55μH。——译者注

输出电压在幅值上非常接近, 可以用 1:1 的匝比, 这样对于相应的 PWM 系统来说, 关断时间是 $3\mu\text{s}$ 。这里取匝比为 1:1, 用双线并绕, 以达到最高的耦合度。

$$N_{\text{sec}} = 22 \text{ 匝}$$

线径

一次绕组: # 20AWG 或相当的导线——取 # 24AWG3 股

二次绕组: # 20AWG 或相当的导线——取 # 24AWG3 股

为防止混淆, 使用两种不同颜色的导线。

变压器绕线技巧

一次和二次绕组导线在绕到骨架上之前要先绞在一起, 将各绕组端部分开, 并焊到引脚上。将一层聚酯薄膜覆盖在外层, 使其美观和安全。

设计谐振回路

这是对谐振回路参数初步的估算, 因为现在还不可能预计实际电路所有寄生参数的影响。计算的回路参数值和控制 IC 的关断时间必须在调试时再调整。

首先, 假定储存在 LC 谐振回路的能量是平均分配的, 即

$$\frac{P_{\text{out}}}{f_{\text{op}}} = \frac{C_r V_c^2}{2} = \frac{L_r i_L^2}{2}$$

整理上式并解得谐振电容值为

$$C_r = \frac{2P_{\text{out}}}{V_c^2 f_{\text{op}}}$$

欲限制谐振电容 (C_r) 上的尖峰电压小于 100V, 解得

$$C_r = \frac{2 \times 15\text{W}}{70\text{V}^2 \times 250\text{kHz}} = 0.024\mu\text{F} \text{ (取 } 0.02\mu\text{F)}$$

选择电源的最高工作频率为 250kHz。轻载时, 最大开通时间应在 10% ~ 15% 之间。所以谐振频率也在 250kHz 左右, 解得谐振电感为

$$L_r = \frac{1}{C_r \times 2\pi f_r^2} = \frac{1}{0.02\mu\text{F} \times (2\pi \times 250\text{kHz})^2} = 20\mu\text{H}$$

设计输出整流/滤波级

输出整流器选择

$$V_r = V_{\text{out}} + \frac{N_{\text{sec}}}{N_{\text{pri}}} (V_{\text{in(max)}}) = 15\text{V} + 32\text{V} = 47\text{V}$$

二极管 D4 选用 MBR360。

计算所需的输出滤波电容

$$C_o = \frac{I_{\text{out(max)}} T_{\text{off}}}{V_{\text{ripple}}} = \frac{1\text{A} \times 2\mu\text{s}}{50\text{mV}} = 40\mu\text{F}$$

取电容 C_8 为 $47\mu\text{F}/\text{DC } 25\text{V}$ 。采用高等级的钽电容, 并与 $0.5\mu\text{F}$ 陶瓷电容并联。

设计自启动部分

采用电流限制线性调节型启动电路。

对于基极偏置电阻 R_1 :

$$R_1 = (18\text{V} - 12\text{V}) / 0.5\text{mA} = 12\text{k}\Omega$$

对集电极限流电阻 R_2 :

$$R_2 = (18V - 13V) / 10mA = 500\Omega \text{ (取 } 510\Omega\text{)}$$

设计控制部分

使用普通的 UC3842 电流型控制 IC。因为 IC 不能有 50% 占空比的限制，所以挑选 IC 也很重要。振荡器工作在固定关断时间的单触发方式，即关断时定时电容短接到地，开通时间由电流检测输入引脚控制。当电流达到一定值时，定时电容将被释放，振荡器如同一个单触发定时器，如此循环工作。

改造成固定关断时间的控制器：在定时电容两端接一个小功率 N 沟道 MOSFET，它的栅极与主功率 MOSFET 的栅极相接，小功率 MOSFET 可选 BS170 或 2N7002。根据有关元器件数据手册以及约 $2\mu s$ 的关断时间，定时元件电阻大约为 $15k\Omega$ ，电容为 $220pF$ 。这些值在调试时还要进一步调整到与谐振回路的半周期相匹配。

设计电压负反馈环

使用 $1.0mA$ 的检测电流，使得电压检测电阻分压器的下电阻 (R_9) 为 $2.49k\Omega$ 、1%

上电阻 (R_8) 等于

$$R_8 = (15V - 2.5V) / 1mA = 12.5k\Omega \text{ (取 } 12.4k\Omega, 1\%)$$

设计反馈环补偿

零电压准谐振电源通常频率随着电源电压和负载的变化而发生 4 倍的变化，由于这种改变，估计最低开关频率为 $80kHz$ 。可以用这个值来估算补偿量。

即使工作在变频状况，电流型反激式变换器的控制到输出特性曲线还是单极点的，所以应采用单极—零点补偿方法。滤波器极点、ESR 零点和直流增益等于

$$A_{DC} = \frac{(28V - 15V)^2}{28V \times 2.5V} = 2.41$$

$$G_{DC} = 20\lg 2.41 = 7.7dB$$

$$f_{ip(1a)} = \frac{1}{2\pi \times 15V / 1A \times 47\mu F} = 225Hz \text{ (额定负载 (1A) 时)}$$

$$f_{ip(1m)} = \frac{1}{2\pi \times 15V / 0.5A \times 47\mu F} = 112Hz \text{ (轻负载 (0.5A) 时)}$$

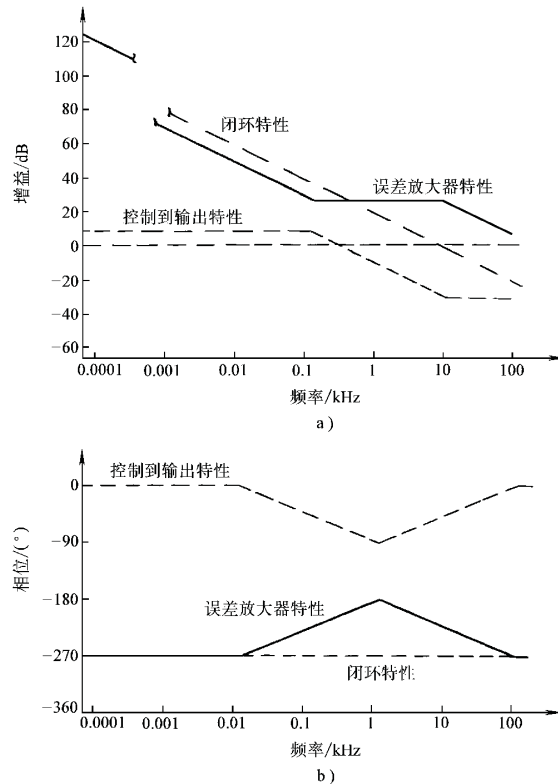


图 4-21 4.7.1 节设计实例的幅频和相频特性博德图 (补偿设计)
a) 电源的幅频特性 b) 电源的相频特性

控制到输出特性曲线见图 4-21。

穿越频率应小于 $f_{sw}/5$ ，即

$$f_{x0} < 80\text{kHz}/5 < 16\text{kHz}$$

设为 10kHz。

为使穿越频率的增益为 0dB，补偿网络的增益为（见式 (B-24)）

$$\begin{aligned} G_{x0} &= 20\lg(f_{x0}/f_{ip(40)}) - G_{DC} \\ &= 20\lg(10\,000\text{Hz}/225\text{Hz}) - 7.7\text{dB} \\ &= 25.2\text{dB} \quad (\text{仅用于博德图}) \end{aligned}$$

$$A_{x0} = 18.3 \quad (\text{标量增益——后面要用到})$$

补偿误差放大器零点设在最低的滤波器极点上，即

$$f_{cz} = f_{ip(40w)} = 112\text{Hz}$$

补偿误差放大器极点设在电容 ESR 引起的最低的预期零点频率上，即

$$f_{cp} = f_{p(\text{ESR})} = 10\text{kHz} \quad (\text{近似值})$$

已知 +5V 电压检测分压器的上电阻值 ($R_8 = 12.4\text{k}\Omega$)。

$$C_3 = \frac{1}{2\pi A_{x0} R_1 f_{x0}} = \frac{1}{2\pi \times 18.3 \times 12.4\text{k}\Omega \times 10\text{kHz}} = 70\text{pF} \quad (\text{取 } 68\text{pF})$$

$$R_3 = A_{x0} R_1 = 18.3 \times 12.4\text{k}\Omega = 227\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 220\text{k}\Omega)$$

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_{cz} R_2} = \frac{1}{2\pi \times 112\text{Hz} \times 220\text{k}\Omega} = 0.065\mu\text{F} \quad (\text{取 } 0.06\mu\text{F})$$

最终所设计的电路见图 4-22[⊖]。

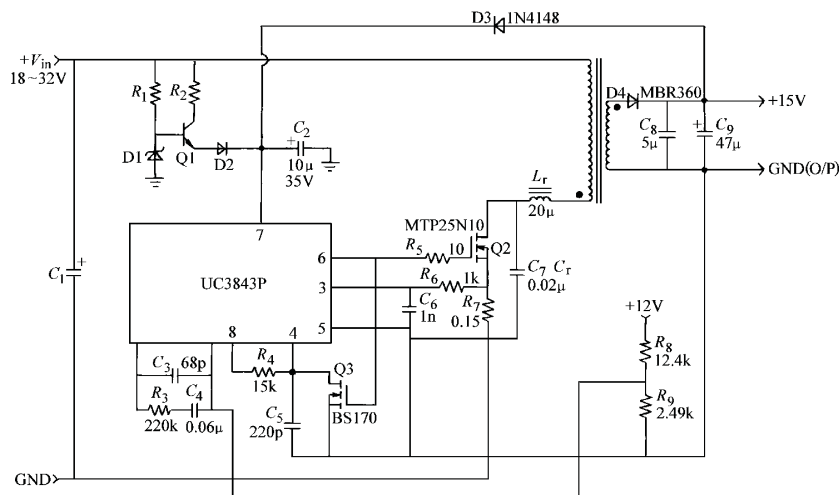


图 4-22 ZVS 准谐振电流型反激式变换器

⊖ 本句为编者所加。——编者注

4.7.3 零电压开关准谐振离线式半桥变换器

这是一种用于分布式系统大容量电源的变换器。它的输出是 DC + 28V/10A，是一种经典的 ZVS 准谐振半桥变换器，即变频、电压型控制及平均过电流保护。它是目前使用市场上有售的 IC 芯片设计的代表性实例。

这个设计例子就是将 PWM 设计实例（3.15.4 节）的电路改造成一个准谐振拓扑，见图 4-25。

设计指标

输出电压:	DC + 28V ± 0.5V
输出额定电流:	额定 10A, 最小负载 1A
输入交流电压范围:	AC105 ~ 130V AC208 ~ 240V
输出纹波电压:	50mV (峰峰值)
输出调整:	± 2%

预设计考虑

1. 额定输出功率: $28V \times 10A = 280W$
2. 估计输入功率: $P_{in(est)} = 280W/0.8 = 350W$
3. 直流输入电压 (倍压电路用于 AC110V)
 - a. 接 AC110V: $V_{in(1m)} = 2 \times 1.414 \times AC90V = DC254V$
 $V_{in(1h)} = 2 \times 1.414 \times AC130V = DC368V$
 - b. 接 AC220V: $V_{in(1m)} = 1.414 \times AC185V = DC262V$
 $V_{in(1h)} = 1.414 \times AC270V = DC382V$
4. 平均输入电流 (DC):
 - a. 最高平均: $I_{in(max)} = 350W/DC254V = 1.38A$
 - b. 最低平均: $I_{in(min)} = 350W/DC382V = 0.92A$
5. 估计最大峰值电流: $I_{pk} = 2.8 \times 280W/DC254V = 3.1A$

变换器要能通过 UL、CSA 和 VDE 的安全认证，这会影响到所采用的设计方法。变换器工作频率在最小负载时的 1MHz 和最大负载时的 200kHz 之间。

设计变压器

使用 E-E 磁心及聚酯薄膜绝缘层，以满足安全规程要求。在 1MHz 频率工作时，必须使用高频磁心材料，以尽可能减少磁心损耗。这些材料应该是 Magnetics 公司的“K”、Phillips 公司的“3C85”或 Siemens 公司的“N67”磁心材料。

要考虑在电源的工作范围内工作磁通密度的变化。在最小负载 (1A) 时，最高频率有 1MHz， B_{max} 大约是 $0.1B_{sat}$ ；在最大负载 (10A) 时，工作频率不低于 200kHz，所以 B_{max} 应低于 $0.3B_{sat}$ 。现设定 B_{max} 在 1MHz 时为 200G，并以它为参考工作点。

磁心尺寸大约是每边长 1.3in (41mm)，这相当于 Magnetics 公司的 K-43515 磁心。设计变压器时，必须记住启动时发出第一个脉冲时承受的是全输入电压，接

下来的几个脉冲是接近输入电压的一半。要保证在第一个脉冲期间磁心不进入饱和,就要更严格地限制最大的 B_{\max} 。

$$N_{\text{pri}} = \frac{382\text{V} \times 10^8}{4 \times 200\text{kHz} \times 2.200\text{G} \times 0.904\text{cm}^2} = 24 \text{ 匝}$$

用法拉第定律检验最大工作磁通密度,轻载时,频率约为 1MHz, B_{\max} 为 211G;重载时 (200kHz), B_{\max} 是 1100G。这似乎与所要求的非常吻合。

计算所需的二次绕组匝数,需要考虑到 200kHz 下每个 MOSFET 最大周期 $2.5\mu\text{s}$ 内谐振时间大约是 $0.5\mu\text{s}$ 。这相当于 84% 的占空比,因此

$$N_{\text{sec}} = \frac{1.1 \times 2.8\text{V} + 0.5\text{V} \times 24 \text{ 匝}}{(254\text{V} - 2\text{V}) \times 84} = 3.55 \text{ 匝 (取 4 匝)}$$

则辅助绕组应该绕两匝。

变压器绕线技巧 (参见 3.5.9 节)

变压器绕法与 PWM 半桥设计实例 (3.15.4 节) 相同,即二次绕组将交叠在两层一次绕组之间,辅助绕组靠近磁心。当然聚酯薄膜层和骨架边缘 2mm 空隙是必需的,以满足 VDE 要求。

对 LC 谐振回路设计的考虑

期望的谐振回路的谐振频率是 1MHz。在 ZVS QR 变换器中,谐振回路并不储存和传递能量,如同在 ZCS QR 变换器中一样。谐振回路更像是一个类似在 PWM 变换器中使用的缓冲电路那样的关断瞬时整形器。电感和电容的值可以在很宽的范围选择,只要它们合成的谐振频率是 1MHz,即

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$$

这里打算利用一次侧的漏电感作为谐振电感的一部分,对于这种变压器,漏电感的典型值是 $0.5 \sim 1\mu\text{H}$ 。可以向变压器制造厂商详细介绍绕制方法,使得变压器漏电感的离散性保持最小,还要外加一个小电感。同时也要利用功率 MOSFET 的 C_{oss} (输出电容) 作为谐振电容的一部分。这个电容值变化很大,且是非线性的,很难预测它的值。 C_{oss} 的值与 MOSFET 关断时的 V_{DS} 有关,它在谐振关断期间会变化。显然,在调试阶段这些值需要调整。

作为估算,大致计算一下所需的谐振电容值。

$$C_r = \frac{1}{L_r \times (2\pi f_r)^2} = \frac{1}{1\mu\text{H} \times (2\pi \times 1\text{MHz})^2} = 0.025\mu\text{F}$$

这个值大于 MOSFET 的输出电容,所以要外加谐振电容。

功率半导体的选择

1. 功率 MOSFET (参见 3.4 节):

$$V_{\text{DS}} > V_{\text{in}} = 382\text{V} \text{ (取 } 500\text{V)}$$

$$I_{\text{D}} > I_{\text{in(avo)}} = 2.75\text{A} \text{ (取 } 4\text{A)}$$

可以采用 MTP4N50E,但 MTP8N50E 会有更低的导通损耗。

2. 输出整流器:

$$V_{\text{R}} > 2V_{\text{out}} = \text{DC}56\text{V} \text{ (取大于 DC}70\text{V)}$$

$$I_{\text{FWD}} > I_{\text{out(max)}} = 10\text{A} \quad (\text{取 } 20\text{A})$$

选 MBR20100CT

设计输出滤波器

1. 最小交流输出滤波器电感量 (参见 3.5.5 节):

$$L_{\text{o(min)}} = \frac{(40\text{V} - 28\text{V}) \times 1\mu\text{s}}{1.4 \times 1\text{A}} = 8.5\mu\text{H}$$

利用确定 MPP 环形磁心的 L^2 方法, 选定磁心为 Magnetics 公司的 P/N55206A2。

匝数应该为

$$N_{\text{Lo}} = 1000 \sqrt{\frac{0.0085}{68}} = 11.2 \text{ 匝} \quad (\text{取 } 12 \text{ 匝})$$

线圈应该用 # 12AWG 规格的线, 我们使用 100 股绞合线, 以尽可能减少集肤效应。

2. 最低输出滤波电容值 (参见 3.6 节):

$$C_{\text{o(min)}} = \frac{10\text{A} \times 1\mu\text{s}}{0.05\text{V} \text{ (峰峰值)}} = 200\mu\text{F}$$

使用 4 个 47 μF 钽电容, 这样有效值纹波电流在典型电容的额定值内, 还要并联一个 0.5 μF 的瓷电容。

3. 设计输出直流滤波扼流圈 (见 3.5.7 节); 参考磁通密度对直流偏置曲线 (见图 3-22), 并选择磁通密度在适当的直流偏置下不是太低, 选定在 “H” 级 400e 时磁导率为 60。

使用与上述相同尺寸的磁心可以得到

$$N = \frac{300 \times 5.08\text{cm}}{0.4\pi \times 10\text{A}} = 12.12 \text{ 匝} \quad (\text{取 } 13 \text{ 匝})$$

这是需要 # 12AWG, 因为绞合线容易绕在环形磁心上, 并能减少集肤效应, 所以选用绞合线。

设计控制 IC 有关功能

MC34067 数据表含有许多基本的公式和图表用以设定 ZCS QR 变换器的关键定时功能。有些定时, 如单触发关断定时要在调试时调整。

设定最低工作频率

控制 IC 的最低工作频率由振荡器引脚上的 R 和 C 的组合来设定。首先从图表选定振荡器的电容, 对于 200kHz (周期 5 μs) 放电周期, 可以采用 200 ~ 300pF 电容。取 $C_{\text{osc}} = 220\text{pF}$, 振荡器的电阻可以计算得

$$R_{\text{osc}} = \frac{T_{\text{max}} - 70\text{ns}}{0.348 C_{\text{osc}}} = \frac{2.5\mu\text{s} - 0.07\mu\text{s}}{0.348 \times 220\text{pF}} = 31.7\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 33\text{k}\Omega)$$

最高工作频率由误差放大器通过电阻 R_{VFO} 所抽取的额外放电电流所确定。决定额外放电电流 (I_{max}) 的公式是

$$I_{\text{max}} = 1.5 C_{\text{osc}} f_{\text{max}} = 1.5 \times 220\text{pF} \times 1\text{MHz} = 330\mu\text{A}$$

流过并联谐振电阻的电流是

$$I_{R_{\text{osc}}} = \frac{1.5}{R_{\text{osc}}} e^{\left(\frac{1}{T_{\text{min}} R_{\text{osc}} C_{\text{osc}}}\right)} = \frac{1.5}{33\text{k}\Omega} = e^{\left(\frac{1}{300\text{kHz} \times 33\text{k}\Omega \times 220\text{pF}}\right)} = 22.8\mu\text{A}$$

从误差放大器输出到振荡器的串联放电电阻 (R_{VFO}) 值是

$$R_{VFO} = \frac{2.5V - V_{ea(sat)}}{I_{max} - I_{R_{osc}}} = \frac{2.5V - 0.3V}{330\mu A - 22.8\mu A} = 7.16k\Omega \quad (\text{取 } 6.8k\Omega)$$

设定单触发定时器

单触发定时器可以从图表上完全确定, 估计值是 $R_T = 1.5k\Omega$, 而 $C_T = 220pF$ 。

设计电压负反馈电路

电压负反馈电路通过隔离, 并把误差放大器接成同相电压跟随器使用。这在光隔离器和VFO之间提供了一个缓冲。因为这种准谐振控制的方法是一种电压型控制, 必须采用2极点、2零点的反馈补偿方式。电路的形式见图4-23, 从图4-24可得到这些计算的元件值。

设定输入到误差放大器的最大电压为 +4.5V, MOC8102 有额定的 C_{tr} 为 100%, TL431 需要最少 1mA 电流流过才能工作, 由此得电阻 R_1 为

$$R_1 = \frac{0.5V}{1mA} = 500\Omega \quad (\text{取 } 470\Omega)$$

当输入到误差放大器为最低电压时, 其输入电压就是光隔离器处于饱和状态时的输出值, 即 0.3V。流过光隔离器输出端的电流是

$$I_{max} = \frac{5.0V - 0.3V}{470\Omega} = 10mA$$

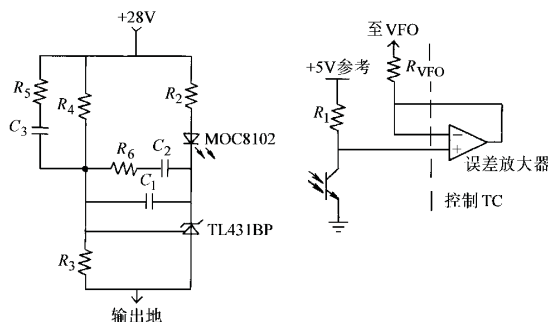


图 4-23 电压反馈电路

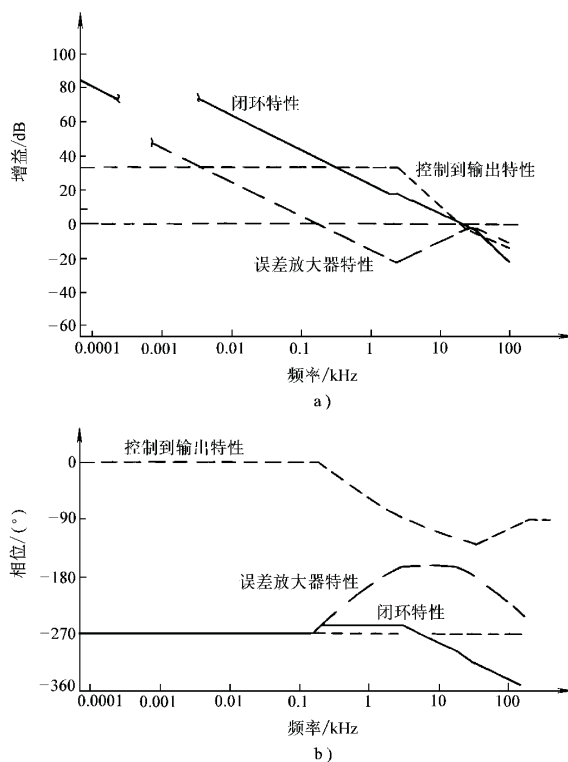


图 4-24 4.7.2 节设计实例的增益和相位博德图 (补偿设计)
a) 电源增益图 b) 电源相位图

R_2 按最大的工作电流点 10mA 确定, 它等于

$$R_2 = \frac{28V - V_{\text{fwd}} - V_{\text{TL431}}}{I_{\text{max}}} = \frac{28V - 1.4V - 2.5V}{10\text{mA}} = 2410\Omega \quad (\text{取 } 2.4\text{k}\Omega)$$

电压检测分压器的确定先从选定流过分压器的电流开始。选电流为 1mA, 则下端电阻 (R_3) 为

$$R_3 = 2.5V/1\text{mA} = 2.5\text{k}\Omega \text{ 或 } 2.49\text{k}\Omega, \quad 1\%$$

分压器上端电阻 (R_4) 则等于

$$R_4 = \frac{28V - 2.5V}{1\text{mA}} = 25.5\text{k}\Omega, \quad 1\%$$

设计反馈环补偿 (参见附录 B)

补偿采用两极点、两零点的补偿方法。这是为了补偿输出滤波电感和电容引起的双极点的作用。首先确定开环系统控制到输出特性。

系统直流增益是

$$A_{\text{DC}} = \frac{V_{\text{in}} N_{\text{sw}}}{V_{\text{e}} N_{\text{pri}}} = \frac{340V \times 4 \text{匝}}{1V \times 24 \text{匝}} = 56.6$$

用博德图的 dB 表示, G_{DC} 为

$$G_{\text{DC}} = 20\log A_{\text{DC}} = +35\text{dB}$$

输出滤波器极点频率是

$$f_{\text{fp}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{8.5\mu\text{H} \times 188\mu\text{F}}} = 3.981\text{Hz}$$

输出滤波器钽电容的 ESR 引起的零点频率为 20kHz 左右, 即

$$f_{\text{Z(ESR)}} \approx 20\text{kHz}$$

这里选择增益穿越频率为 20kHz, 也可以高到 40kHz, 但是 TL431 的增益带宽积并不特别大, 如果选择过高的穿越频率可能会遇到问题。

使补偿网络两个零点处于同一个频率点, 即

$$f_{\text{z1}} = f_{\text{z2}} = 0.5f_{\text{fp}} = 1991\text{Hz}$$

补偿网络较低的那个极点[⊖]被置于输出电容 ESR 零点处, 因此

$$f_{\text{p1}} = 20\text{kHz}$$

另外一个极点 (f_{p2}) 置于高于增益穿越频率处。

$$f_{\text{p2}} = 1.5f_{\text{sw}} = 30\text{kHz}$$

为了得到所需的增益穿越频率, 补偿网络两个补偿极点中间段的增益 (G_2) 为

$$G_{\text{sw}} = G_2 = 40\log\left(\frac{f_{\text{sw}}}{f_{\text{fp}}}\right) = 40\log\left(\frac{20\text{kHz}}{3.981\text{Hz}}\right) - 36\text{dB}$$

$$A_2 = 0.40$$

补偿网络在两个补偿零点 (f_{z1} 和 f_{z2}) 处的增益是

$$G_1 = G_2 + 20\log\left(\frac{f_{\text{z2}}}{f_{\text{p1}}}\right) = -6.9\text{dB} + 20\log\left(\frac{1990\text{Hz}}{20\text{kHz}}\right) = -26.9\text{dB}$$

⊖ 原文误为零点。——译者注

$$A_1 = 0.0451$$

补偿网络的参数计算如下 (参见图 4-23)。

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{30} A_2 R_4} = \frac{1}{2\pi \times 20\text{kHz} \times 0.4 \times 25.5\text{k}\Omega} = 780\text{pF} \quad (\text{取 } 750\text{pF})$$

$$R_6 = A_2 R_1 = 0.4 \times 25.5\text{k}\Omega = 10.2\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 10\text{k}\Omega)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{02} R_1} = \frac{1}{2\pi \times 1991\text{Hz} \times 25.5\text{k}\Omega} = 3134\text{pF} \quad (\text{取 } 0.003\mu\text{F})$$

$$R_3 = R_2 / A_2 = 10\text{k}\Omega / 0.0451 = 221\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 220\text{k}\Omega)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{02} R_2} = \frac{1}{2\pi \times 30\text{kHz} \times 220\text{k}\Omega} = 24\text{pF}$$

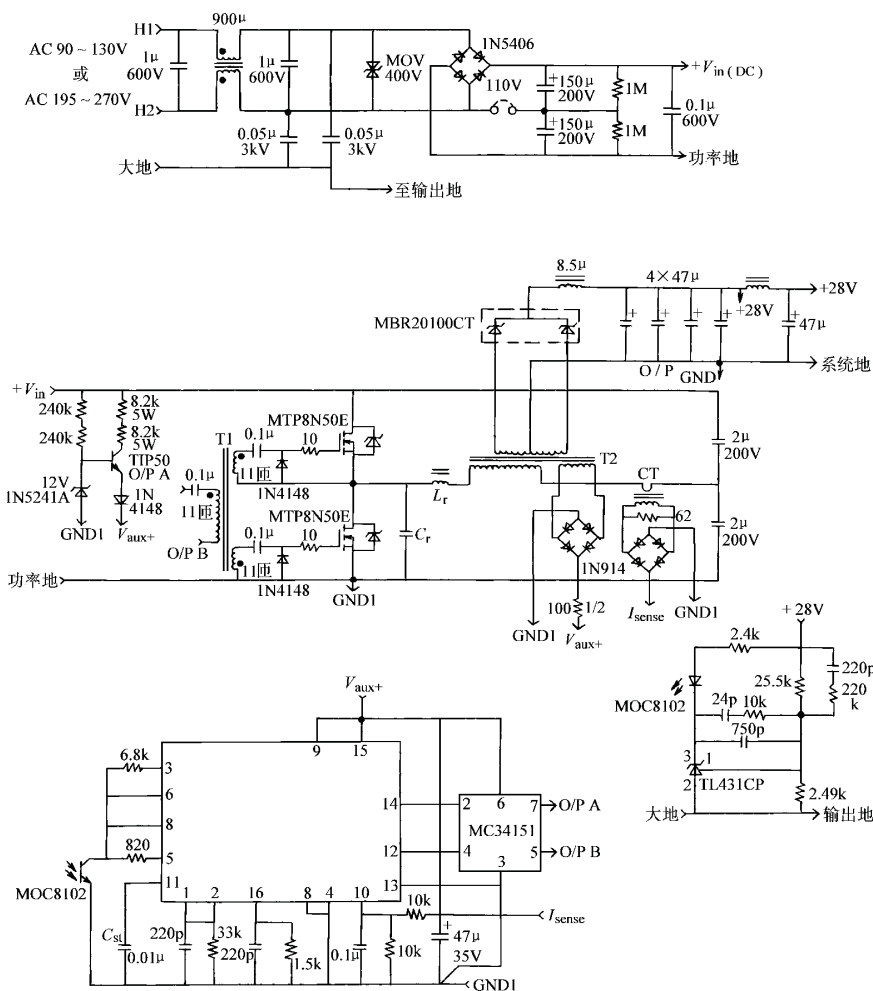


图 4-25 ZVS QR 半桥变换器电路