

[电源]

电源开关频率的效率最优化设计方法

文/深圳市英威腾电气股份有限公司 胡杰 余凌

研究了一种基于效率最优化的开关频率设计方法，以四阶功率变换器——SUPERBUCK为分析对象，介绍了变换器的功率变换回路，基于不同开关频率下磁心选型的差异，创新性地采用了通过开关频率分段定磁心的方法，建立了开关电源的损耗模型，分析了变换器的损耗影响因素。

开关电源工作频率的选择是比较复杂的过程，工程师经常根据经验先确定开关频率，再进行拓扑参数和控制环路参数设计，缺少理论支撑，难以保证开关电源的设计综合性能最优。本文的损耗分析目的在于研究开关电源的损耗与频率、输入输出条件等的相互关系和变化趋势，以及各个功率器件损耗在总损耗中所占比重，为开关电源电路的详细设计提供指导。

以四阶功率变换器——SUPERBUCK为设计实例，进行损耗模型的建立和定量分析。相对传统BUCK拓扑，SUPERBUCK拓扑通过增加输入侧电感，使输入端电流连续，极大减小了电池充电模块对其输入电源的干扰和电路中寄生参数的影响，提高了电源系统的可靠性和稳定性，在大功率电池充电模块中逐渐被广泛采用。SUPERBUCK拓扑如图1所示，开关管Q导通时，直流母线通过Q给电感 L_1 储能，并供给负载，电容 C_1 放电，通过Q给电感 L_2 储能，并供给负载；开关管Q关断时，直流母线和电感 L_1 通过二极管VD给电容 C_1 充电，电感 L_2 通过VD续流，并同时给负载供电， r_L 和 r_o 分别为输入和输出电流采样电阻，SUPERBUCK电路输出电流 I_o 为电感 L_1 和 L_2 的电流之和。

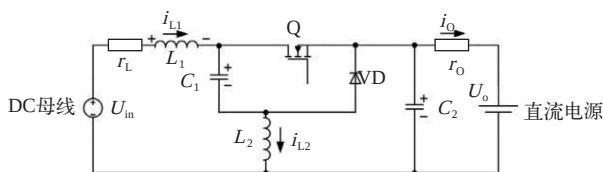


图1 SUPERBUCK拓扑示意图

损耗模型建立

为了提高效率，在开关电源中薄膜电容应用越来越多，其损耗很小，故SUPERBUCK的损耗主要由电感、开关管和二极管损耗组成。电感损耗包括磁心铁损和绕线铜损，铁损主要由磁滞损耗和涡流损耗产生，随磁心的工作频率的增大而增大，低频时磁滞损耗占主要部分，高频时主要表现为涡流损耗。

磁心的损耗为

$$P_{Fe} = \rho_e v_e P_{Fe,m} \quad (1)$$

一般工程上，单位质量的磁心损耗计算公式为

$$P_{Fe,m} = k B_{max}^a f^b \quad (2)$$

式中， ρ_e 是磁心密度，单位为 g/mm^3 ； v_e 是磁心体积，单位为 mm^3 ； k ， a ， b 是系数，与磁心材料有关，一般磁心厂家会提供； f 为磁心工作频率，即开关频率，单位为Hz； B_{max} 最大工作磁通密度， $B_{max} = \frac{V_{in} - V_o}{4fNA_c}$ ，单位为T。

电感内阻与电感匝数有关, $r = \frac{\rho l}{n} = \frac{\rho l_0 N}{n}$, ρ 是单位长度的电阻, l_0 是一匝绕线的平均长度, N 为匝数, n 是并绕的股数。匝数 $N = \sqrt{\frac{L}{A_l}}$, L 是电感量, A_l 是带较小气隙的电感系数, 由所选磁心及尺寸决定, 则电感的铜损是 $P_{cu} = I_L^2 r$ 。

简化计算, 假设开关过程中 u_{DS} 和 i_D 是线性变化的, 如图2所示, u_{DS} 为开关管关断时, D、S 之间的电压, $U_{DS} = V_{in} - V_o$, i_D 是流过开关管的电流。

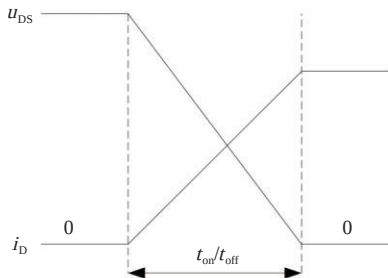


图2 开关管开关过程示意图

则开通过程的损耗为

$$P_{ton} = 3.3 C_{oss} U_{DS}^{1.5} f + \frac{1}{6} D_{DS} I_D t_{on} f \quad (3)$$

式中, t_{on} 为开关管开通的上升时间; C_{oss} 为 MOSFET 的有效输出电容。

关断过程中的损耗为

$$P_{toff} = \frac{1}{6} D_{DS} I_D t_{off} f \quad (4)$$

式中, t_{off} 为开关管关断的下降时间。

导通损耗为

$$P_{on} = I_D^2 R_{DS(on)} D \quad (5)$$

式中, $R_{DS(on)}$ 是开关管的导通电阻; D 是占空比, $D = V_o / V_{in}$ 。

则开关管的总损耗为

$$P_S = P_{ton} + P_{toff} + P_{on} \quad (6)$$

二极管的开通和关断损耗都较小, 其损耗主要由导通损耗决定, 则

$$P_{don} = V_F I_D (1 - D) \quad (7)$$

式中, V_F 是二极管的正向导通压降; I_D 是二极管的导通电流。

SUPERBUCK 两个电流采样电阻损耗为

$$P_{rs} = I_{L1}^2 r_L + I_{O'}^2 r_o \quad (8)$$

则 SUPERBUCK 变换器的总损耗为

$$\begin{aligned} P_{loss} &= P_{lossL1} + P_{lossL2} + P_S + P_{don} + P_{rs} \\ &= P_{lossL1} + P_{lossL2} + 3.3 C_{oss} U_{DS}^{1.5} f + \frac{1}{6} U_{DS} I_D (t_{on} + t_{off}) f \\ &\quad + I_D^2 R_{DS(on)} D + V_F I_D (1 - D) + I_{O'}^2 r_L + I_{O'}^2 r_o \end{aligned} \quad (9)$$

SUPERBUCK 滤波电感设计

SUPERBUCK 滤波电感由电路的输入输出条件和开关频率决定, 为了降低充电电流纹波, 一般 $L \geq \frac{(V_{in} - V_o) T_{on}}{I_L} = \frac{(V_{in} - V_o) D}{I_L f}$, D 是占空比, ΔI_L 是电感电流纹波。为了防止 SUPERBUCK 拓扑频域特性的右半平面零点出现, 一般 $L_2 \approx \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} L_1$, 故输出电流纹波主要取决于 L_1 。因为电感量在电路工作过程中是固定的, 不能随着输出电压而改变, 所以电感取满足条件的最大值, 即

$$L_1 \geq \frac{(V_{in} - V_{omin}) T_{on}}{I_L} = \frac{(V_{in} - V_{omin}) V_{omin}}{I_L f V_{in}}$$

式中, V_{omin} 是电路的最小输出电压, 此时电流纹波最大。

基于电池充电模块的损耗数据分析

本文设计的电池充电模块输入电压 100 V, 最大电池电压 95 V, 额定充电电流 13 A, 最大充电电流 20 A, 则流过电感的最大电流为 $20 A \times 0.95 = 19 A$, 额定条件下, 开关管和二极管的导通电流 I_D 和 I_d 均是 13 A。当输入电容足够大, 则流过电感 L_1 和 L_2 的电流分别是 $I_{L1} = DI_o$, $I_{L2} = (1 - D)I_o$, 输出电流纹波 ΔI_o 按 5 A 设计, $\Delta I_{L1} \approx \Delta I_o = 5 A$ 。

根据 AWG 规格, 电感选用 4 根 21 号线进行并绕, $\rho = 418.9 \mu\Omega/\text{cm}$, $n = 4$ 。磁心选用 TDK 公司 PC40 的 EE 型, 由提供的数据, 可知 $k = 8.08 \times 10^{-7}$, $a = 3.059$, $b = 2.065$, $\rho_e = 4.8 \times 10^{-3} \text{ g/mm}^3$ 。开关管选 200 V 电压的 Cool MOSFET, $R_{DS(on)} = 27$, $t_{on} = 95 \text{ ns}$, $t_{off} = 47 \text{ ns}$, $C_{oss} = 380 \text{ pF}$ 。二极管选 200 V 的超快恢复二极管, 正向导通压降 V_F 为 0.49 V。电流采样电阻均取 10 mΩ。

因最大工作磁场强度为

$$B_{max} = \frac{V_{in} - V_o}{4 f N A_e} = \frac{(V_{in} - V_o) \sqrt{A_l I_L V_{in}}}{4 A_e \sqrt{f (V_{in} - V_{omin}) V_{omin}}} \quad (10)$$

进而计算出电感 L_1 和 L_2 的损耗。为了得到准确的计算结果, 通过开关频率分段定磁心的方法, 对频率按所用磁心的不同进行分段, 分段求出 P_{loss} , 从而得到较准确的损耗随开关频率变化的关系, 再利用采用分段函数的方法进行数据分析。

根据磁心截面积计算公式

$$AP = A_w A_e = \left(\frac{P_T \times 10^4}{K_0 K_f f_s B_w K_j} \right)^{\frac{1}{1+X}} \quad (11)$$

式中, 窗口系数取典型值 $k_0 = 0.4$; 波形系数 $k_f =$

4 (方波)；对于单线圈电感，电流密度系数 $k_j=569$ (允许温升 $50\text{ }^{\circ}\text{C}$)， $X=-0.14$ ；PC40磁心在 $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时的饱和磁感应强度 $B_s=350\text{ mT}$ ，故最大工作磁感应强度 $B_w=B_s/2=0.175\text{ T}$ 。

SUPERBUCK电感在工作过程中传递的功率 P_T 与占空比相关，按工程设计思路，取变换器效率为93%，以使磁心选型留有一定裕量，单个电感传输的最大功率为

$$P_{T\max} = \frac{95 \times 20}{93\%} \times \frac{95 \times 20}{93\%} \times 0.95\text{ W} = 1\,941\text{ W} \quad (12)$$

则可得到截面积 AP 值与开关频率 f 的关系曲线，如图3所示。

根据工程应用分析频率范围定义为 $20\sim 800\text{ kHz}$ ，

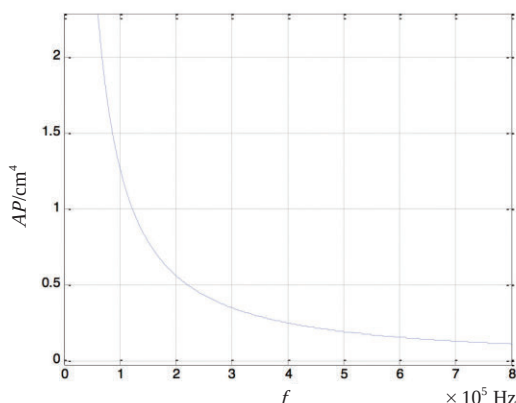


图3 $AP-f$ 曲线

按上面得到的 $AP-f$ 关系在不同的频率段选用不同的磁心型号，计算结果和对应的磁心参数如表1所示。

表1 EE型PC40磁心选型及磁芯参数表

频率/k	最小 AP/cm^4	选择磁心	AP/cm^4	A_l/cm^2	A_w/cm^2	$A_l/nH/N^2$	V_e/mm^3
500~800	0.19~0.11	PC40EER25.5	0.216 8	44.8	48.4	200	2 160
220~500	0.50~0.19	PC40EER28	0.589 4	82.1	71.8	400	5 250
180~220	0.64~0.50	PC40EER28L	0.783 8	81.4	96.3	315	6 150
90~180	1.42~0.64	PC40EER35	1.633 9	107	152.7	400	9 720
60~90	2.28~1.42	PC40EER40	2.66 4	149	178.8	400	14 600
52~60	2.69~2.28	PC40EER42	2.97 8	194	153.3	500	19 200
42~52	3.45~2.69	PC40EER42/42	3.832 8	240	159.7	500	23 700
20~42	8.17~3.45	PC40EER49	3.876 1	231	167.8	500	21 100

频率/k	磁心型号	A/mm	B/mm	平均直径/mm	每匝长度 l_0/mm
500~800	PC40EER25.5	19.53	9.9	14.72	46.21
220~500	PC40EER28	20.9	12.3	16.6	52.12
180~220	PC40EER28L	20.9	12.3	16.6	52.12
90~180	PC40EER35	25.4	13.7	19.55	61.39
60~90	PC40EER40	28.7	15.8	22.25	69.87
52~60	PC40EER42	29.1	17.95	23.53	73.87
42~52	PC40EER42/42	31.5	19.8	25.65	80.54
20~42	PC40EER49	35.95	20.3	28.13	88.31

基于不同开关频率下的磁心选型，将对应的参数代入 P_{loss} 计算公式中，可以得到不同电池电压下的损耗和开关频率的关系曲线。如图4所示。

可以得出电池电压 $V_o=95\text{ V}$ 时，当开关频率为 220 kHz 左右时，电池充电模块具有最小损耗，

约为 13.8 W ；当电池电压 $V_o=80\text{ V}$ 时，最小损耗点出现在 100 kHz 开关频率左右；当电池电压 $V_o=55\text{ V}$ 时，最小损耗点出现在 50 kHz 开关频率左右。由于实际工况中电池电压在 80 V 左右变化，故效率最优的开关频率设计点为 100 kHz 。

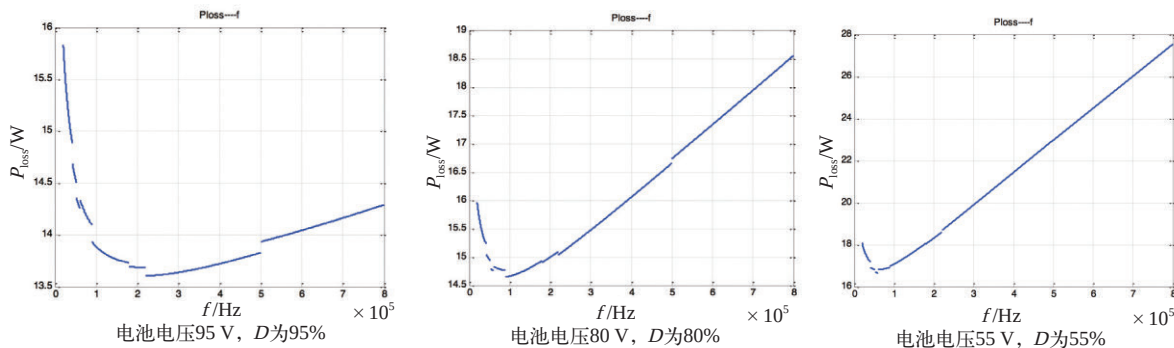


图4 总损耗—开关频率曲线

(下转第64页)

$$u_i^{n+1} = u_i^n - cu_i^n \frac{\Delta t}{\Delta x} (u_i^n - u_{i-1}^n) \quad (6)$$

式中， u_i^n ， $u_i^{(n+1)}$ 是第*i*个位置*n*与*n*+1步的温度； $\Delta t=0.25\text{ s}$ ； $\Delta x=60/40=1.5\text{ m}$ ；*C*是风速，3 m/s。

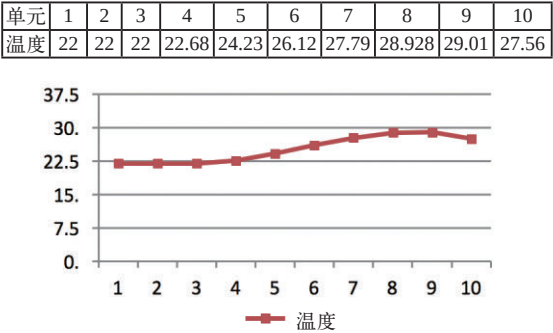


图7 计算结果修正

当计算结果与测温结果误差较大，大于1℃时，减少 Δt 的值重新计算，可缩小误差值的大小。[EA](#)

3. 计算结果修正及控制原理

根据在网格单元3，网格单元8安装有测温模块，计算1为 $\Delta t=0.25\text{ s}$ ；计算2为 $\Delta t=0.20\text{ s}$ 。如图7所示。

单元	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
计算1	22	22	22	22.68	24.23	26.12	27.79	28.928	29.01	27.56
计算2	22	22.6	23.1	22.98	24.43	26.33	27.81	28.928	29.15	27.63
测温			23.4					29.3		

(收稿日期：2020.03.10)

(编辑：朱金凤)

(上接第61页)

当开关频率 $f_s=100\text{ kHz}$ 时，磁心选型PC40EER35，可得到损耗随输出电压的变化曲线如图5所示，输出电压提高，磁感应强度*B*减小，铁损减小；(1-*D*)减小，二极管的损耗减小； U_{DS} 减小，开关管的开关损耗减小。故随着输出电压的增大，电路损耗减小。如图5所示。

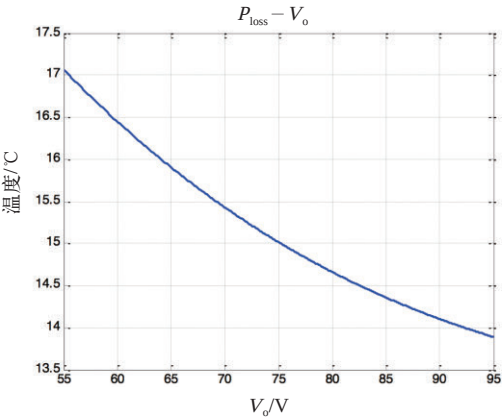


图5 总损耗—电池电压曲线

电池充电模块实物测试

本文搭建了电池充电模块的样机，经过测试验证，在输入电压100 V，充电电流13 A时，

不同电池电压下的转换效率如表2所示，和理论分析基本相符，由于样机测试数据包含控制电路损耗、滤波电容损耗等，实测损耗要比理论计算稍大。

输出电流 /A	输出电压 /V	输入电流 /A	输入电压 /V	损耗 /W
13.12	60.1	8.18	99.4	24.6
13.11	70.2	9.48	99.2	20.1
13.12	80.1	10.8	99.1	19.4
13.11	90.1	12.11	99.1	18.9

结束语

本文以SUPERBUCK拓扑为对象分析了开关电源的损耗组成，并建立了以开关频率为变量的损耗模型，利用磁心截面积与电感传输功率的关系，创新性地提出了按开关频率分段选型磁心尺寸的方法，并按照电池充电模块的实际工况参数计算出了损耗数据，得到了损耗和开关频率的关系曲线，通过实物样机测试，验证了计算的准确性，形成了以损耗最小、效率最优的开关电源开关频率的设计方法。[EA](#)

(收稿日期：2020.02.26)

(编辑：朱金凤)