

超宽输入电压反激式开关电源的设计

Super Wide Input Voltage Range, Off-Line Flyback

Switching Power Supply Design

飞兆科技股份有限公司 杨恒

(200070)

摘要:一般的反激式开关电源变换器的输入电压范围只能满足于 1:3 的关系,即 90-264VAC,而当要输入电压范围更宽时,例如 1: 6.6,即 90-600VAC 时,传统的固定工作频率的反激式开关电源变换器就不能满足工程上的要求。本文介绍了利用压控振荡器 (VCO) 的控制方法,来实现非常宽的输入电压范围。当输入电压变化时,变压器反馈绕组的电压也变化,使控制 IC 的振荡频率作出对应的调整,以满足非常宽的输入电压的要求。

叙词:反激式开关电源,压控振荡器 (VCO),定频率,变频率。

1. 引言

现在有许多方面的问题困扰着电源设计工程师。例如,正激式变换器的输入电压变化范围较小,仅为 90-130VAC;或 180-264VAC;而使用升压模式的变换器输入电压范围也只能适合与 90-270VAC,任何要满足更高的输入电压范围的产品则必须重新设计。公司生产产品的目的是满足市场的需要,如产品的成本很高,对消费者来说都将是难以接受的。附加的产品功能不但对企业来说是必须的;而且对用户来说也是可接受的。一般的反激式开关电源变换器的输入电压范围只能满足于 1: 3 的关系,即 90-264VAC;而当要输入电压范围更宽时,例如 1: 6.6,即 90-600VAC 时,传统的固定工作频率的反激式开关电源变换器就不能满足工程上的要求。本文介绍了利用压控振荡器 (VCO) 的控制方法,来实现非常宽的输入电压范围的要求。当输入电压变化时,变压器反馈绕组的电压也变化,使控制 IC 的振荡频率作出对应的调整,以满足非常宽的输入电压的要求。

2. 固定频率与压控振荡器 (VCO) 控制方法的比较

2.1 固定频率电流型控制方法

固定频率电流模式的反激式开关电源变换器的输出功率一般小于 150W,图 1 是该模式变换器的框图。

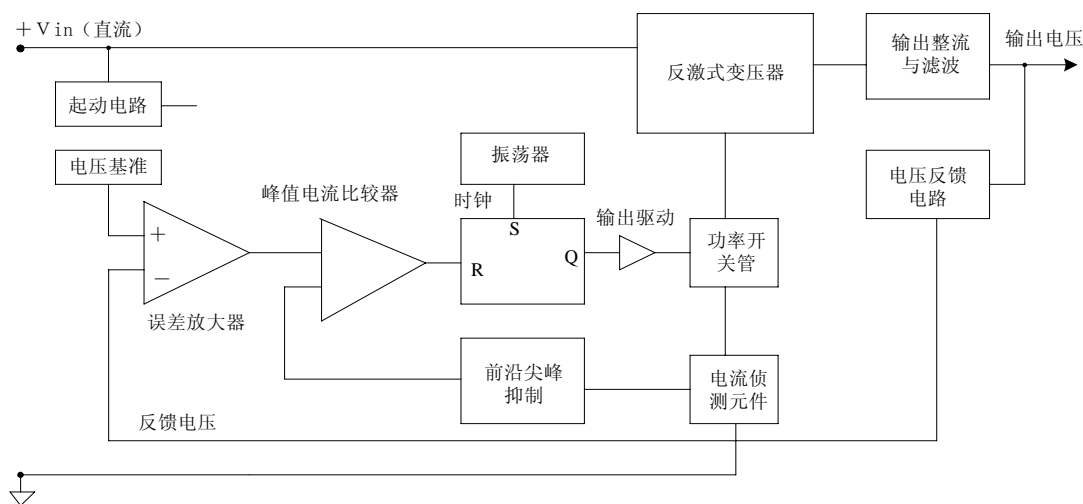


图 1 固定频率, 电流模式, 反激式变换器框图

由图 1 可见,反激式开关电源变换器主要由反激式变压器(储能电感);功率开关管;输出整流与滤波电路;电压反馈电路和固定频率振荡器等部分组成。

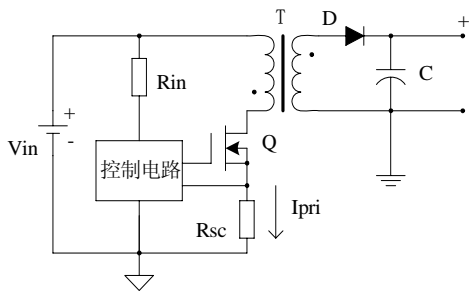


图2 反激式变换器简图

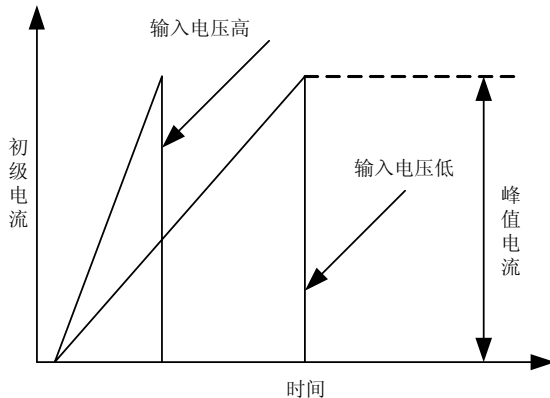


图3 不同输入电压时的峰值电流

图2为反激式变换器简图。反激式开关电源变换器在轻负载时电流呈不连续状态；重负载时呈连续状态。不连续状态是一种变压器T的储能释放完的状态；连续状态则是一种在变压器储能没有完全释放完时就接着供给的一种方式。其条件是当 $L_{N2} \geq V_0 \cdot T_{OFF}^2 / (2I_0 T)$ 时，为不连续状态；输出电压 V_0 和功率开关管的峰值电流 (I_{pri}) 分别为：

$$V_0 = (N_2/N_1) \cdot (T_{ON}/T_{OFF}) \cdot V_{IN}$$

$$I_{pri} = V_{in} \cdot T_{on} / L_{N1}$$

而连续状态状态的条件是：

$$L_{N2} < V_0 \cdot T_{OFF}^2 / (2I_0 T)$$

分别用下式表示 V_0 和 I_{pri}

$$V_0 = (N_2/N_1)^2 \cdot (V_{in}^2 \cdot T_{on}^2) / (2L_{N2} I_0 T)$$

$$I_{pri} = (P_0/V_{in}) \cdot (2T/T_{ON})$$

不管是工作在连续型还是不连续型一次电感电流均按 V_{in}/L_{pri} 线性变化。

连续状态下，主开关元件和变压器的利用率都会提高。电流在一次线圈和二次线圈都会发生断续，且输出电容器的纹波电流大。由于连续型和不连续型的控制特点不同，所以设法使系统稳定就显得很重要。

图3示出在不同输入电压时的变压器一次侧峰值电流的变化情况。由图可见，采用电流模式控制 IC 的缺点是：由于输入电压的不同，使变压器电感电流的线性变化率不同，因此功率开关管的导通时间也完全不同；在高压输入时功率 MOSFET 管的导通时间很短，仅为 300-600nS，功率 MOSFET 管流过的瞬时峰值电流非常大；在功率 MOSFET 管关闭时可能发生饱和状态。结果使功率转换在导通时不能线性地打开，导致变换器的效率下降和可靠性降低。

2.2 压控振荡器 (VCO) 电流型控制方法

正因为固定频率-电流模式的反激式变换器有上述缺点，我们必须采用新的方法来设计。采用的新方法是改变开关的导通时间和改变频率。原理框图如图4。我们知道，压控振荡器

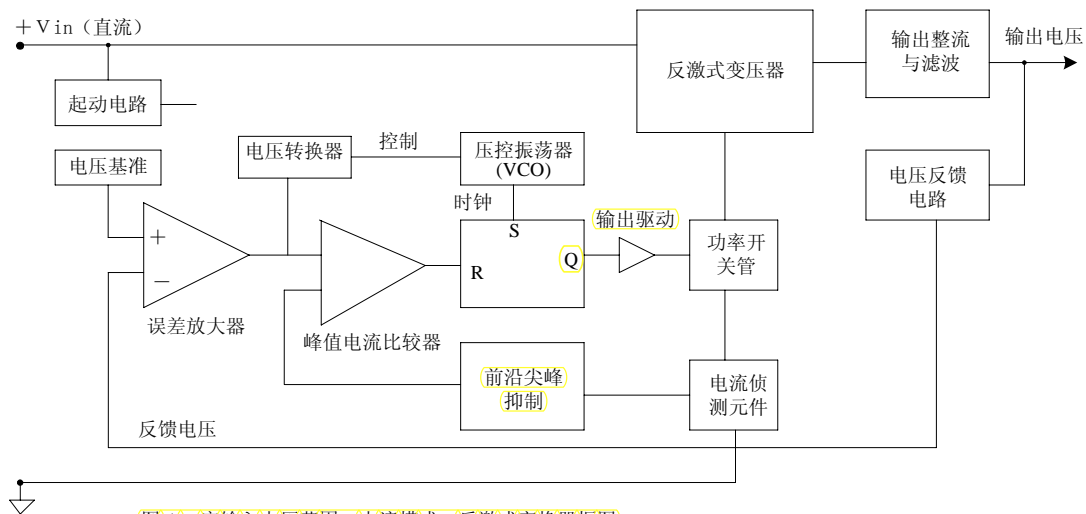


图4 宽输入电压范围，电流模式，反激式变换器框图

就是在振荡电路中采用压控元件作为频率控制器件。若用直流电压作为控制电压，压控振荡器可制成频率调节十分方便的信号源。压控元件一般都是用变容二极管，它的电容量受到输

入电压 $V_c(t)$ 的控制； V_c 变化时，即引起振荡频率 f_0 变化。因此，压控振荡器事实上就是一种电压-频率变换器，它的特性可用瞬时振荡频率 f_v 与控制电压 V_c 之间的关系曲线来表示，如图 5 所示。图上的中心频率 f_0 是在没有外加控制电压时的固有振荡频率在一定范围内， f_v 与 V_c 之间是线性关系。在线性范围内，这一线性曲线可用下列方程表示： $f_v(t) = f_0 + K_v V_c(t)$ ；式中， K_v 是特性曲线的斜率，称为 VCO 的增益或灵敏度；它表示单位控制电压所引起的角频率变化的大小。本设计中使用的主要方法是：去除基准电压对定时电阻的控制，引入一可变电压给定电阻和误差放大器。电压转换器设置在误差放大器后与 VCO 之间。用一个简单的 3.3V 稳压管放在误差放大器后来接受整个的输出电压的变化。当输入电压最低，而输出功率满载时，开关管的占空比将超过 50% (Duty cycle)，VCO 的输入电压将达到 7.7V。C7 是起动时的定时电容，R10 是定时电阻，它们决定了最大工作频率，本案选 220P，R10 选 27K Ω ，振荡频率为 140KHz。当 VCO 的输入电压大于 3.3V，VCO 开始振荡，该振荡器可产生锯齿状波形，其频率由与 4 脚相连的电阻与电容决定。振荡器由最高的频率 F_{MAX} 140KHz 开始起振，之后频率逐渐下降，一直到最小频率 F_{MIN} 75KHz。

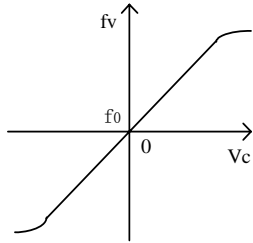


图 5 压控振荡器特性曲线

该振荡器可产生锯齿状波形，其频率由与 4 脚相连的电阻与电容决定。振荡器由最高的频率 F_{MAX} 140KHz 开始起振，之后频率逐渐下降，一直到最小频率 F_{MIN} 75KHz。

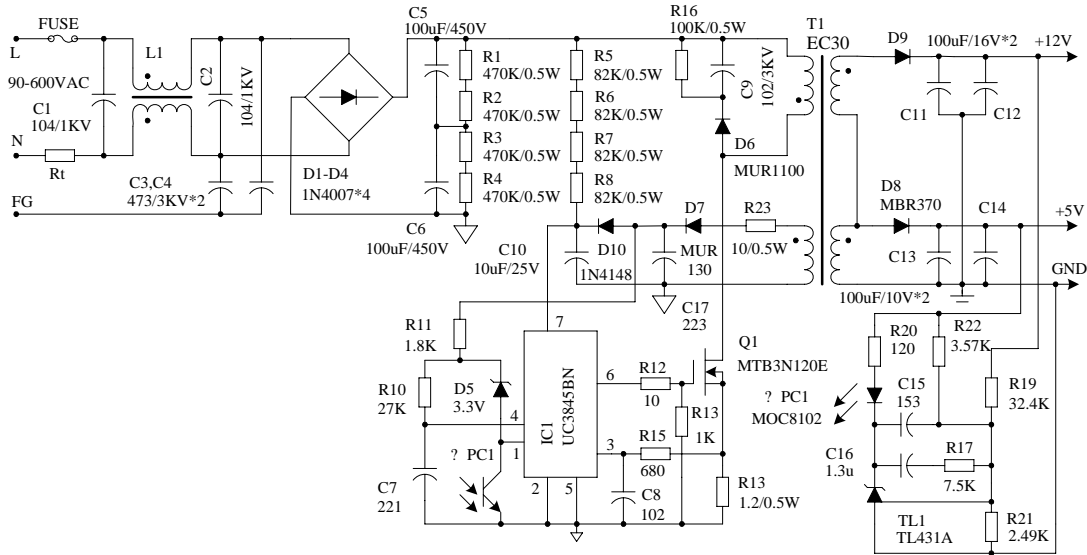


图 6 宽输入电压范围反激式变换器原理图

3. 超宽输入电压范围设计实例

3.1 基本技术参数

输出功率： $P_o = (5.0V)(1.0A) + (12.0V)(1.0A) = 17W$

直流输入电压： $V_{in}(low) = 1.414 * V_{in-ac}(low) = 1.414 * 90Vac = 127VDC$

$V_{in}(hi) = 1.414 * V_{in-ac}(hi) = 1.414 * 600Vac = 854VDC$

最大平均输入电流： $I_{in-av}(max) = P_{out} / (\eta * V_{in}(min)) = 17 / (0.8 * 127) = 167mA$ (设转换效率为 80%)

峰值电流： $I_{pk} = 5.5 * P_{out} / V_{in}(min) = 5.5 * 17 / 127 = 0.74A$ (设定最高工作频率为 140KHz)

3.2 变压器的设计

不同厂商生产的磁芯和不同型状的磁芯在性能上有所差异。因最高输入直流电压为 854VDC，要考虑绕线窗口面积与绝缘的关系，本设计采用中心截面积 A_e 为 30.5mm 的 E-E 30 磁芯。

变压器初级电感为： $L_{pri} = (D_{max} * V_{in}(min)) / (I_{pk} * F_{max}) = 0.5 * 127 / (0.74 * 140) = 613\mu H$ (设最大占空比 D_{max} 为 50%)

最低输入电压时的磁密为： $B_{\max(I_o)} = \frac{3500 \text{ G}}{2\sqrt{2}} = 1237 \text{ G}$

最小空气隙为： $L_{\text{pri}} = \frac{\Delta \max V_{\text{in}(\min)}}{I_{\text{pk}} f_{\max}} = \frac{0.5(127 \text{ V})}{(0.82 \text{ A})(140 \text{ kHz})} = 553 \mu\text{H}$

变压器必需加空气隙，最大 AL 值是 100mH/1000T。

变压器初级电感需要的匝数为：

$$N_{\text{pri}} = 1000 \sqrt{\frac{L_{\text{pri}}}{A_L}} = 1000 \sqrt{\frac{0.553 \text{ mH}}{100 \text{ mH}}} = 74.4$$

选 74 匝。

二次侧的 12V 是叠加在 5V 上的，对控制 IC 来说为辅助控制，用超快恢复整流二极管，匝数为：

$$N_{\text{sec}} = \frac{(V_{\text{out}} + V_{\text{fwd}})(1 - \Delta \max) \cdot N_{\text{pri}}}{\Delta \max \cdot V_{\text{in}(\min)}} = \frac{(12 \text{ V} + 0.9 \text{ V})(0.5)(74\text{T})}{(0.5)(127 \text{ VDC})} = 7.5 \text{ turns}$$

选 8 匝。

5V 绕组需要的匝数为： $N(+5) = \frac{(5 \text{ V} + 0.5 \text{ V})(8\text{T})}{(12.9 \text{ V})} = 4 \text{ turns}$

计算出变压器输出电压的误差总量与实际需要的输出电压是：+5V： +5.0V

+12V： +10.1V，整流后的电压降。

因此对+12V 来说，由原来的 8 匝加到 9 匝；这样一来整流的输出电压可达到 11.5V。因输入电压很高，因此变压器的一次与二次的绝缘要求非常高，变压器绕线的结构如图 7 所示。第一，对漏电安全要特别考虑（绕线宽度要小于窗口宽度）；第二，850V 的输入高压通过一次线圈，隔离电压能在一次绕组与绝缘材料间引起放电；绝缘材料必需把临近的绕组完全包围。第三，占空比的决定：占空比愈大，次侧匝数愈少，初侧匝数愈多，造成漏感 ACR, DCR 都增加。因此在设定占空比时并非愈大愈好；但占空比小了，高压时磁通密度更大，磁损增加；整流管反压增加，变压器利用率下降。第四，在取得最佳圈数后，应反推 ΔB （磁通量）是否合适。此反推应以 854VDC 最高压为之，以确认高压时磁芯不致饱和。应查铁芯资料确认所使用的磁芯材料在工作温度及工作频率下的饱和点，预留足够的安全值。在示波器上，观察 90VAC 输入时的电流曲线。当开关管

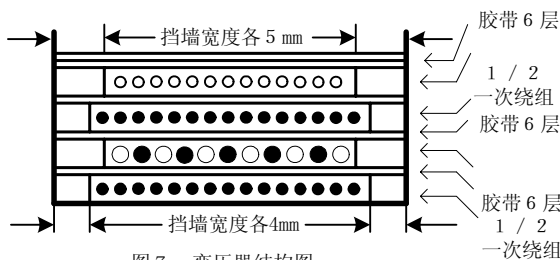


图 7 变压器结构图

电流曲线开始弯曲时表示变压器进入准饱和区，即将饱和此点应视不同的电流应用而取不同大点。气隙加大，磁损加大。因气隙愈大，磁滞曲线愈向两边延展（愈向 H 靠近），此时能量传输区大了，但磁损也加大。

3. 3 输出滤波电容

因是一个可变频率系统，考虑到对输出纹波的要求，因此所有计算滤波电容的值要按最低频率的要求来配置；输出电容的值决定于输出电流的要求，+5V 与+12V 的输出电容要根据最大输出电流的要求，计算方法为：

$$C_o = \frac{I_o(\max)}{f_{\text{est}(\min)} \cdot V_{\text{ripple}(\max)}} = \frac{(1 \text{ A})}{(70 \text{ kHz})(0.1 \text{ V})} = 142 \mu\text{F}$$

分别选择两颗 100uF 的电容并联（C11 与 C12；C13 与 C14）。

3. 4 电压反馈环节的设计

由图 6 可见，IC1（UC3845）内部的误差放大器没用到，反向输入端直接接地，因此输出一直为高电平，仅使用了二次侧 TL431A 的误差放大器，通过光耦把信号传递到一次侧。光耦的集电极直接接 IC1 的脚对电源进行控制，它采集了工作频率与峰值电流给 IC1 内部的误差放大器，通过 IC1 的控制直接对开关管的占空比进行调整。3.3V 的稳压管在输入高压

时提升振荡器的控制电压。光耦的工作电流控制在 5mA，外接电阻 R11 连接在 VCC 与压控振荡器 VCO 输入端之间，电阻值的设定不能使光耦进入饱和状态， $R11 = (12V - 3.3V) / 5mA = 1740 \Omega$ ，选 1.8K。光耦 MOC8102 的 Ctrr (传输比) 是 100%，LED 的电流选为 6 mA (5 mA 给 R10，1 mA 给 IC1 的 1 脚)。光耦的最小增益为 30%，考虑裕量选为 8mA；流过光耦 LED 的电流值由 R20 来限定， $R20 = 5V - (V_{U3} + V_{LED}) / 8mA = 138 \Omega$ ，选 120 Ω 。TL431A 的下取样电阻决定了基准端 (Vref) 的工作电流，我们选为 1mA，因此 $R21 = V_{ref} / I_{sense} = 2.5V / 1mA = 2.5K$ ，选 2.49K (1%)。如输出电压发生变化时，需极快地通过取样回路反馈给控制端并进行及时地调整。+5V 的输出电压通常供给 MCU 等主要器件，对电压的精确度要求较高；而 +12V 的输出电压通常供给对电压要求不高的负载。因此，TL431A 的上取样电压的 70% 选自 +5V 输出端，30% 选自 +12V 输出端。取样电阻的选择如下：+5V: $R22 = (5V - 2.5V) / 0.7(1 \text{ Ma}) = 3.57K(1\%)$ ；+12V: $R19 = (12.2V - 2.5V) / 0.3(1 \text{ Ma}) = 32.3K$ ，取 32.4K (1%)。

4. 结论

图 8 是输入电压与工作频率的关系曲线图，可见频率随输入电压的增加而下降，实现了变频控制的目标；图 9 是实际测量到的与理论计算的输入电压与峰值电流的关系曲线图 (实线为理论计算值；虚线为实际测量值)，可见采用 VCO 变频控制器后峰值电流的变化范围明显减小，输入电压从 120VDC-854VDC 峰值电流仅变化 0.1mA。较小的峰值电流变化，便于环路的正确控制，避免了在高压输入时变压器的失磁。实验证明，采用压控振荡器 (VCO) 的控制方法，对于超宽输入电压范围反激式变换器来说，设计成本是最低的，是有效的和可行的。

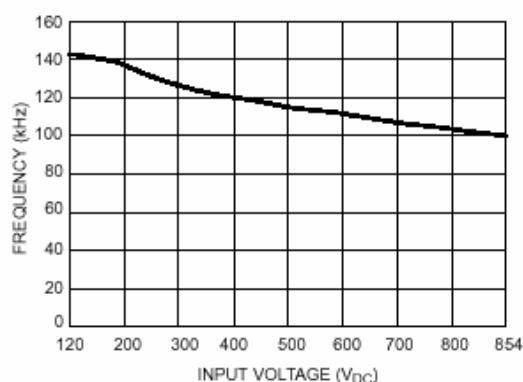


图 8 输入电压与频率变化曲线

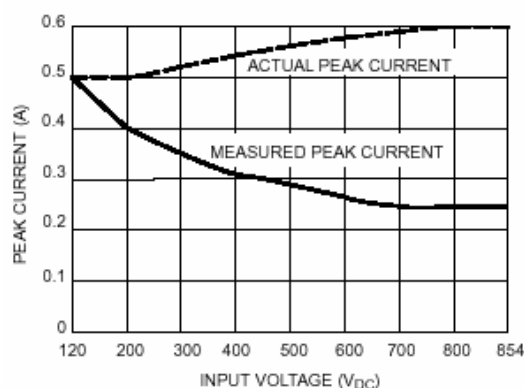


图 9 输入电压与峰值电流变化曲线

参考文献：

1. On Semiconductor AN1327/D
2. 张萧文【高频电子线路(下册)】高等教育出版社 2004-12-8