

# 非理想Superbuck变换器的系统建模

胡晓松, 陈为

福州大学电气工程与自动化学院, 福州 350108

**摘要:** 为了提高开关变换器系统建模的精度, 减小模型与实际电路之间的偏差, 在考虑各元件等效寄生参数及电感电流纹波等非理想因素的影响下, 运用开关元件平均模型法和能量守恒法对Superbuck变换器进行精确建模, 推导了大信号等效模型、直流等效模型和小信号交流等效模型。在此基础上, 对平均电流模式控制下非理想Superbuck变换器的控制环路进行了设计。通过模型分析以及在Mathcad中的仿真可以得出, 所建模型有效、直观、且物理意义清晰, 能够更加准确的反映实际电路的工作情况。

**关键词:** 非理想Superbuck变换器, 小信号模型, 平均电流模式控制

## Analysis and Design of Non-ideal Superbuck Converter

**Abstract:** In order to improve the modeling accuracy of the switching converter system and reduce the deviation between the model and the actual circuit, considering the influence of non-ideal factors such as the equivalent parasitic parameters of each component and the inductor current ripple, the switching element average model method and The energy conservation method accurately models the Superbuck converter, and derives the large-signal equivalent model, DC equivalent model and small-signal AC equivalent model. On this basis, the control loop of the non-ideal Superbuck converter under average current mode control is designed. Through model analysis and simulation in Mathcad, it can be concluded that the model built is effective, intuitive, and has clear physical meaning, and can more accurately reflect the actual circuit working conditions.

**Keywords:** non-ideal Superbuck converter, small-signal modeling, average current mode control

### 1 引言

Superbuck 变换器是一个双电感降压 DC-DC 变换器, 是在传统的 Buck 变换器输入侧加入 LC 滤波器构成的<sup>[1]</sup>。Superbuck 变换器由于输入滤波电感的存在具有输入输出电流连续, 输入输出电压极性相同的特点, 在卫星电源中蓄电池充电电路中得到了广泛的应用。随着 DC-DC 变换器在新能源、航天航空、电动汽车等领域广泛应用, DC-DC 变换器的建模和控制方法也得到了飞速发展。但是, 理想模型与实际电路之间的偏差对于 DC-DC 变换器的建模和控制方法影响已成为不可忽视的问题。本文将对非理想情况下 Superbuck 变换器进行控制电路设计, 以确保系统在最坏条件下也能满足性能和可靠性要求。

目前对于 DC-DC 变换器建模和控制研究成果很多。文献 [2] 采用状态空间平均法建立 Superbuck 变换器的小

信号模型, 并通过 Routh-Hurwitz 法分析得到在大占空比下, 变换器可能存在右半平面的零点。状态空间法适合用于理想的变换器的小信号分析, 若考虑寄生参数, 使用状态空间平均法进行建模会引入大量的计算。文献 [3] 研究了峰值电流控制模式下, Superbuck 变换器的动态性能。文献 [4] 提出了通过采用 RC 阻尼网络抑制 Superbuck 变换器右半平面的零点。文献 [5] 建立了非理想状态下 Superbuck 变换器的小信号模型, 但该文献只考了电感和开关管的寄生参数对传递函数的影响, 并未考虑电容寄生参数对传递函数的影响。

在此基础上, 考虑各元件寄生参数及电感纹波等非理想因素的影响, 采用开关元件平均模型法对非理想 Superbuck 变换器进行建模, 并采用平均电流模式控制设计控制电路。

## 2 Superbuck 变换器的工作原理

Superbuck 变换器拓扑如图 1 所示, 在开关管 Q 导通期间, 二极管 D 关断, 电感  $L_1$  通过负载构成的回路和电容  $C_1$  及电感  $L_2$  构成的回路储能, 电感  $L_2$  通过电容  $C_1$  及电感  $L_1$  构成的回路储能, 两个电感同时向负载提供能量; 在开关管 Q 关断期间, 二极管 D 导通, 电感  $L_1$  通过电容  $C_1$  向负载提供能量, 电感  $L_2$  通过二极管直接向负载提供能量。开关管 Q 和二极管 D 承受最大电压为输入电容  $C_1$  两端的电压。

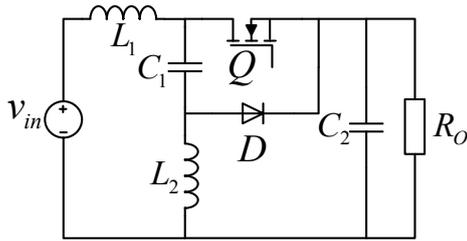


图 1 Superbuck 电路原理图

## 3 阻尼网络的设计

大占空比的情况下, Superbuck 变换器存在右半平面零点, 该特性严重影响变换器的瞬态特性。为了避免变换器产生右半平面零点, 在 Superbuck 变换器中  $C_1$  的两端并联 RC 阻尼网络, 如图 2 所示。

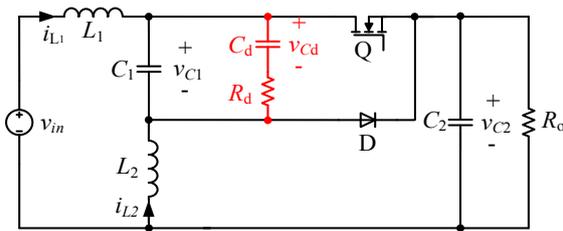


图 2 带有 RC 阻尼网络的 Superbuck 变换器

采用状态空间法对加入阻尼网络的 Superbuck 电路进行建模。  $C_1$  两端并联的阻尼网络中阻尼电容  $C_d$  使电路由原本的四阶系统变为五阶系统, 将阻尼电容电压加入状态变量, 如式 (3-1) 所示。

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{v}_{C1} \\ \dot{v}_{C2} \\ \dot{v}_{Cd} \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

相应的, 当开关 Q 开通时, 描述变换器的状态方程, 如式 (3-2) 所示。

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_d C_1} & 0 & \frac{1}{R_d C_1} \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_d C_d} & 0 & -\frac{1}{R_d C_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \\ v_{Cd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}] \quad (3-2)$$

当开关 Q 关闭时, 描述变换器的状态方程, 如式 (3-3) 所示。

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{R_d C_1} & 0 & \frac{1}{R_d C_1} \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_d C_d} & 0 & -\frac{1}{R_d C_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \\ v_{Cd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}] \quad (3-3)$$

加入阻尼网络后 Superbuck 电路占空比到输出电压的传递函数如式 (3-4) 所示。

$$G_{vod}(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (3-4)$$

式中:

$$\begin{aligned} a_3 &= C_1 \cdot C_d \cdot R_d (L_1 + L_2) \\ a_2 &= (C_1 + C_d) \cdot (L_1 + L_2) + \frac{C_d \cdot D \cdot R_d (L_2 - D \cdot L_1 - D \cdot L_2)}{R_o} \\ a_1 &= C_d \cdot R_d + \frac{D \cdot (L_2 - D \cdot L_1 - D \cdot L_2)}{R_o} \\ a_0 &= 1 \end{aligned}$$

根据 Routh-Hurwitz criterion, 为消除右半平面零点, 需满足式 (3-5) 所示不等式。

$$\begin{cases} a_3 = C_1 \cdot C_d \cdot R \cdot R_d (L_1 + L_2) > 0 \\ a_2 = R \cdot (C_1 + C_d) \cdot (L_1 + L_2) + C_d \cdot D \cdot R_d (L_2 - D \cdot L_1 - D \cdot L_2) > 0 \\ a_1 = R \cdot C_d \cdot R_d + D \cdot (L_2 - D \cdot L_1 - D \cdot L_2) > 0 \\ a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0 \end{cases} \quad (3-5)$$

将上述不等式进行化简可以得到 Superbuck 电路阻尼网络设计要求, 如式 (3-6) 所示。

$$\begin{aligned} R_d &\ll \frac{DV_{in}^2}{P} \\ C_d &\gg C_1 \\ C_d &> C_1 - \frac{D_1(L_2 - L_1D - L_2D)}{RR_d} \end{aligned} \quad (3-6)$$

#### 4 非理想 Superbuck 变换器的建模

状态空间平均法主要用于不考虑寄生参数的理想变换器的小信号分析,若考虑寄生参数用状态空间平均法会引入大量的计算,因此采用开关元件平均模型法对非理想 Superbuck 变换器进行建模。

考虑寄生参数的非理想 Superbuck 变换器等效电路如图 3 所示, MOS 管等效为理想开关 Q 和导通电阻  $R_Q$  的串联; 二极管 D 等效为理想开关、正向压降  $U_D$  和导通电阻  $R_D$  的串联;  $R_{L1}$  和  $R_{L2}$  分别为电感  $L_1$  和  $L_2$  的串联等效电阻,  $R_{C1}$  和  $R_{C2}$  分别为电容  $C_1$  和  $C_2$  的串联等效电阻。假设 MOS 管 Q 的开关周期为 T, 导通时间为  $T_{on}$ , 则占空比  $D = T_{on} / T$ 。

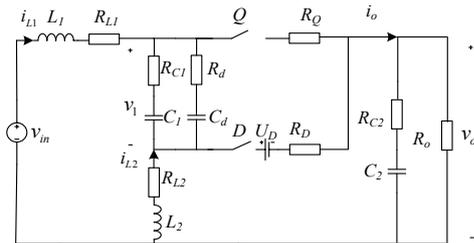


图 3 考虑寄生参数 Superbuck 变换器等效电路

因为 Superbuck 变换器存在具有输入输出电流连续的特点,输出电流  $i_o$  等于电感  $L_1$  电流  $i_{L1}$  和电感  $L_2$  的  $i_{L2}$  之和,考虑输出电流纹波的影响,根据能量守恒法和映射原则<sup>[1]</sup>,可以将图 3 中开关元件各寄生参数等效到输出电流支路上,二极管 D 压降  $U_D$  折算到输出电流支路的等效平均电压,如式 (4-1) 所示。

$$U_E = (1-D)U_D \quad (4-1)$$

开关管 Q 和二极管 D 的导通电阻  $R_Q$  和  $R_D$  折算到输出电流支路上,并将其合并,可得到总的等效平均电阻,如式 (4-2) 所示。

$$R_E = [DR_Q + (1-D)R_D] \left(1 + \frac{\Delta i_o^2}{3i_o^2}\right) \quad (4-2)$$

因此,非理想 Superbuck 变换器可以等效为如图 4 所示。

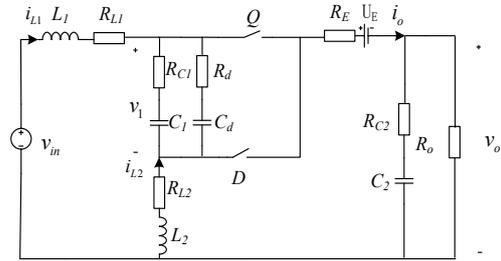


图 4 等效变换后非理想 Superbuck 变换器

根据开关元件平均模型法,用受控电压源  $dV_1$  和受控电流源  $di_o$  分别代替二极管 D 和功率元件 Q,可以得到 Superbuck 变换器的大信号等效电路模型,如图 5 所示。

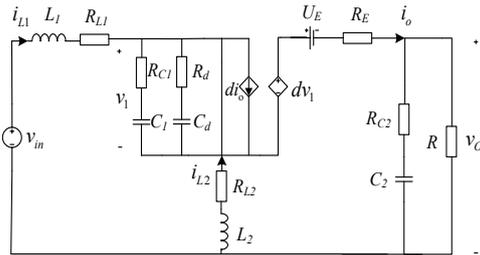


图 5 Superbuck 变换器的大信号等效电路模型

忽略小信号扰动,将各平均变量等于其对应的直流量,并使电感  $L_1$  和电感  $L_2$  短路,电容  $C_1$ 、电容  $C_2$  和电容  $C_d$  断路。同时假设再理想情况下,理想变压器能够变换直流,可用理想变压器取代受控电压源和受控电流源,可以得到非理想 Superbuck 电路的直流等效电路模型,如图 6 所示。

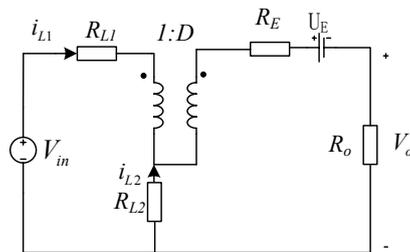


图 6 Superbuck 变换器的直流等效模型

根据图 6 可以得占空比 d 的稳态值 D 可以表示为如式 (4-3) 所示:

$$D \cdot (V_{in} - D \cdot I_o \cdot R_{L1}) = (1-D) \cdot U_D + V_o + I_o \cdot \left( D \cdot R_Q + (1-D) \cdot R_D \right) \cdot \left( 1 + \frac{(\Delta I_o)^2}{3 \cdot I_o^2} \right) + (1-D)^2 \cdot I_o \cdot R_{L2} \quad (4-3)$$

然后应用扰动法对电路做小信号扰动, 可得  $v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in}$ ,  $i_{L1} = I_{L1} + \hat{i}_{L1}$ ,  $i_{L2} = I_{L2} + \hat{i}_{L2}$ ,  $v_o = V_o + \hat{v}_o$ ,  $i_o = I_o + \hat{i}_o$ ,  $d = D + \hat{d}$ , 其中  $\hat{v}_{in}$ ,  $\hat{i}_{L1}$ ,  $\hat{i}_{L2}$ ,  $\hat{v}_o$ ,  $\hat{i}_o$ ,  $\hat{d}$  是其对应的小信号分量, 得到小信号扰动电路后, 忽略二阶交流小项, 去除直流分量, 得到线性化处理后的交流小信号等效电路, 如图 7 所示。

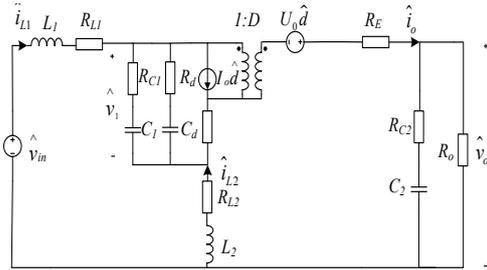


图 7 非理想 Superbuck 变换器小信号交流等效模型

根据电路可知, 为了简化计算, 忽略输入电压扰动, 根据图 7 所示的电压电流关系, 可以得到如式 (4-4) 所示。

$$\begin{cases} \hat{v}_1(s) = \hat{i}_{L2}(s) \cdot [s \cdot L_2 + R_{L2}] - \hat{i}_{L1}(s) \cdot [s \cdot L_1 + R_{L1}] \\ \hat{v}_1(s) = \left[ \hat{i}_{L1}(s) - I_o \cdot \hat{d}(s) - D \cdot \hat{i}_o(s) \right] \cdot \left[ R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} \right] \left[ R_d + \frac{1}{s \cdot C_d} \right] \\ D \cdot \hat{v}_1(s) = \hat{v}_o(s) + \hat{i}_{L2}(s) \cdot [s \cdot L_2 + R_{L2}] + \hat{i}_o(s) \cdot R_E \\ \hat{i}_o(s) = \hat{i}_{L1}(s) + \hat{i}_{L2}(s) \\ \hat{i}_o(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{R_o \parallel \left[ R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2} \right]} \end{cases} \quad (4-4)$$

由式 (4-4) 整理计算可得, 非理想 Superbuck 变换器的占空比到输入电流的传递函数  $G_{iL1-d}$ , 如式 (4-5) 所示。

非理想 Superbuck 变换器的占空比到输出电压的传

$$G_{iL1-d}(s) = \frac{\left[ s \cdot L_2 + R_{L2} + \frac{\left( R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} \right) \left( R_d + \frac{1}{s \cdot C_d} \right)}{R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} + R_d + \frac{1}{s \cdot C_d}} \right] \cdot D \cdot V_1 + \frac{\left( R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} \right) \left( R_d + \frac{1}{s \cdot C_d} \right)}{R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} + R_d + \frac{1}{s \cdot C_d}} \cdot I_o \cdot \left( \frac{R_o \cdot \left( R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2} \right)}{R_o + R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2}} + R_E + (1-D)(s \cdot L_2 + R_{L2}) \right)}{\left( \frac{R_o \cdot \left( R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2} \right)}{R_o + R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2}} + R_E + D \cdot (s \cdot L_1 + R_{L1}) \right) \cdot \left[ s \cdot L_2 + R_{L2} + \frac{\left( R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} \right) \left( R_d + \frac{1}{s \cdot C_d} \right)}{R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} + R_d + \frac{1}{s \cdot C_d}} \right] \cdot D + \left( (1-D) \cdot \frac{\left( R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} \right) \left( R_d + \frac{1}{s \cdot C_d} \right)}{R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} + R_d + \frac{1}{s \cdot C_d}} + s \cdot L_1 + R_{L1} \right) \cdot \left( \frac{R_o \cdot \left( R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2} \right)}{R_o + R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2}} + R_E + (1-D)(s \cdot L_2 + R_{L2}) \right)} \quad (4-5)$$

$$G_{out-d}(s) = \frac{\left[ s \cdot L_2 + R_{L2} + s \cdot L_1 + R_{L1} + \frac{\left( R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} \right) \left( R_d + \frac{1}{s \cdot C_d} \right)}{R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} + R_d + \frac{1}{s \cdot C_d}} \right] \cdot V_1 + \frac{\left( R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} \right) \left( R_d + \frac{1}{s \cdot C_d} \right)}{R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} + R_d + \frac{1}{s \cdot C_d}} \cdot I_o \cdot \left( (1-D)(s \cdot L_2 + R_{L2}) - D \cdot (s \cdot L_1 + R_{L1}) \right)}{\left( \frac{R_o \cdot \left( R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2} \right)}{R_o + R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2}} + R_E + D \cdot (s \cdot L_1 + R_{L1}) \right) \cdot \left[ s \cdot L_2 + R_{L2} + \frac{\left( R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} \right) \left( R_d + \frac{1}{s \cdot C_d} \right)}{R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} + R_d + \frac{1}{s \cdot C_d}} \right] \cdot D + \left( (1-D) \cdot \frac{\left( R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} \right) \left( R_d + \frac{1}{s \cdot C_d} \right)}{R_{C1} + \frac{1}{s \cdot C_1} + R_d + \frac{1}{s \cdot C_d}} + s \cdot L_1 + R_{L1} \right) \cdot \left( \frac{R_o \cdot \left( R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2} \right)}{R_o + R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2}} + R_E + (1-D)(s \cdot L_2 + R_{L2}) \right)} \quad (4-6)$$

递函数  $G_{iout-d}$ , 如式 (4-6) 所示。

## 5 控制电路的设计

Superbuck 变换器的常见控制电路有单电压闭环和双闭环控制, 双闭环控制的内环为电流环, 电流环常见的控制方式有峰值电流控制和平均电流控制。由于峰值电流控制在占空比大于 0.5 时需要谐波补偿, 否则会导致稳定性趋于发散。为了控制的简单化, 本次使用平均电流控制方法作为 Superbuck 变换器的控制电路, 根据变换器的控制策略和工作方式, 可得变换器的控制结构图如图 8 所示。

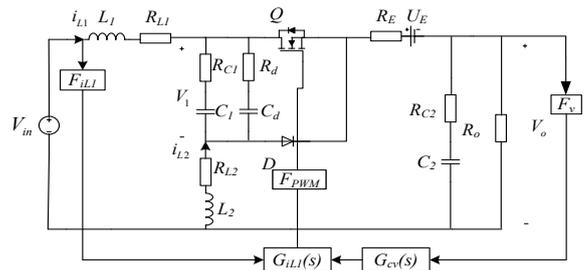


图 8 Superbuck 变换器控制结构图

图中  $F_{iL1}$ ,  $F_v$  分别为输入电流采样系数、输出电压采样系数,  $G_{ci1}(s)$  为电流内环补偿网络的传递函数;  $G_{cv}(s)$  为输出电压外环补偿网络的传递函数,  $F_{pwm}$  为 PWM 波调制环节的传递函数, 根据图 8 的控制结构图, 可以得到平均电流控制的系统控制框图, 如图 9 所示。

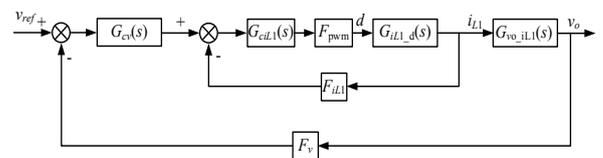


图 9 平均电流控制结构图

图 9 中, 电流环的环路增益函数如式 (5-1) 所示。

$$G_{iL1} = G_{cIL1}(s) \cdot F_{pwm} \cdot G_{iL1_d}(s) \cdot F_{iL1} \quad (5-1)$$

式中,  $F_{i1}$  取 1,  $F_{pwm}$  取 1/2.9, 从上节可以得到  $G_{iL1_d}(s)$  的表达式。系统要求电流环具有良好的跟随性能和稳态精度, 采用单极点 - 单零点补偿器作为电流环的补偿网络, 其传递函数为:

$$G_{cIL1}(s) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \quad (5-2)$$

根据式 (5-1) 可以得到电流环闭环的传递函数, 如式 (5-3) 所示。

$$G_{iL1\_loop} = \frac{G_{cIL1}(s) \cdot F_{pwm} \cdot G_{iL1_d}(s) \cdot F_{iL1}}{1 + G_{cIL1}(s) \cdot F_{pwm} \cdot G_{iL1_d}(s) \cdot F_{iL1}} \quad (5-3)$$

可知恒压输出时, 系统环路增益函数为

$$G_v(s) = G_{cv}(s) \cdot G_{iL1\_loop}(s) \cdot G_{vo\_iL1}(s) \cdot F_v \quad (5-4)$$

$G_{vo\_iL1}(s)$  为变换器输入电流到输出电流的传递函数; 输出电流采样系数  $F_v$  大小为 1; 采用 PI 调节器作为电压环的补偿网络,  $G_{cv}(s)$  如式 (5-5) 所示。

$$G_{cv}(s) = k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s} \quad (5-5)$$

## 6 仿真

非理想 Superbuck 变换器的仿真实验电路参数选取如下:  $V_{in}=100V$ ,  $V_o=75V$ ,  $L_1=700\mu H$ ,  $R_{L1}=4.5$ ,  $L_2=730\mu H$ ,  $R_{L2}=5\Omega$ ,  $C_1=1\mu F$ ,  $R_{C1}=34$ ,  $C_2=10\mu F$ ,  $R_{C2}=74$ ,  $R_d=10$ ,  $C_d=100\mu F$ ,  $R_D=40$ ,  $R_o=75$ ,  $U_D=0.7V$ ,  $R_o=75/3$ , 开关频率  $f=100kHz$ 。

因此可以计算出实际占空比  $D=0.81$ , 输出电流  $I_o=3A$ , 输出电流纹波系数为  $\Delta i_o=0.526A$ 。基于仿真参数, 图 10 和图 11 分别给出了 Superbuck 变换器在理想和理想条件下占空比到输入电流和占空比到输出电压的传递函数。由图 10 和图 11 可知, 理想模型削减了谐振频率处的增益峰值, 频率特性特性曲线在谐振频率附近过渡平缓。

图 12 为补偿前后电流内环的增益函数波特图, 其中取  $k_{pi}=1.146$ ,  $k_{ii}=43550$ 。补偿后系统的低频段增益显著增大, 补偿后的穿越频率为 11.2kHz, 相位裕度为  $60^\circ$ 。

图 13 为电压外环补偿前和补偿后的波特图, 其中取  $k_{pi}=0.915$ ,  $k_{ii}=21780$ 。此次设计电压外环的穿越频率为电流环的 1/5, 补偿后的电压外环穿越频率为 2.2kHz, 相位裕度为  $63^\circ$ 。

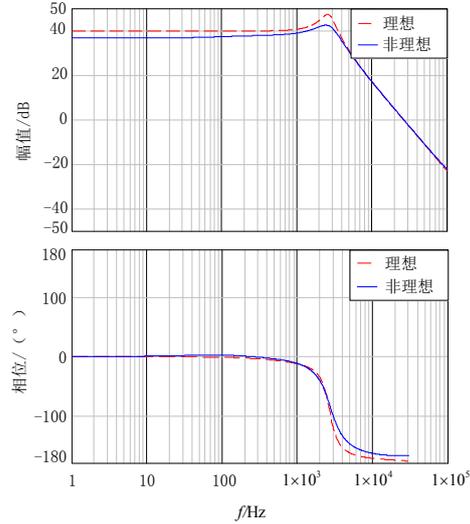


图 10 占空比到输出电压的传递函数

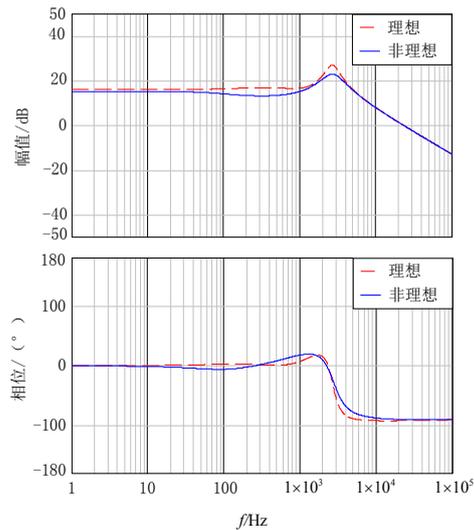
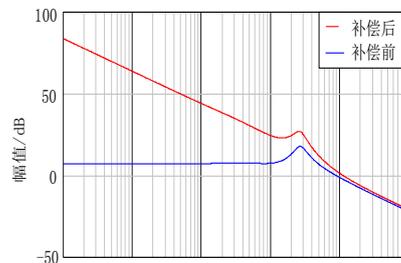


图 11 占空比到输入电流的传递函数



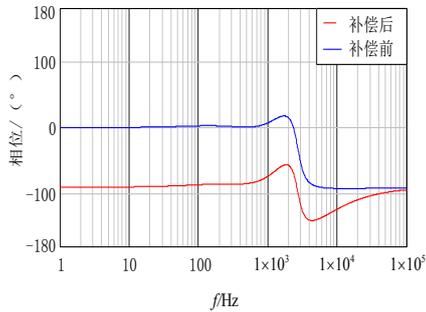


图 12 补偿前后电流内环的增益函数波特图

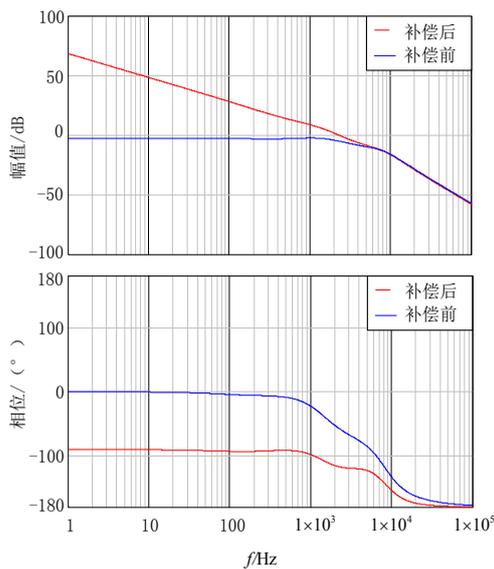


图 13 补偿前后电压外环的增益函数波特图

## 7 结论

本文以非理想 Superbuck 变换器为研究对象,为消除右半平面零点设计了阻尼网络,建立了基于非理想 Superbuck 变换器的交流小信号等效电路模型,该模型考虑了各元件等效寄生参数以及电感电流纹波等非理想因素的影响,给出了非理想情况下占空比到输入电流和占空比到输出电流传递函数,并利用平均电流控制方法设计了控制电路。该建模方法能够更加准确的反应实际电路的工作情况。该建模方法具有普遍性,适用于 buck-boost、boost 等其他的变换器的设计。

## 参考文献

- [1] A. Capel, H. Spruyt, A. Weinberg, et al. A versatile zero ripple topology[C]. 1988 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Kyoto, Japan, 1988, pp. 133-141.
- [2] Suntio T. Dynamic profile of switched-mode converter: modeling, analysis and control[M]. John Wiley & Sons, 2009.
- [3] M. Karppanen, J. Arminen, T. Suntio, et al. Dynamical Modeling and Characterization of Peak-Current-Controlled Superbuck Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(10): 1370-1380.
- [4] 贾鹏宇. 高性能直流变换器系统稳定性问题研究 [D]. 北京交通大学, 2014.
- [5] 陆益文. 考虑非理想因素的 PCU 模块变换器分析与建模 [D]. 南京航空航天大学, 2017.

## 上接 173 页

(二氨基马来腈衍生物)混合物,提高了树脂的软化点温度来提高颗粒料的在 70℃~80℃下的刚度而又不失树脂本身的活性而影响最终产品的强度,产品的特性、表现等符合指标的要求,颗粒料的在 25℃±3℃条件下储存 210 天性能仍然符合产品的标准。

## 6 结论

充分利用纳米 BN 和纳米 SiO<sub>2</sub> 对单组分型胶 E20 环氧树脂联合改性后,再添加一定比例加热固化型潜伏固化剂 BF<sub>3</sub>-DMA 和加热固化型潜伏固化剂 DAMN-BSB 混合物,所制得的 FeSiCr 颗粒料储存时间长,一体成型电感产品的强度高,表面光洁、平整、无裂纹。

## 参考文献

- [1][2] 胡玉明. 环氧固化剂及添加剂 [M], 化学工业出版社, 2011.7

## 作者简介

李银传 (1973-) 山东省济南人,高级工程师,现在天通凯伟科技有限公司研发部工作,长期从事高性能软磁铁氧体、FeSiCr 一体成型电感材料、旋磁铁氧体材料设计开发和后道生产工艺技术研究。

地址:浙江省海宁市盐官镇建设路 1 号

联系电话:13567382979