

BUCK – BOOST DC / DC 变换器 RHP 零点研究

周习祥

(益阳职业技术学院, 湖南 益阳 413049)

摘要: 对于 BUCK – BOOST DC / DC 变换器, 如何获得较大的稳定裕度和良好的高频瞬态性能 一直以来都是令研究人员棘手的问题。要使这种变换器稳定工作, 往往需要在一个很低的频率下就滑离控制电路的增益, 文章基于变换器的占空比控制方式与电流控制公式分析了右半平面零点的动态特性, 为提高电源系统的稳定性提供了理论依据。

关键词: RHP 零点; 占空比控制; 电流控制; 小信号

中图分类号: TN 86

文献标识码: A

引言

对于 BUCK – BOOST DC / DC 变换器, 如何获得较大的稳定裕度和良好的高频瞬态性能一直以来都是令研究人员棘手的问题, 要使这种变换器稳定工作, 往往需要在一个很低的频率下就滑离控制电路的增益, 由数学推导可以得出一个结论: 问题主要是在小信号中的输出电压传递函数有负的零点, 即零点在复平面的右半平面。

1 右半平面 (RHP) 零点动态特性说明

在用小信号对环路进行分析时, 零点和极点一般位于复平面 s 的左半平面, 伯德图 (图 1) 上常规零点或左半平面零点增益每十倍频程增加 20dB, 同时相位超前 90° , 它和常规极点恰好相反, 常规极点增益随着频率增加而减少, 而相位滞后 90° , 所以常常在补偿环路中引入同频率的零点来抵消已有的极点, 同样, 也可引入极点来抵消已有的零点。使得总的相位滞后量小于 180° , 从而获得足够的相位裕度。

右半平面的零点和常规零点一样, 如果不能予以补偿, 那么这个右半平面零点的特性相当棘手, 则不得不在较低频率时滑离环路增益, 相对其他情况时, 穿越频率要低 10 倍频程或者更多时, 这将导致系统动态响应性能恶化。

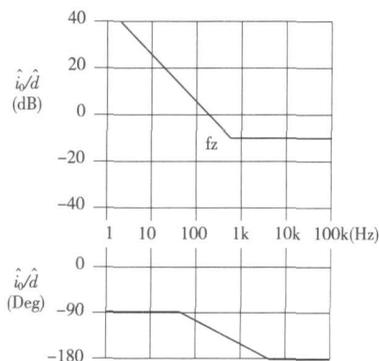


图 1 伯德图

如图 2 所示为 BUCK – BOOST DC / DC 变换器主电路, 在这种变换器中, 输出电流是不连续的, 只有在返程周期时才会有输出电流^[1-3]。当一个瞬态负载加到输出端后, 如果是 PFM 控制方式, 则控制电路的第一个动作会延长电源开关的导通周期, 以增加原边电感的输入电流, 但是, 大的原边电感将会防止原边电流的突然增大, 所以原边电流必须通过数个周期才能确定最终的稳定值。如果是 PWM 控制方式 (图 3), 此时导通时间的增加将会减小返程时间, 由于原边电流在初始的几个周期内不会有很大的变化, 此时输出端的平均电流将会减小, 这与瞬态时的控制动作相反, 产生了 180° 的额外的相移, 这也就是这种变换器出现右半平面零点的原因。

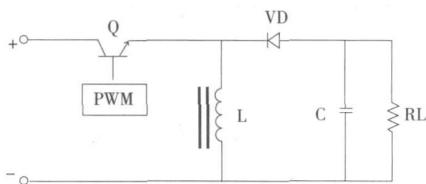


图2 BUCK-BOOST DC/DC 变换器主电路

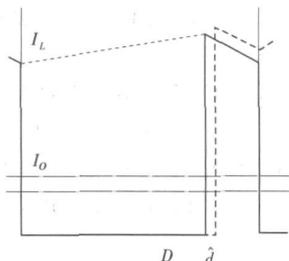


图3 占空比控制方式下的电流变化

2 RHP 零点分析

2.1 基于占空比控制公式的 RHP 零点分析

如果 D 被小交流信号 \hat{d} 所调制, 则此交流信号的频率远小于开关频率, 受其影响, 在开关周期交替期间 D 将会有微小的变化, 设在一个开关周期内电感两端的平均电压为 V_L , 则这种变换器的电压关系为^[45]:

$$V_L = VD - V_o(1 - D) = (V_i + V_o)D - V_o \quad (1)$$

用一个小交流信号 \hat{d} 来调制 D , 从而产生一个小信号交流电压 \hat{v}_L , 则:

$$\hat{v}_L = (V_i + V_o) \hat{d} - \hat{v}_o(1 - D) \quad (2)$$

式 (2) 说明 \hat{v}_L 与 \hat{d} 和 \hat{v}_o 有关, 当 $f_z \gg f_o$ 时, $\hat{v}_L = j\omega_z L \hat{i}$, $\hat{v}_o = -j\frac{1}{\omega_o C} \hat{i}$, 由此可知^[51]: $\hat{v}_L \gg \hat{v}_o$, 则 (2) 式可写为:

$$\hat{v}_L = (V_i + V_o) \hat{d}$$

交流电感电流变化量 \hat{i}_L 与频率变化相反且相位滞后电压 \hat{v}_L 90° , 其表达式为:

$$\hat{i}_L = \frac{\hat{v}_L}{j\omega L} = -j\frac{V_i + V_o}{\omega L} \hat{d} \quad (3)$$

在 Q 截止期间, 电感 L 释放的总电荷量为:

$\int_{t_{on}}^{t_{off}} i_L dt = I_o T$, 在 $t_{on} \rightarrow t_{off} + t_{on}$ 期间, 电感电流趋于线性变化, 因此 $I_L = \frac{1}{2}(I_{Lmax} + I_{Lmin})$, 则:

$$I_o = \frac{I_L \cdot t_{off}}{T} = I_L(1 - D) \quad (4)$$

对 (4) 式两边进行积分, 则可以得到输出端小信号输出电流 \hat{i}_o 有两个分量, 一个分量与 \hat{i}_L 同相位, 而另外一个分量与 \hat{d} 反相 180° , 即:

$$\hat{i}_o = \hat{i}_L(1 - D) - I_L \hat{d} \quad (5)$$

将 (3) 式代入 (5) 式, 并且由于 $V_o = \frac{D}{1 - D} V_i$, 则:

$$\hat{i}_o = -j\frac{(V_i + V_o)(1 - D)}{\omega L} \hat{d} - I_L \hat{d} = -j\frac{V_i}{\omega L} \hat{d} - I_L \hat{d} \quad (6)$$

由 (6) 式可知, 式中第一项为电感带来的极点, 低频时, 起主导作用, \hat{i}_o 随频率的增加而减小, 且相位滞后 90° ; 当频率达到某一值 (即为 ω_z) 时, (6) 式中两项相等, 此时出现 RHP 零点; 当频率高于此频率时, 第二项占主导作用, 大小为常数, 相位滞后 180° 。如图 1 所示, 当频率高于 f_z 时, RHP 零点增益的增大特性和电感带来的极点增益的减小特性相互抵消, 但 RHP 零点和电感带来的极点的相位滞后均为 90° , 故总的相位滞后 180° , 整个电源电路的伯德图包括了输出滤波电容所带来的极点。根据 (6) 式可知, 只有式中两项相等的时候才出现 RHP 零点, 则此时可以求出 ω_z , 并且由于: $I_o = \frac{V_o}{R_o}$, $I_o = I_L(1 - D)$, $1 - D = \frac{V_i}{V_i + V_o}$, 则:

$$\begin{aligned} \omega_z &= \frac{V_i}{LI_L} = \frac{R_L V_i(1 - D)}{LV_o} = \frac{R_L V_i^2}{LD(V_i + V_o)^2} \\ &= \frac{R_L V_i^2}{LV_o(V_i + V_o)} \end{aligned} \quad (7)$$

2.2 基于电流控制公式的 RHP 零点分析

将 (3) 式变换成为 \hat{d} 关于 \hat{i}_L 的形式, 则:

$$\hat{d} = j\frac{\omega L}{V_i + V_o} \hat{i}_L \quad (8)$$

将 (8) 式代入 (5) 式, 得:

$$\begin{aligned} \hat{i}_o &= \hat{i}_L(1 - D) - I_L \hat{d} = \hat{i}_L(1 - D) - j\frac{\omega LI_L}{V_i + V_o} \hat{i}_L \\ &= \frac{V_i}{V_i + V_o} \hat{i}_L - j\frac{\omega LI_L}{V_i + V_o} \hat{i}_L \end{aligned} \quad (9)$$

由 (9) 式可以看出, 其形式和占空比控制公式是一样的, 不同的是:

(1) 控制量由 \hat{d} 变为了 \hat{i}_L 。

(2) (9) 式中第一项为常量, 与频率无关, 且没有相移, 这部分在低频时起主要作用。

(3) 第二项随着频率增加而增加, 且相位滞后 90° , 显示了 RHP 零点的特性。当频率高于 f_z 时, 零点特性起主要作用。

(4) 第一项代表小信号电流, 由于内部电流控制环路的作用而保持不变, 因而能消除电感带来的极点。

3 结束语

在 BUCK-BOOST DC/DC 变换器中, 当一个瞬态负载加到输出端之后, 占空比的增大会造成在每个开关周期内电感电流峰值增加, 同样平均电流也会增加, 如

果信号频率非常低,那么在很多开关周期中将会出现占空比的正偏差,这将导致电感电流大量累计增加,且相位 \hat{d} 滞后 90° 。电感电流在关断时间内通过二极管时,造成输出电路的电流成相应比例的变化,且相位与电感电流相同。

同时,在交流小信号正半周期内,占空比的增大会造成二极管导通时间相应的变短,如果电感电流保持相对稳定,这就导致占空比增大时二极管的平均电流实际上减小了。

为了消除电感带来的极点,控制电路常以电流型控制为控制方式,此时输出滤波电容会带来一个极点和一个ESR零点,但由于电感带来的极点被内部环路消除,因此外部电压控制环路没有两极点谐振,但是RHP零

点仍明显的出现在电流型控制电路中。

参 考 文 献:

- [1] 王增福,魏永明. 软开关电源原理与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006
- [2] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 1999
- [3] 侯振义, 直流开关电源技术与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006
- [4] 马丽梅,张少如. BUCK-boost DC/DC变换器的控制[J]. 河北工业大学学报, 2008 34(4): 100-105
- [5] 陈维,王耀南. DC/DC变换器的神经网络鲁棒控制[J]. 湖南大学学报:自然科学版, 2007, 34(7): 53-56

Right Half Plane Zero Spot Research of BUCK-BOOST DC/DC Converter

ZHOU Xi-xiang

(Yiyang Vocational Technical College, Yiyang 413049, China)

Abstract As for the BUCK-BOOST DC/DC converter, how to obtain the bigger stability margin and high frequency transient state performance is the researchers' thorny question. In order to make this kind of converter work normally, it often needs to slide away the control circuit's gain under a very low frequency to control circuit's gain. This paper has analyzed which right half plane zero spot dynamic characteristic based on converter's dutyfactor control mode and the current control formula. The theory basis for enhance electrical power system's stability is provided.

Key words right half plane zero spot; dutyfactor control; current control; small signal

(上接第 109页)

Realizing on High Precision for the Chlorine Density of Real Time Detecting

LIU Lu-ming

(School of Automation and Electronic Information, Sichuan University of Science & Engineering, Zigong 643000, China)

Abstract Based on the Kapton Scattering and Lambert-Beer principle, a new real-time double wave spectrum method for chlorine concentration detection is brought out in the paper. The results of the comparison and analysis of them a priori chlorine real-time detecting methods in industry showed that the correctness and effectiveness of this method are verified by the spot data in industry.

Key words chlorine; on-line control; real-time detecting