

耦合电感式的Boost电路分析研究

The analysis and research of coupled-inductor Boost circuits

南京航空航天大学航空电源重点实验室, 方宇, 何亮, 裘迅, 邢岩, 胡育文 (南京210016)

摘要: 提出了耦合电感式Boost电路的控制策略, 用状态空间平均法建立了该电路拓扑的数学模型, 给出了小信号模型。结合小信号模型, 推导了耦合电感式Boost电路控制到输出的传递函数, 为设计校正补偿网络提供了理论依据。这一电路可应用于中小型UPS中, 给蓄电池升压, 为UPS中逆变电路提供输入电压, 从而减轻了UPS的整机体积和重量。最后给出了仿真和实验结果, 证明了文中分析的正确性和该电路的实用性。

关键词: 耦合电感; Boost; 传递函数; 电流型控制

中图分类号: TMI31 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2008)03-5-120

0 引言

小功率UPS(几百伏安到3千伏安)适用于家用、办公等, 它的特点是体积轻, 尺寸小。这就要求采用较少单体的大容量蓄电池串联, 因此这种UPS中的电池总电压较低, 而UPS中的逆变器则要求很高的直流输入电压。若用传统Boost升压电路来实现这一高直流电压变换的话, 高升压比不可避免, 变换器变换效率较低^[1,2]。针对这种情况, 文献[3~7]在小型UPS中采用了双电感式Boost电路, 但都未能作出令人满意的分析来指导设计。本文详细分析了这种适合于高升压比场合的Boost电路。

这种新颖的Boost电路与传统的Boost电路相比, 是采用了耦合电感, 为此, 在升压公式中多了一个匝比变量N, 适当的选择耦合电感的匝比可以降低占空比, 从而避免了传统Boost电路占空比不宜太大的限制; 另一方面, 耦合电感取代传统Boost电路中的Boost电感后, 开关管的电压应力大大降低, 这就可以选择低压大电流的开关器件, 这样的器件的通态电阻比较小, 因此新颖的Boost电路的效率一般来说比较高。

文中分析了新颖Boost的状态空间方程, 得出这一电路

拓扑是可控、可观测的。在此基础上, 提出了峰值电流的控制策略。仿真和实验表明这一新颖Boost电路完全可以应用在小型UPS中实现蓄电池的升压功能。

1 电路分析

1.1 工作原理

新颖Boost电路图见图1(a)。图中电感 L_1 和 L_2 共绕在一个磁芯上构成耦合电感, 定义 L_1 是原边, L_2 是副边。 L_1 的匝数是 n_1 , L_2 的匝数是 n_2 。在一个开关周期内, 图1(a)电路有两个基本工作模态, 主要波形如图(2)所示。

模态1: 开关管 T_1 导通, 工作电流流过图1(b)中的实线路径。在这一阶段, 耦合电感 L_1 充电, 存储能量, 磁芯中的磁通增加, 增量为 $\Delta\phi_{(1)}$, 见下式

$$\Delta\phi_{(1)} = \frac{V_i T_{on}}{n_1} \quad (1)$$

式中 T_{on} 为 T_1 的导通时间, V_i 为蓄电池电压。

模态2: 开关管关断, 工作电流流过图1(c)中的实线路径。此时耦合电感 L_1 中的部分能量在开关管关断瞬间转移到电感 L_2 , 然后 L_1 、 L_2 和电池共同经Boost二极管 D_2 向 C_2 及

负载提供能量。同时电感磁芯中的磁通减少，增量 $\Delta\phi_{(-)}$ 见下式

$$\Delta\phi_{(-)} = \frac{(V_o - V_i)T_{\text{off}}}{n_1 + n_2} \quad (2)$$

式中 T_{off} 为开关管 T_1 关断的时间，同时也是二极管 D_2 导通的时间。

图1(a)电路稳态工作时，应有 $\Delta\phi_{(+)} = \Delta\phi_{(-)}$ ，即式(1)和式(2)是相等的，故得

$$\frac{V_i T_{\text{on}}}{n_1} = \frac{(V_o - V_i)T_{\text{off}}}{n_1 + n_2} \quad (3)$$

令占空比 D 及耦合电感匝比 N

$$\begin{cases} D = \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} \\ N = \frac{n_2}{n_1} \end{cases} \quad (4)$$

由式(3)解得

$$D = \frac{(V_o - V_i)}{V_o + NV_i} \quad (5)$$

式(5)就是图1(a)电路的占空比计算公式，已知输入输出电压指标，可以选择合适的耦合电感的匝比，从而配置可行的占空比，这与传统的Boost电路相比，占空比的选择多了一个匝比的控制，所以这种电路的设计更加灵活。

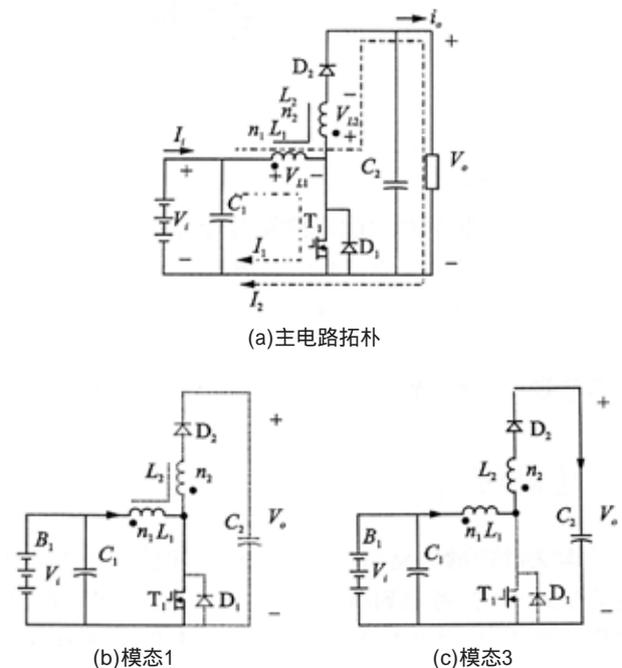


图1 主电路工作原理图

1.2 开关器件应力分析

开关管 T_1 关断，二极管 D_2 导通时，设电感 L_1 上电压为

V_{L1} ，电感 L_2 上的电压为 V_{L2} ，开关管上承受的电压为 V_T ，由图1(c)可知下式成立

$$\begin{cases} V_o - V_i = V_{L1} + V_{L2} \\ V_{L2} = \frac{n_2 V_{L1}}{n_1} \\ V_T = V_i + V_{L1} \end{cases} \quad (6)$$

解之得开关管的电压应力

$$V_T = \frac{V_o + NV_i}{1 + N} \quad (7)$$

开关管 T_1 开通，二极管 D_2 关断时，此时二极管承受反向电压，设为 V_D ，由图1(b)可知下式成立

$$\begin{cases} V_{L1} = V_i \\ V_{L2} = \frac{n_2 V_{L1}}{n_1} \\ V_D = V_{L2} + V_o \end{cases} \quad (8)$$

解式(8)得二极管 D_2 的电压应力

$$V_D = NV_i + V_o \quad (9)$$

图1(a)中 I_1 是开关管开通期间电感 L_1 上的平均电流， I_2 是开关管关断期间电感 L_2 上的平均电流， I_i 是输入平均电流， I_o 是输出平均电流。根据图2中的电流波形（几何形状是梯形）可计算 I_1 和 I_2

$$\begin{cases} I_1 = \frac{I'_1 + I_{1\text{max}}}{2} \\ I_2 = \frac{I_2 + I_{2\text{max}}}{2} \end{cases} \quad (10)$$

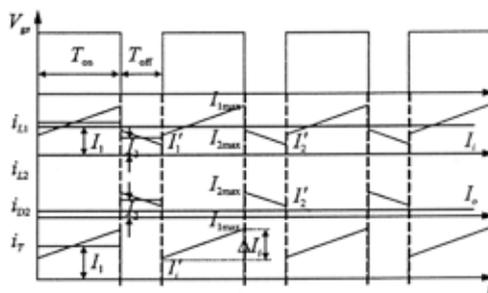


图2 主要电量工作波形

开关管开通与关断时刻的耦合电感满足安匝数相等关系，故有下式成立

$$\begin{cases} n_1 I_{1\text{max}} = (n_1 + n_2) I_{2\text{max}} \\ (n_1 + n_2) I'_2 = n_1 I'_1 \end{cases} \quad (11)$$

因此

$$\begin{cases} I_{1\max} = \frac{(n_1 + n_2)I_{2\max}}{n_1} \\ I_1' = \frac{(n_1 + n_2)I_2'}{n_1} \end{cases} \quad (12)$$

将式(12)代入式(10)得

$$I_1 = (1 + N) I_2 \quad (13)$$

式中 $N = n_2 / n_1$ 。

由图2波形的几何关系可知输入平均电流 I_i

$$I_i = I_1 D + I_2 (1 - D) \quad (14)$$

输出电流

$$I_o = I_2 (1 - D) \quad (15)$$

因此

$$I_2 = \frac{I_o}{(1 - D)} \quad (16)$$

将式(16)代入式(13)可解出 I_1 。由式(14)计算得输入平均电流 I_i (也可以根据输入功率除以输入电压来计算)。令开关管开通时电感 L_1 上的增量 ΔI_i 为

$$\Delta I_i = I_{1\max} - I_1' \quad (17)$$

取 ΔI_i 为输入平均电流 I_i 的20%，则由式(17)和式(10)可以算出 $I_{1\max}$ 和 I_1'

$$\begin{cases} I_{1\max} = I_1 + \frac{\Delta I_i}{2} \\ I_1' = I_1 - \frac{\Delta I_i}{2} \end{cases} \quad (18)$$

再由式(12)、(13)计算得 $I_{2\max}$ 和 I_2'

$$\begin{cases} I_{2\max} = \frac{1}{1+N} (I_1 + \frac{\Delta I_i}{2}) = I_2 + \frac{\Delta I_i}{2(1+N)} \\ I_2' = \frac{1}{1+N} (I_1 - \frac{\Delta I_i}{2}) = I_2 - \frac{\Delta I_i}{2(1+N)} \end{cases} \quad (19)$$

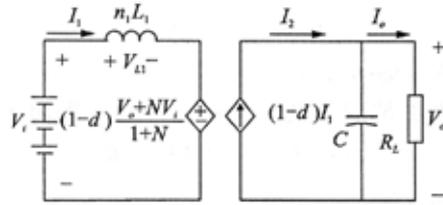
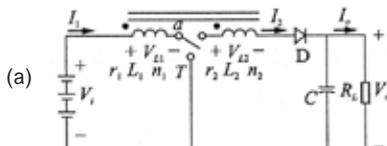
所以开关管的电流应力 $I_{1\max}$ 由式(18)确定，二极管电流应力 $I_{2\max}$ 由式(19)确定。

2 主电路建模

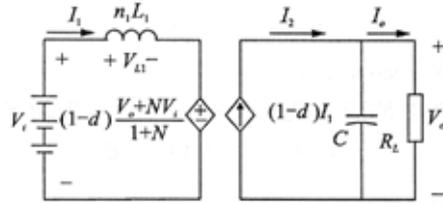
耦合电感式Boost电路有两个工作模式，定义开关函数如下

$$f = \begin{cases} 1 & \text{开关管导通} \\ 0 & \text{开关管关断} \end{cases} \quad (20)$$

对应开关函数的等效电路图见图3(a)。



(b)开关函数等效模型



(c)平均模型

图3 开关函数等效电路

基于开关函数，有下面的方程式成立，见下式

$$\begin{cases} v_{ab} = (1-f) \frac{V_o + NV_i}{1+N} \\ I_2 = (1-f)I_1 \end{cases} \quad (21)$$

根据式(21)可得到简化的等值电路图3(b)。由KVL，可得如下的状态方程

$$\begin{cases} \frac{dI_1}{dt} = \frac{1}{L_1} (V_i - r_1 I_1 - (1-f) \frac{V_o + NV_i}{1+N}) \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C} (1-f)I_1 - \frac{V_o}{R_L} \end{cases} \quad (22)$$

写成矩阵的形式

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ y = CX + DU \end{cases} \quad (23)$$

式中

$$\begin{cases} X = [I_1 \quad V_o]^T \\ A = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & \frac{f-1}{L_1(1+N)} \\ \frac{1-f}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \\ B = \begin{bmatrix} \frac{1+Nf}{L_1(1+N)} & 0 \end{bmatrix}^T \\ C = [0 \quad 1] \\ D = 0 \end{cases} \quad (24)$$

构造能控矩阵P和能观测矩阵Q如下

$$P = [B \quad AB \quad A^2 B] \quad (25)$$

$$Q=[C \quad CA \quad CA^2] \quad (26)$$

因P和Q的秩都是3，所以主电路中的状态变量是能控、能观测的。

3 控制策略

本文讨论的电路可以用电压模式控制也可以用电流模式控制，考虑到电流模式控制响应速度快，故采用了电流控制芯片UC3842，这款芯片具有成本低，外围电路简单等优点。将图3(b)中的开关函数用平均占空比代替使得电路的平均模型。以占空比 d 代替式(24)中的 f ，式(23)就成为状态空间平均方程。在稳态工作点以小扰动量代入式(23)、(24)，即代入 $I_1 + \hat{I}_1, D + \hat{d}$ ，经化简分离出稳态量，可得到控制到输出的传递函数。

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{R_L C(1-D)} \cdot \frac{(1-D)^2 R_L - S}{(1+ND)L_1} \cdot \frac{1}{S^2 + \frac{1}{R_L C}S + \frac{(1-D)^2}{L_1 C(1+N)}} \quad (27)$$

由(27)式可知，主电路存在右半平面零点，是非最小相位系统。这个右半平面零点显然在这谐振频率之后加了90的相移，总相移达270，未补偿时系统是不稳定的。这个额外的90相移对应着负载直接从电源获得能量，并且右半平面零点是负载的函数，负载越轻，这个零点离原点越远，相应地对系统的影响就越小，反之影响越大，可见，这一新颖的Boost电路当重负载时不容易稳定，故这一点在设计补偿网络时必须考虑的。对于电压型控制补偿，一般只有滞后补偿是有效的，因超前补偿只能满足比较窄的输入、输出范围，所以电压型控制模式的带宽增益积很小，动态响应较慢；当输入、输出电压发生突变时会出现阻尼振荡，振荡谐振频率为，此项中的 $1-D$ 表明 L_1 和 C 在 $(1-D)T$ 期间才彼此连接。因此滞后网络设计时要考虑最低谐振频率，即在最大占空比 D ，满足最轻负载时电流连续的 L_1 处设计滞后补偿网络。

常用的电流型控制模式是平均电流控制和峰值电流控制^[8,9]。电流型控制是一双环控制，内环是电流环，外环是电压环。电流采样可以用电阻采样也可以用电流互感器。峰值电流控制采样的是开关管上的电流，若用电流互感器采样，只要用一个电流互感器，开关管导通时，传递电流信息；开关管关断时，电流互感器复位。而平均电流采样

的是整个电感电流，用电流互感器采样的话，要用两个电流互感器，一个采样开关管中的电流，另一个采样Boost二极管管中的电流，再将它们相加便得整个Boost电感中的电流。当然用电阻采样电流的话就不存在上面的区别，不过采样电阻上有损耗，在功率较大时，损耗也较大。

平均电流控制与峰值电流控制有明显的区别，主要是在大信号特性上的区别：

- (1)峰值电流控制在占空比大于0.5时需斜坡补偿，而平均电流控制不要；
- (2)平均电流控制需要额外的一个误差放大器；
- (3)峰值电流控制一定程度上提供了输入电压的前馈（但没有Buck电路中那么显著）；
- (4)峰值电流控制存在平均电流与峰值电流之间的误差；
- (5)平均电流控制允许连续电流模式与断续电流模式的平滑过渡；
- (6)峰值电流控制易受噪声的影响。

平均电流控制与峰值电流控制小信号模型是一样的^[10]，本文采用峰值电流控制。控制电路框图见图4中的虚线部分。由图4控制部分知：输出直流电压采样信号送到电压调节器与给定电压形成误差并调整，电压调节器的输出作为电流比较器的给定电流值，反馈的电流与之比较，当电流峰值达到这一电流比较值时，电流比较器输出由高电平变成低电平，经过锁存器，确保固定的开关频率，再经驱动电路将控制脉冲送到开关器件。

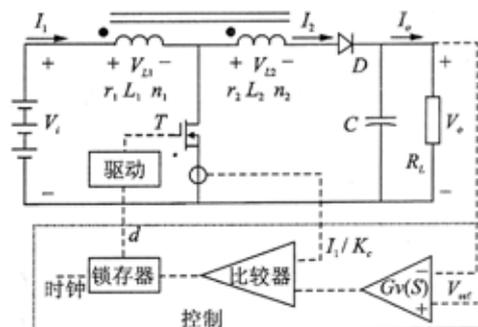


图4 峰值电流控制示意图

在式(23)的状态空间平均方程中代入 $I_1 + \hat{I}_1, D + \hat{d}$ ，并考虑式(21)可得

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_1(s)} = \frac{(1+ND)L_1}{R_L C(1-D)} \cdot \frac{(1-D)^2 R_L - S}{(1+ND)L_1} \cdot \frac{1}{S + \frac{2+N(1+D)}{R_L C(1+N)}} \quad (28)$$

设电流内环增益是 K_c ，则

$$\hat{I}_1(s) = K_c \hat{V}_c(s) \quad (29)$$

将式(29)代入式(28)得控制到输出的传递函数

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_c(s)} = K_c \frac{(1+ND)L_1}{R_L C(1-D)} \cdot \frac{(1-D)^2 R_L - S}{(1+ND)L_1} \cdot \frac{S + \frac{2+N(1+D)}{R_L C(1+N)}}{S} \quad (30)$$

由式(30)知：采用电流型控制得到的是一个一阶系统，比电压型控制降了一阶，但右半平面零点仍然存在。一阶系统在低频段幅频特性是以-20 dB/dec下降的，且在右半平面零点处与0 dB线平行，因此频带很宽，动态响应很快，这是电流型控制的优点。为了系统在整个负载范围内稳定，必须配置补偿网络，可以用PI调节器设计电压环实现输出无净差。电压环的设计在这里不再赘述。

4 仿真和实验

设计参数：输入电压：60~80 V，输出电压387V；耦合电感匝比： $N=1$ ， $L_1=L_2=146 \mu\text{H}$ ；开关频率： $f_s=64 \text{ kHz}$ ；输出功率： $P_o=1000\text{W}$ 。电压调节器 $G_v(s)$ 采用PI， $G_v(s)=K_p K_i \frac{1}{s}$ ，其中 K_p 取为0.0085， K_i 取为1.667，将之与计算得到的其它参数代入用Psim进行仿真，波形如图5，由上至下分别是原边电感 L_1 中的电流，副边电感 L_2 中的电流，驱动波形和开关中的电流。1125W时的实验波形如图6，分别是输出直流电压和开关管的漏电压。图7是实测的效率曲线。仿真和实验说明，对耦合电感式Boost电路运用峰值电流控制是切实可行的，前面的理论分析是正确的。

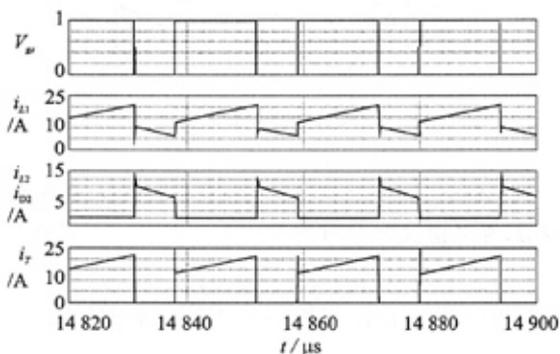
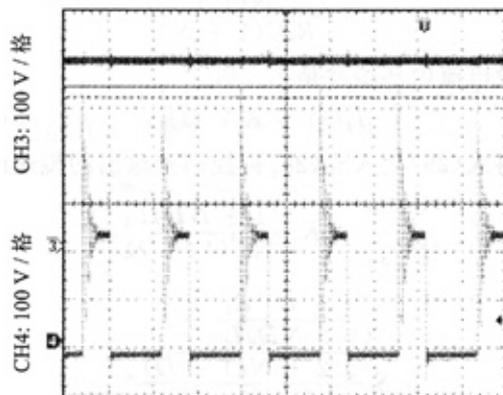


图5 仿真波形



时间:10 ms / 格

图6 1kW Boost实验波形

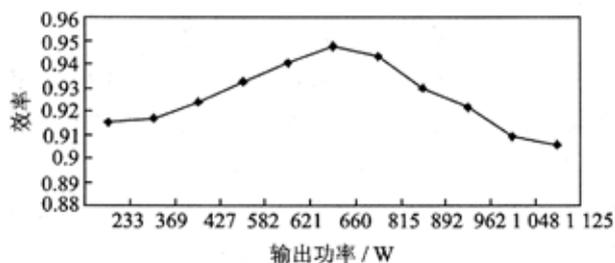


图7 效率曲线

5 结论

这一电路适用于高升压比的蓄电池电压泵升，可应用在中小型UPS中。电流型控制可获得快速的动态响应，负载调整率好。该电路应用在中小型UPS中，可选择较少单体的大容量蓄电池，从而减小了UPS的整机体积和重量。仿真和实验结果表明本文对这一电路的分析是正确的。

参考文献:

[1] Maksimovic D, Rickson R W, Griesbach C. Modeling of cross-regulation in converters containing coupled inductors[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, 15(4): 607—615.

[2] Czogalla J, Jieli Li, Sullivan c R. Automotive application of multi-phase coupled-inductor DC-DC converter[A]. Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting[C]. Conference Record of the Volume 3, 12-16 Oct. 2003: 1524-1529.

[3] Hirachi K. Yamanaka M, Kajiyama K, et al. Circuit