

SG3525 在 BOOST 直流变换器中的应用

皇金锋, 董锋斌

(陕西理工学院 电气工程系, 陕西 汉中 723003)

摘要: 采用平均开关模型方法建立了 CCM Boost 变换器的小信号模型, 得到了相应的交流小信号传递函数。由于传递函数中存在 S 平面右半平面的零点, 使得系统成为非最小相位系统。利用 SG3525 实现有源超前滞后补偿网络对系统进行了校正, 实验结果验证了模型和控制方法的合理性。

关键词: SG3525; Boost 直流变换器; 平均开关模型; 非最小相位系统

Application of SG3525 in the boost DC-DC converter

HUANG Jin Feng, DONG Feng Bin

(Department of Electrical Engineering, Shanxi University of Technology, Hanzhong 723003, China)

Abstract: For the non-linear, time-varying and periodic Boost DC-DC converter, the small-signal models are set up with average switching-mode, and the AC small-signal transfer functions are deduced. Transfer function exists a zero of right half S surface, so the system becomes non-minimum phase system. The active lead-lag compensation net is made up of SG3525 to correct the closed system. The experimental results show that the models and control method are rationality.

Key words: SG3525; Boost DC-DC converter; average switching-mode; non-minimum phase system

高功率密度、高效、高可靠性、体积小、重量轻等特点的开关电源已在航空航天、通信、计算机等各个领域得到了广泛的应用^[1]。开关电源的核心是开关变换器, 对开关变换器的建模和控制方法显然是对电路分析设计的关键环节^[2]。本文以 Boost 直流变换器为例来讨论其建模, 并用 SG3525 对其进行控制。其方法也可类推到其他类型的开关变换器。

1 Boost 直流变换器工作原理及建模分析

1.1 工作原理

Boost 型直流变换器的主电路如图 1 所示, 主电路由全控型器件 V、输出滤波电感 L、滤波电容 C、续流二极管 VD 和负载 R 组成。全控型器件的控制脉冲如图 2 所示。

为分析稳态特性, 简化推导公式的过程, 特作如下假定: 全控型器件、二极管、电感、电容均是理想元件, 输出

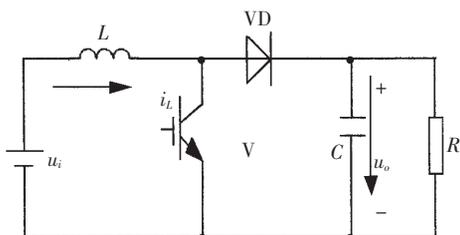


图 1 Boost 主电路

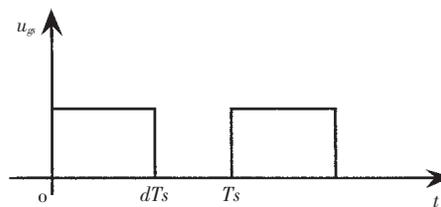


图 2 全控型器件的控制脉冲

电压中的纹波电压与输出电压的比值小到允许忽略。下面将分别讨论电感电流处于不同开关状态时的工作原理。在 $0 \sim dT_s$ 时段 (T_s 为开关周期, d 为占空比): 电流流过电感, 电感两端呈现正电压 $u_L = u_i$, 在该电压作用下输出滤波电感中电流 i_L 线性增长, 电感在储存能量; 在 $dT_s \sim T_s$ 时段: 电感释放磁场能量, 电感中电流 i_L 线性衰减。利用稳态条件下电感两端电压在一个开关周期内平均值为零的基本原理, 在电感电流连续的情况下, 可以推导出输出、输入电压比与开关通断时间的占空比间的关系为:

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1-D} \quad (1)$$

通过改变开关管的占空比可以控制输出平均电压的大小^[1]。

1.2 建模分析

在建模之前作三点假设: 交流小信号的频率应远远

小于开关频率(低频假设);变换器的转折频率远远小于开关频率(小纹波假设);电路中各变量的交流分量的幅值远远小于相应的直流分量(小信号假设)。DC-DC 变换器的建模方法较多,这里采用平均开关模型法。为化简模型,需要忽略开关频率及其边带、开关频带谐波与其边带。引入开关周期平均算子的定义:

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (2)$$

式中, $x(t)$ 是 DC-DC 变换器中某电量; T_s 为开关周期, $T_s=1/f_s$ 。对电压、电流等电量进行开关周期平均运算,将保留原信号的低频部分,而滤除开关频率分量、开关频率谐波分量及其边频分量^[3]。图 1 中 V 和 VD 等效的开关网络如图 3 所示。

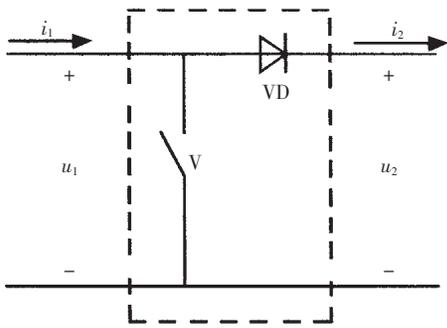


图 3 等效开关网络

设 $d(t)$ 为占空比的瞬时值,则等效网络中 $i_1(t)$ 、 $v_2(t)$ 的开关周期平均值分别为:

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = [1-d(t)] \langle v_2(t) \rangle_{T_s} \quad (3)$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = [1-d(t)] \langle i_1(t) \rangle_{T_s} \quad (4)$$

经过开关周期平均变换后的 Boost 变换器等效电路如图 4 所示。

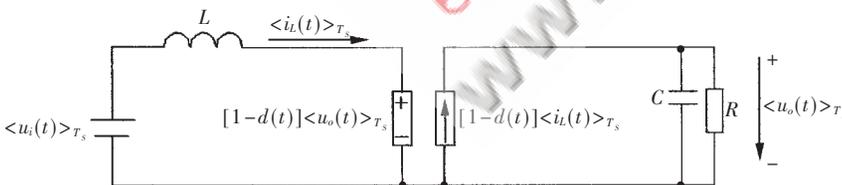


图 4 Boost 变换器等效电路

对图 4 列写电压电流方程有:

$$\begin{cases} L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle u_i(t) \rangle_{T_s} - [1-d(t)] \langle u_o(t) \rangle_{T_s} \\ C \frac{d\langle u_o(t) \rangle_{T_s}}{dt} = [1-d(t)] \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle u_o(t) \rangle_{T_s}}{R} \end{cases} \quad (5)$$

对电路作小信号扰动,即令: $\langle u_i(t) \rangle_{T_s} = U_i + \hat{u}_i(t)$; $d(t) = D + \hat{d}(t)$; $\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = I_L + \hat{i}_L(t)$; $\langle u_o(t) \rangle_{T_s} = U_o + \hat{u}_o(t)$, 其中, U_i 、 D 、 I_L 、 U_o 为稳态分量, \hat{i}_L 、 \hat{u}_o 、 \hat{d} 、 \hat{u}_i 为小信号扰动量,代入式(5),消去稳态分量和二次项分量,对小信号进行拉氏变换得到以下传递函数。

输出 $\hat{u}_o(s)$ 对输入 $\hat{u}_i(s)$ 的传递函数 $G_{ui}(s)$ 为:

$$G_{ui}(s) = \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}_i(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{1}{1-D} \frac{1}{1 + \frac{sL}{(1-D)^2 R} + \frac{s^2 LC}{(1-D)^2}} \quad (6)$$

输出 $\hat{u}_o(s)$ 对输入 $\hat{d}(s)$ 的传递函数 $G_{ud}(s)$ 为:

$$G_{ud}(s) = \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{u}_i(s)=0} = \frac{U_i}{(1-D)^2} \frac{1 - \frac{sL}{(1-D)^2 R}}{1 + \frac{sL}{(1-D)^2 R} + \frac{s^2 LC}{(1-D)^2}} \quad (7)$$

开环输入阻抗 $Z(s)$ 为:

$$Z(s) = \left. \frac{\hat{u}_i(s)}{\hat{i}_i(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = (1-D)^2 R \times \frac{1 + \frac{sL}{(1-D)^2 R} + \frac{s^2 LC}{(1-D)^2}}{1 + sCR} \quad (8)$$

开环输出阻抗 $Z_{out}(s)$ 为:

$$Z_{out}(s) = \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{u}_i(s)=0, \hat{d}(s)=0} = \frac{1}{(1-D)^2} \times \frac{sL}{1 + \frac{sL}{(1-D)^2 R} + \frac{s^2 LC}{(1-D)^2}} \quad (9)$$

2 Buck 直流变换器的闭环控制

从占空比至输出的传递函数可以看出, s 平面中存在右半平面的零点,使得系统成为非最小相位系统。设计非最小相位系统的调节器是比较麻烦的,但其零点对应的频率在高频段,可利用超前-滞后补偿网络对其进行校正。Boost 直流变换器的闭环控制系统框图如图 5 所示。其中, $G_{ud}(s)$ 为式(7), $G_m(s)$ 为 PWM 脉宽调制器的传递函数, $H(s)$ 表示反馈分压网络的传递函数, $G_c(s)$ 为补偿网络的传递函数。此系统各部分的

传递函数为:

$$H(s) = \frac{R_y}{R_x + R_y}, G_m(s) = \frac{1}{V_m} \quad R_x, R_y \text{ 为反馈分压电阻, } V_m \text{ 为 PWM 调制器锯齿波幅值。}$$

为保证闭环系统有一定的相位裕量和增益裕量,利用有源 RC 网络构成如

图 6 所示的超前-滞后补偿网络。

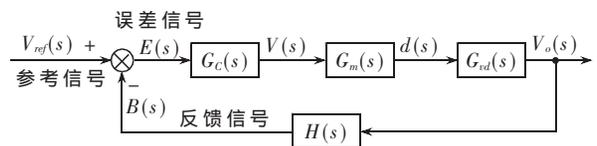


图 5 Boost 变换器闭环系统

其传递函数为:

$$G_c(s) = \frac{(1+sR_2C_1)[1+s(R_1+R_3)C_3]}{[sR_1(C_1+C_2)][1+s\frac{R_2C_1C_2}{C_1+C_2}](1+sR_3C_3)} \quad (10)$$

3 设计实例与实验结果

实验原理图如图 7 所示。电路参数:开关管选用

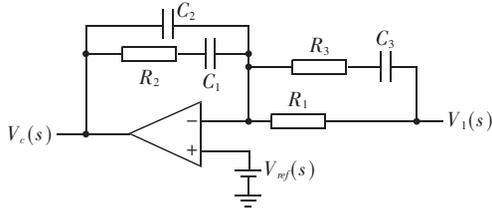
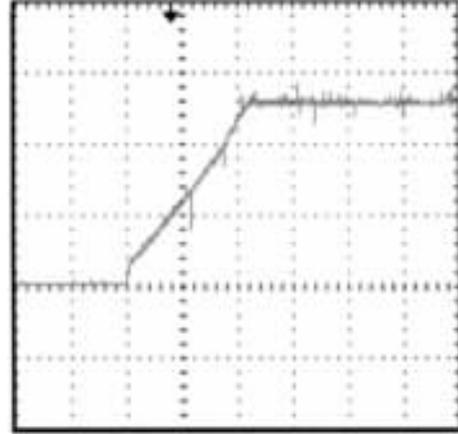


图6 超前-滞后补偿网络

IRFP460LC, 二极管选用 MUR1560, 输入电压 $u_g=30V$, 占空比 $d=0.7$, 输出电压 $u_0=100V$, 滤波电感 $L=0.5mH$, 滤波电容 $C=1\ 000\mu F$, 负载电阻 $R=20\Omega$, 开关频率 $f_s=45kHz$, PWM 调制器锯齿波幅度 $V_m=1.93V$, 参考电压 $V_{ref}=2.0V$, 驱动为 M57962L, 超前-滞后补偿网络电路利用 SG3525 内部的误差放大器加电阻、电容组成。其阶跃响应曲线如图 8 所示, 当电源电压扰动从 10V 到 70V 变化时, 输出电压保持 100V 不变; 负载由 $5\Omega\sim 2k\Omega$ 变化时, 输出电压保持 100V 不变。实验结果表明根据数学模型



(横轴: 0.5s/格 纵轴: 40V/格)

图8 输出 u_0 阶跃响应曲线

设计出的控制器组建的系统具有良好的动态性能和抗输入电压、负载扰动的性能, 说明了数学模型的合理性。

本文分析了 CCM Boost 直流变换器的工作原理, 采用平均开关模型法对其进行数学建模, 为保证闭环系统有一定的相位裕量和增益裕量, 采用有源的超前滞后补偿网络对系统进行校正。实验结果表明, 该模型和控制方法具有合理性。

参考文献

- [1] 林渭勋. 现代电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [2] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- [3] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.

(收稿日期: 2007-08-28)

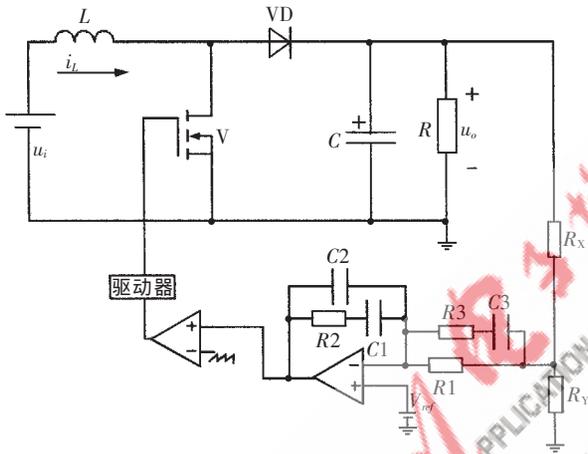


图7 实验原理图