

ZVZCS 移相全桥变换器建模与仿真分析

卞新高, 叶奇, 王乐义, 徐佳炜

(河海大学机电工程学院, 江苏常州 213022)

摘要: 系统地分析了零电压-零电流 (Zero Voltage Zero Current Switching) 移相全桥变换器的工作原理, 提出了变换器实现软开关的条件, 并在此基础上运用了变压器副边有效占空比的概念, 确定主电路参数范围。结合 Buck 变换器的交流小信号等效模型, 建立了 ZVZCS 软开关全桥变换器的交流小信号等效模型。利用 MATLAB 对系统开环传递函数进行仿真, 并进一步通过对系统的幅频、相频特性及阶跃响应进行分析, 判断系统的开环及闭环稳定性。仿真结果表明系统在开环及闭环情况下均是稳定的, 并且相对于常规的 Buck 变换器具有更高稳定性。

关键词: 移相全桥变换器; 有效占空比; 小信号等效模型; 仿真; 稳定性

中图分类号: TN86

文献标识码: A

文章编号: 1674-6236(2017)11-0137-05

Modeling and simulation of ZVZCS phase shifted full bridge converter

BIAN Xin-gao, YE Qi, WANG Le-yi, XU Jia-wei

(1. College of Mechanical and Electrical Engineering, Hohai University, Changzhou 213022, China)

Abstract: The principle of ZVZCS (Zero Voltage Zero Current Switching) phase shifted full bridge converter is analyzed systematically, the condition of achieving soft switching converter is proposed, and basing on the concept of the effective duty cycle of the transformer's secondary side voltage. The AC small signal equivalent model of ZVZCS soft switching full bridge converter is established on the basis of Buck's. The open-loop transfer function of the system is simulated by MATLAB, and the open-loop and close-loop stability of the system are judged by analyzing the amplitude frequency, phase frequency characteristic and step response of the system. The results of simulation show that the system is stable in the open-loop and close-loop and is more stable than conventional Buck converter.

Key words: phase shifted full bridge converter; effective duty cycle; small signal equivalent model; simulation; stability

近年来, 随着开关电源向小型高频化、高效低功耗、大功率、智能数字化方向发展^[1-3], ZVZCS 全桥变换器^[4-7]得到了更多地应用^[8-9]。与传统的 Buck 变换器相比, ZVZCS 全桥变换器的工作模式更多, 如果采用状态空间平均法或离散时域法建模^[7], 运算量很大而且结果会很复杂。文中在 Buck 变换器交流小信号等效模型的基础上结合软开关变换器的特点^[8], 通过运用变压器副边有效占空比的概念^[9], 建立了 ZVZCS 全桥变换器的交流小信号等效模型, 并用 MATLAB 对模型进行仿真分析, 从而为系统的动态、稳定性及控制回路的设计提供帮助。

1 ZVZCS 移相全桥变换器工作原理

如图 1 所示为 Zero Voltage Zero Current Switching, ZVZCS 全桥变换器主电路, 它是由两组 4 个互补导通的功率开关管 ($Q_1 \sim Q_4$), 隔直电容 C_b , 变压器 T_1 构成。其中 D_1 和 D_3 分别为 Q_1 和 Q_3 的体二极管, C_1 和 C_3 为超前臂实现 ZVS 的并联电容, D_{a2} 和 D_{a4} 为滞后臂实现 ZCS 的串联二极管。输出电感 L_f 和电容 C_f 组成输出滤波网络。

在分析变换器的工作原理之前, 作如下说明与假设^[10]: ①开关管导通关断时间为 0; ②并联电容 C_1 和 C_3 的电容值相等为 C_r ; ③输出滤波电感 L_f 足够

收稿日期: 2016-05-14 稿件编号: 201605134

作者简介: 卞新高 (1965—), 男, 江苏常州人, 硕士, 副教授。研究方向: 微机测控, 大功率开关电源等。

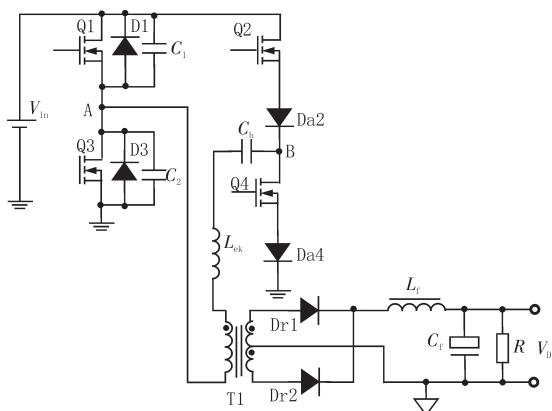


图1 ZVZCS 移相全桥变换器主电路

大,在开关过程中负载电流 i_L 可视为恒流源;④ V_{Chp} 表示隔直电容上的电压 V_{cb} 在 T_s 内的最大值。

采用移相 PWM 控制 ZVZCS 全桥变换器的电路波形如图 2 所示。

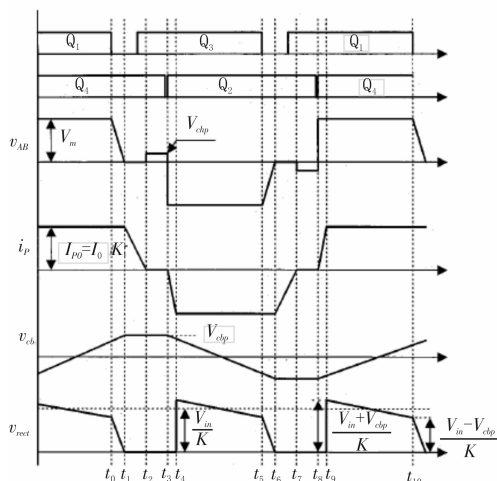


图2 ZVZCS PWM 全桥变换器的主要波形

由图 2 知在一个开关周期中,ZVZCS 移相全桥变换器有 10 种开关模式,

各开关模式的工作情况分析如下^[11]:

1) 开关模式 1, $[t_0, t_1]$

在 t_0 时刻关断开关管 Q_1 , C_1 充电 C_2 放电, 由于 C_1 的存在, Q_1 实现了零电压关断。在 t_1 时刻, C_1 电压上升到最大值 V_{in} , C_2 电压降为 0, Q_3 反并二极管自然导通, 从而结束开关模式 1。该模式的时间:

$$t_{01} = 2C_r V_{in} n / I_L \quad (1)$$

占空比:

$$D_{01} = \frac{t_{01}}{T_s/2} = \frac{4nC_r V_{in}}{I_L T_s} \quad (2)$$

在 t_1 时刻, 阻断电容 C_b 电压为:

$$V_{cb}(t_1) = V_{cb}(t_0) + 2 \frac{C_r V_{in}}{C_b} \quad (3)$$

2) 开关模式 2, $[t_1, t_2]$

D_3 导通后, 就可以驱动开关管 Q_3 零电压导通, Q_1 与 Q_3 驱动信号之间的死区时间需满足 $t_{d(lead)} > t_{01}$, 即 $t_{d(lead)} > 2C_r V_{in} n / I_L$ 。在这段时间里, 原边电流 i_p 减小, 变压器副边两个整流二极管 D_{r1}, D_{r2} 同时导通给负载供电, 阻断电容电压全部加在漏感 L_{lk} 上, i_p 减小, V_{cb} 增大。由于漏感 L_{lk} 较小, 而 C_b 较大, 因此可以认为在 $[t_0, t_1]$ 这个开关模式中阻断电容电压 V_{cb} 近似保持不变, 即 $V_{cb}(t) = V_{cb}(t_1) = V_{cbp}$ 。

在 t_2 时刻, 变压器原边电流 i_p 减小到 0, 开关模式 2 结束。该开关模式的时间为:

$$t_{12} = L_{lk} I_L / (n V_{cbp} T_s) \quad (4)$$

该模式的占空比为:

$$D_{reset} = D_{12} = \frac{2L_{lk} I_L}{n V_{cbp} T_s} \quad (5)$$

3) 开关模式 3, $[t_2, t_3]$

在该模态中原边电流 $i_p = 0$, 副边两个整流管同时导通, 均分负载电流。

4) 开关模式 4, $[t_3, t_4]$

在 t_3 时刻原边电流 $i_p = 0$, 此时关断 Q_4 实现零电流关断。在经过一个很小的延时后, 开通 Q_2 实现零电流导通。在 t_4 时刻, i_p 反向增加到原边负载电流, 模式 4 结束。该开关模式的时间为: $t_{34} = \frac{L_{lk} I_L}{n(V_{in} + V_{cbp})}$, 占空比为:

$$D_{loss} = D_{34} = \frac{L_{lk} I_L}{n T_s (V_{in} + V_{cbp})} \quad (6)$$

5) 开关模式 5, $[t_4, t_5]$

从 t_4 时刻开始, 原边电流为负载提供能量, 同时给 C_b 反向充电。在 t_5 时刻, 阻断电容 C_b 上的电压为: $V_{cb}(t_5) = V_{cbp} - \frac{I_L}{nC_b} t_{45}$ 。在 t_5 时刻关断 Q_3 , 开始另一个半周期 $[t_5, t_{10}]$, 其工作情况类似于前面描述的 $[t_0, t_5]$ 。

2 软开关实现条件

由上面开关模式 1 的分析可以清楚地知道, 超前臂是利用输出滤波电感的能量实现 ZVS, 而输出滤波电感一般较大, 其能量足以在很宽的负载范围内使超前臂实现 ZVS。然而, 滞后臂实现 ZCS 主要靠变压器漏感和阻断电容。因此, 在此仅讨论滞后臂实现 ZCS 的条件。由开关模式 4 的分析知要实现滞后臂的 ZCS, 在开关管关断或导通之前必须使原边电流 i_p 降为零。

由图 3 知滞后臂实现 ZCS 条件为:

$$D_{eff(max)} + D_{reset} + D_{loss} + D_{ZCS(max)} < 1 \quad (7)$$

其中 $D_{eff(max)}$ 为副边最大有效占空比, $D_{ZCS(max)}$ 与开关管的关断特性有关, 由开关管本身决定。

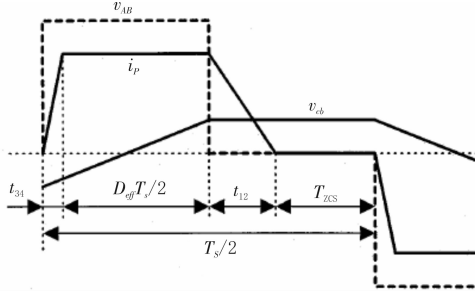


图3 副边最大占空比的确定

3 非理想 ZVZCS 全桥变换器建模

由图2知 $\frac{T_s}{2} = \sum_{i=0}^5 t_i$, 由此得 $d_{01} + d_{12} + d_{23} + d = 1$, 其中 d 为变压器原边占空比, 且 $d = d_{35} = d_{34} + d_{eff} - d_{01}$, 阻断电容电压在 t_6 时刻达到反向最大, 由式(3)得

$$2V_{Cb} = \frac{I_L}{2nC_b} d T_s + \frac{2C_r V_{in}}{C_b} \quad (8)$$

进一步可以得到:

$$2V_{Cb} = \frac{I_L}{2nC_b} (d_{34} + d_{eff} - d_{01}) T_s + \frac{2C_r V_{in}}{C_b} \quad (9)$$

对交流变量做扰动分离, 因为模态4的时间 t_{23} 是滞后臂实现 ZCS 的时间, 它取决于开关管的关断特性, 所以在此假设 t_{23} 保持不变。则: $d_{01} = D_{01} + \hat{d}_{01}$, $d_{23} = D_{23} + 2t_{23}/T_s$, $d_{34} = D_{34} + \hat{d}_{34}$, $d_{eff} = D_{eff} + \hat{d}_{eff}$, $d = D + d = (D_{34} + D_{eff} - D_{01}) + (\hat{d}_{34} + \hat{d}_{eff} - \hat{d}_{01})$, $i_L = I_L + \hat{i}_L$, $v_{Cb} = V_{Cb} + \hat{v}_{Cb}$, $v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in}$ 。忽略交流小分量, 由式(2)、(6)、(8)得

$$D_{eff} = \frac{2nC_b V_{Cb}}{I_L T_s} - \frac{2L_{lk} I_L}{n(V_{in} + V_{Cb}) T_s} \quad (10)$$

即得到副边占空比的 DC 表达式。令直流分量为零, 且忽略二次交流小分量, 由式(2)、(6)、(8)、(9)得:

$$\hat{d}_{eff} = G_d \hat{d} + G_v \hat{v}_{in} + G_i \hat{i}_L \quad (11)$$

$$\text{其中 } G_d = 1 + \frac{D_{34} T_s I_L}{4nC_b (V_{in} + V_{Cb}) T_s}, G_v = \frac{4nC_r}{I_L T_s} + \frac{D_{34}}{V_{in} + V_{Cb}},$$

$$G_i = \frac{DD_{34} T_s I_L}{4nC_b (V_{in} + V_{Cb}) T_s} - \frac{L_{lk}}{nT_s (V_{in} + V_{Cb})} - \frac{D_{01}}{I_L},$$

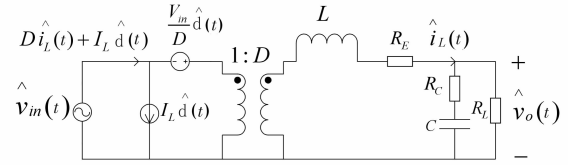
由式(11)可以看出影响变压器副边有效占空比的因素有原边占空比 $\hat{d}$ 、输入电压 $\hat{v}_{in}$ 、负载电流 $\hat{i}_L$, 这正确反映了软开关电路工作的特点。

如图4所示为非理想 Buck 变换器的交流小信

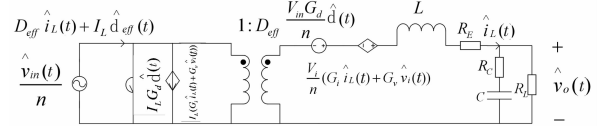
号等效模型, 全桥变换器与 Buck 变换器属于同一类型, 虽然 ZVZCSPWM 移相全桥变换器需要通过变压器漏感及辅助能量来恢复缓冲回路来实现超前臂开关管的 ZVS 和滞后臂的 ZCS, 但是引入变压器副边有效占空比的概念, 在 Buck 变换器平均等效模型的基础上, 结合 ZVZCS PWM 全桥变换器的特性, 可以通过以下方法来建立 ZVZCS PWM 移相全桥变换器的非理想等效模型。

用式(10)、(11)中的 D_{eff} 和 $\hat{d}_{eff}$ 代替图4(a)中的 D 和 $\hat{d}$, 并将 $\hat{d}_{eff}$ 用式(11)右边部分代替, 用 $\frac{\hat{v}_{in}}{n}$ 、 $\frac{V_{in}}{n}$

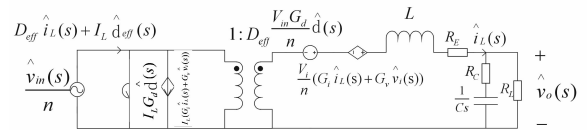
分别代替图4-1中的 $\hat{v}_{in}$ 、 V_{in} , 即可得到图4(b)所示的非理想 ZVZCS PWM 移相全桥变换器交流小信号等效模型。根据图4(b)可以得到图4(c)所示的非理想 ZVZCS PWM 移相全桥变换器交流小信号 s 域等效模型。



(a) 非理想 Buck 变换器交流小信号等效模型



(b) 非理想 ZVZCS PWM 移相全桥变换器交流小信号等效模型



(c) 非理想 ZVZCSPWM 移相全桥变换器交流小信号 s 域等效模型

图4 变换器交流小信号等效模型

由图4(c)可以得到:

1) 输出电压 $\hat{v}_o(s)$ 对输入电压 $\hat{v}_{in}(s)$ 的传递函数 $G_{oi}(s)$

$$G_{oi}(s) = \frac{K_1(1+s/\omega_{z0})}{(\frac{s}{\omega_0})^2 + 2\zeta \frac{s}{\omega_0} + 1} = \frac{K_1(1+s/\omega_{z0})}{(\frac{s}{\omega_0})^2 + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (12)$$

2) 输出电压 $\hat{v}_o(s)$ 对控制变量 $\hat{d}(s)$ 的传递函数 $G_{oi}(s)$

$$G_{oi}(s) = \frac{K_2(1+s/\omega_{z0})}{(\frac{s}{\omega_0})^2 + 2\zeta \frac{s}{\omega_0} + 1} \quad (13)$$

3) 开环输入阻抗 $Z(s)$

$$Z(s) = K_3 \cdot \frac{(\frac{s}{\omega_0})^2 + 2\zeta \frac{s}{\omega_0} + 1}{(1+s/\omega_{p0})(1+s/\omega_{p1})} \quad (14)$$

4) 开环输出阻抗 $Z_o(s)$

$$Z_o(s) = K_4 \cdot \frac{(1+s/\omega_{z0})(1+s/\omega_{z1})}{(\frac{s}{\omega_0})^2 + 2\zeta \frac{s}{\omega_0} + 1} \quad (15)$$

其中放大倍数 $K_1 = \frac{R_L(D_{eff} + V_{in}G_v)}{nR_L + nR_E - V_{in}G_i}$,

$$K_2 = \frac{V_{in}G_d R_L}{n(R_L + R_E) - V_{in}G_i},$$

$$K_3 = \frac{n(R_L + R_E) - V_{in}G_i}{I_L G_v (R_L + nR_E - V_{in}G_i) + (D_{eff} + G_v V_{in})(D_{eff} + I_L G_i)},$$

$$K_4 = \frac{R_L + (nR_E - V_{in}G_i)}{n(R_L + R_E) - V_{in}G_i},$$

$$\text{转角频率 } \omega_0 = \sqrt{\frac{n(R_L + R_E) - V_{in}G_i}{nLC(R_L + R_C)}},$$

$$\text{阻尼比 } \zeta = \frac{nR_L R_C C + nL + (R_L + R_C)(nR_E - V_{in}G_i)C}{2\sqrt{n(R_L + R_E) - V_{in}G_i} \cdot \sqrt{nLC(R_L + R_C)}},$$

$$\text{零点角频率 } \omega_{z0} = \frac{1}{R_C C}, \omega_{z1} = \frac{nR_E - V_{in}G_i}{nL}.$$

4 ZVZCS PWM 移相全桥变换器的仿真研究

4.1 参数选取合理性分析

文中设计的变换器的参数分别为: 输入电压 $V_{in} = (400 \pm 20)$ V, 开关管工作频率 $f_s = 45$ kHz, DC/DC 输出电压 $V_o = 48$ V, 输出电流 $I_o = 100$ A, 输出整流二极管压降 $V_D = 1.5$ V, 输出滤波电感电压 $V_L = 0.5$ V, 变压器漏感 $L_k = 3$ μ H, 匝比 $n = 5$, 隔直电容值 $C_b = 2$ μ F, $V_{Cbp} = 36.6$ V, $R_E = 12$ m Ω , $R_C = 10$ m Ω , $R_L = 10$ Ω , DC/DC 级效率 $\eta = 0.9$ 。

将参数分别代入式(2)、(5)、(6), 计算得到 $D_{01} = 0.028$ 8, $D_{reset} = D_{12} = 0.147$ 5, $D_{loss} = D_{34} = 0.012$ 4, $D_{eff(max)} = n(V_o + V_D + V_L)/V_{in(min)} = 0.65$ 8, $D = D_{34} + D_{eff} - D_{01} = 0.608$ 6。选用 FAIRCHILD 公司生产的 FCH072N60 MOS 管, 开关管关断延迟时间 $T_{d(off)max} = 0.204$ μ s, 所以 $t_{zcs} = 0.204$ μ s, $D_{zcs(max)} = 2t_{zcs}/T_s = 0.018$ 4。由此得: $D_{sum(max)} = D_{eff(max)} + D_{reset} + D_{loss} + D_{zcs(max)} = 0.836$ 3 < 1。证明 n 和 C_b 的取值是合理的。

由于相同结构参数的变压器漏感量不尽相同, 同样由于同一型号电容的容量值也会有一定的误差, 所以本设计在保证移相全桥变换器能够实现 ZVZCS 的前提下, 根据式(7)通过 MATLAB 编程计算确定变压器漏感值及隔直电容值的范围。

由于实际电容的电容值会有一定的偏差, 电容

偏差考虑 $\pm 20\%$, 即电容 C_b 的取值范围为 1.6μ F ~ 2.4μ F, 根据电容值的两个端点值确定变压器漏感 L_k 的范围, 通过 MATLAB 编程计算得 L_k 的范围为 $2 \sim 5 \mu$ H。超前臂实现 ZVS 的电容 C_r 值是根据超前臂两驱动信号之间的时差确定的, 而两驱动信号之间的时差是由开关管的关断延迟时间所确定。一般情况下 $t_{01} = (2 \sim 3)T_{d(off)}$, 由此可确定 C_r 值的范围为 $(10.2 \sim 15.3)$ nF。

4.2 仿真波形及分析

通过 MATLAB 软件仿真, 可以得到上文分析得到的各开环传递函数的 Bode 图及 Nyquist 图, 如图 5、6、7 所示。

其中 I、II 分别对应以下情况: I、 $R_E = 0, R_C = 0$, 即考虑理想情况; II、 $R_E \neq 0, R_C \neq 0$, 考虑变换器的寄生参数; III、对应考虑寄生参数的 Buck 变换器的各传递函数伯德图。ZVZCS 全桥变换器在理想和非理想情况下以及 Buck 变换器非理想情况下开环传递函数 $G_{od}(s)$ 的单位阶跃响应如图 6 所示。

利用 MATLAB 可以计算出全桥变换器的开环极点分别为: $p_0 = -1.6515 \times 10^3 + 2.7211 \times 10^3 i, p_1 = -1.6515 \times 10^3 - 2.7211 \times 10^3 i$ 。很显然两个极点均具有负实部, 所以变换器在开环状态下是稳定的^[12]。如图 5-3 所示为开环传递函数 $G_{od}(s)$ 的尼奎斯特图, 从图中可以看出它的开环幅相频率特性曲线 $G(j\omega)$ 不包围复平面的 $(-1, j_0)$ 点, 因此该系统在闭环状态下也是稳定的。进一步的研究 $G_{od}(s)$ 的伯德图可以知道它的幅值穿越频率 $\omega_c = 5.54 \times 10^4$ rad/sec, 相位裕量 $\gamma(\omega_c) = 78.1^\circ > 0^\circ$, 满足系统稳定性要求。

5 结论

文中通过对 ZVZCS 移相全桥变换器建模、仿真, 验证了参数设计的正确性, 确定参数有效取值范围和变换器最初设计的有效性和实用性。仿真图形揭示了 ZVZCS 全桥变换器的稳态特性、动态特性, 通过仿真图形可以知道变换器的不足之处, 从而得以对 ZVZCS 全桥变换器进行再设计, 改善变换器的性能, 这对优化变换器的控制系统起到非常重要的作用。

参考文献:

- [1] 李宏, 赵家贝. 浅析高频开关电源的发展[J]. 电气应用, 2011, 30(4): 50-54.
- [2] 陈天乐. 开关电源的新技术与发展前景[J]. 通信电源技术, 2014, 31(2): 101-102.
- [3] 普利斯曼主编. 开关电源设计[M]. 3版. 王志强等译. 北京: 电子工业出版社, 2010: 371-390.
- [4] XuFeng, XuDian-guo, Liu Yu-xiu. A Novel Zero-

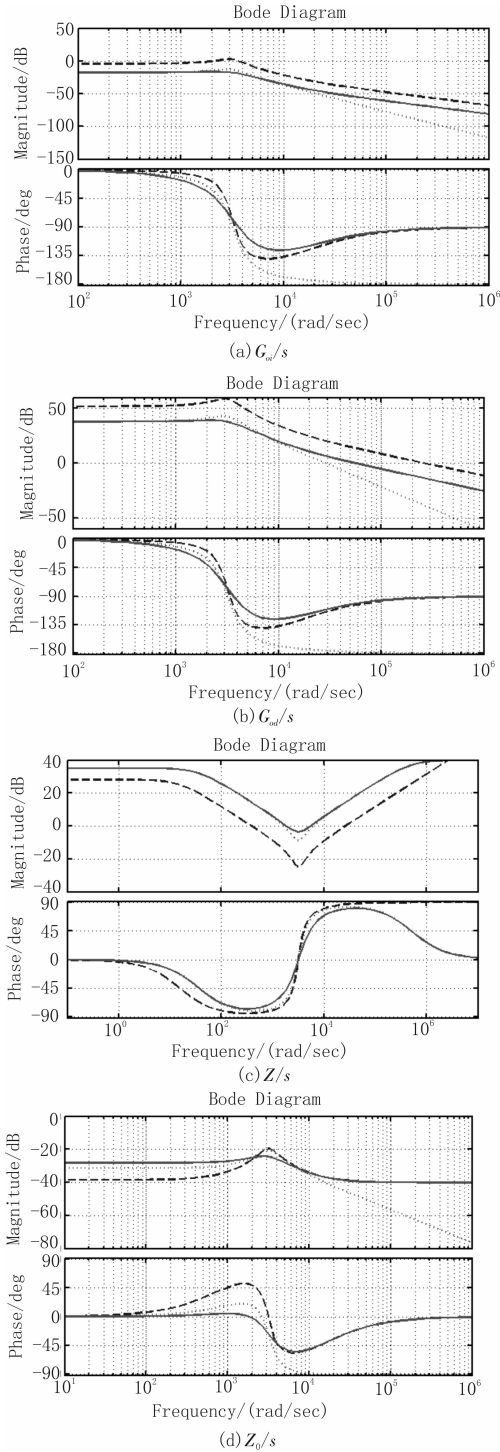


图5 ZVZCS 移相全桥变换器的传递函数伯德图

Voltage and Zero-Current-switching Full-Bridge PWM Converter[J].IEEE, March 2003:383-390.

- [5] 王景芳.移相全桥软开关直流变换器的研究[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2012.
- [6] 徐杰,张胜发.全桥变换器两种典型控制方法的比较[J].空军雷达学院学报,2010,24(5):361-363.
- [7] 刘燕楠,张一鸣.全桥移相ZVZCS变换器建模与控

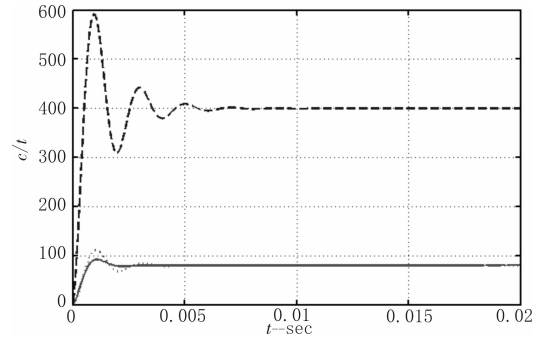


图6 开环传递函数 $G_{od}(s)$ 阶跃响应(虚线对应 I, 实线对应 II, 点状线对应 III)

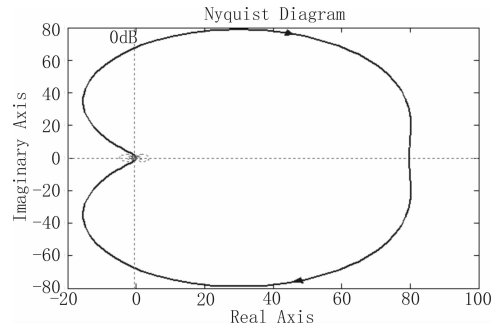


图7 开环传递函数 $G_{od}(s)$ 尼奎斯特图

制策略仿真研究 [J]. 电源技术,2015,39(7): 1515-1517.

- [8] 何正东,杜贵平,张波.基于ZVZCS PWM全桥变换器的大功率电动汽车充电电源设计 [C]//见姜建国主编.第七届中国高校电力电子与电力传动学术年会论文集.上海:上海交通大学出版社,2013:500-504.
- [9] 芮骥骅.滞后臂串联二极管的ZVZCS移相全桥变换器研究[D].合肥:合肥工业大学,2010.
- [10] 陈亚爱.开关变换器的实用仿真与测试技术[M].北京:机械工业出版社,2009:1-41.
- [11] 李健仁,章治国,吴限等.直流变换器软开关技术综述[J].微电子学,2012,42(1):115-125.
- [12] 阮新波.脉宽调制DC/DC全桥变换器的软开关技术[M].北京:科学出版社,2013:85-100.
- [13] 解光军,刘海平,徐慧芳,等.基于有效占空比的ZVZCS全桥变换器建模与仿真[J].电子器件,2011,34(2):194-198.
- [14] Ruan Xinbo, Yan Yangguang. A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM full-bridge converter using two diodes in series with the lagging leg [J]. IEEE Transactions On Industrial Electronics, 2001,48(4):777-779.
- [15] 王积伟,吴振顺.控制工程基础[M].北京:高等教育出版社,2010:104-179.