

研
究
开
发基于状态空间平均法的 DC/DC
高频隔离变换器建模仿真分析

王小方

(中南大学 信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410083)



作者简介: 王小方 (1967-), 高级工程师 (教授级), 中南大学博士研究生, 主要从事变流技术和电传动技术等领域研究。

摘要: 利用状态空间平均法对 70 kW 无源缓冲型软开关 DC/DC 变换器进行建模仿真分析, 以获得优良的稳态、瞬态、动态等特性。首先, 考虑变压器漏感以及输出滤波电感、电容等效短路电阻, 建立变换器等效电路; 然后, 分析一个周期内关键部件电压、电流理想波形, 绘出不同状态下等效电路; 其次, 描述状态变量方程式, 进行平均和线性化处理, 获得其在连续工作模式下的小信号传递函数; 最后, 按照其数学模型组建双闭环控制系统, 利用 MATLAB 软件仿真验证数学模型的合理性。

关键词: DC/DC 高频隔离变换器; 状态空间平均法; 建模; 闭环控制

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1000-128X(2011)01-0010-04

Modeling and Simulation Analysis of DC/DC High Frequency
Isolated Converter Based on Average State Space Method

WANG Xiao-fang

(School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha, Hunan 410083, China)

Abstract: For obtaining steady state, transient and dynamic characteristics, average state space method was proposed to the modeling and simulation analysis in DC/DC high frequency converter of 70 kW passive buffer type soft-switching isolated converter. Firstly, the converter equivalent circuit was established on the condition of considering the transformer leakage inductance, output filter inductor and capacitor equivalent circuit resistance. Secondly, analyzed the key voltage, current ideal waves in a cycle, and drew the equivalent circuits under different states. Thirdly, in order to obtain the small-signal transfer function in continuous work mode, the average and linearization method was to deal with the state variable equations. Last, double-loop control system was set up in accordance with the mathematical model, and MATLAB was used to verify the rationality of that model.

Key words: DC/DC high frequency isolated converter; average state space method; modeling; closed-loop control

0 引言

大功率 DC/DC 变换器在铁路车辆、分布式发电等领域都有广阔的应用前景。本文研究的 70 kW 无源缓冲型软开关 DC/DC 变换器采用目前世界上逐渐流行的单相大功率高频逆变技术, 包括单相大功率高频逆变及逆变器串联技术、较大功率的高频变压器设计及绕制技术、无输出电流传感器控制技术。变换器拓扑结构、参数的选择, 需要充分考虑其应用过程中的稳态、瞬态、动态等特性, 同时为了制定更好的控制策略, 需要对变换器进行建模分析^[1-2]。

DC/DC 变换器的建模方法已经得到广泛的研究^[3-5]。其中, 状态空间平均法自提出以来在变换器建模领域

取得很大的成功, 能够准确反映变换器的工作过程, 简化电路设计^[6-8]。本文基于状态空间平均法, 考虑变压器漏感以及输出滤波电感、电容等效短路电阻, 对 70 kW 无源缓冲型软开关 DC/DC 变换器的状态变量进行平均和线性化处理, 获得其在连续工作模式下的小信号传递函数, 构建双闭环控制系统, 利用 MATLAB 软件进行仿真分析。

1 70 kW DC/DC 高频隔离变换器建模分析

考虑变压器漏感以及输出滤波电感、电容等效短路电阻的 70 kW DC/DC 高频隔离变换器等效电路模型如图 1 所示。

结合控制系统脉冲的时序, 可以得到系统关键部件电压、电流理想波形如图 2 所示, 随后按照系统在 1

收稿日期: 2010-11-10

个周期工作过程中由 $t_0 \sim t_7$ 之间的8个工作状态绘出等效电路,以电容 C_f 电压、电感 L_f 电流为状态变量,列出表达式进行分析。

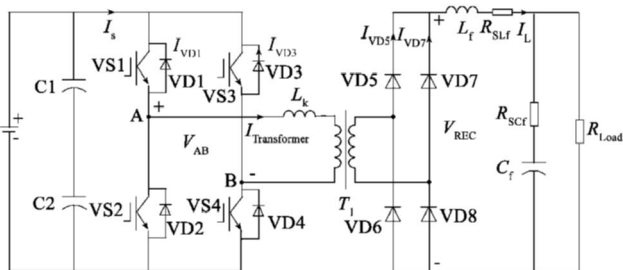


图1 70 kW DC/DC 高频隔离变换器等效电路

假设：4个功率开关管、4个二极管是完全一样的；功率开关管结电容和二极管结电容均忽略不计；功率开关管和二极管的正向压降为零，关断电阻为无穷大；无源元件是线性的，时不变的；变压器的分布电容、铁心损耗均忽略不计；在整个开关周期中，电感电流是恒定的， $i_L = I_L$ ；输入电压源的输出阻抗对于AC和DC分量都为0。

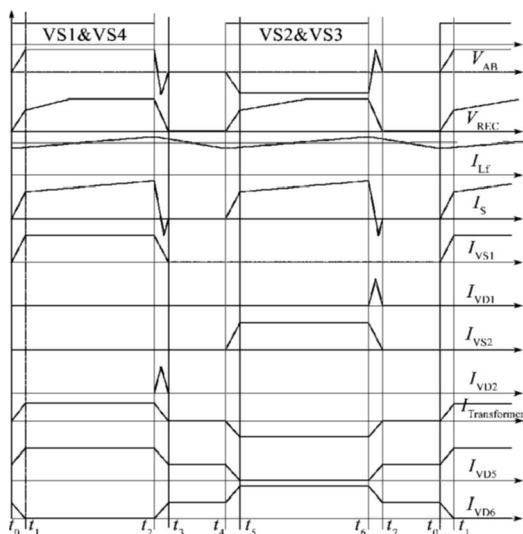


图2 关键部件电压、电流理想波形

在 t_0^+ 时刻, VS1&VS4 开始开通, 输入电压全部作用在漏感 L_k 上, 变压器一次侧电流急剧上升, 二次侧整流桥二极管 VD5 & VD8 与 VD6 & VD7 全部导通, 其中 VD5 & VD8 中电流逐步上升至 I_{Lf} , 而 VD6 & VD7 电流下降到0, $i_{VD5} + i_{VD6} = I_{Lf}$ 。在 $t_0 \sim t_1$ 这段区间, 整流桥输出电压为零, 输出滤波电感 L_f 端电压为输出电压 v_o 的负值, 系统等效电路为图3 (a), 其状态变量方程式为：

$$\left. \begin{aligned} L_k di_p / dt &= v_i \\ L_f di_{Lf} / dt + R_{SLf} i_{Lf} &= -v_o \quad (t_0 < t < t_1) \\ C_f dv_{Cf} / dt &= i_{Lf} - v_o / R_{Load} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

在 t_1^+ 时刻, 变压器一次侧电流达到饱和, 变压器漏感两端电压为零, VS1&VS4 处于完全导通状态, 负载电流此时全部流经 VD5 & VD8, 滤波电感 L_f 端电压为整流桥电压 $v_{REC} = v_i / n$ 与输出电压 v_o 的差值。在 $t_1 \sim t_2$ 这段区间, 系统等效电路为图3 (b), 其状态变量方程式为：

$$\left. \begin{aligned} L_k di_p / dt &= 0 \\ L_f di_{Lf} / dt + i_{Lf} R_{SLf} &= v_i / n - v_o \quad (t_1 < t < t_2) \\ C_f dv_{Cf} / dt &= i_{Lf} - v_o / R_{Load} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

在 t_2^+ 时刻, VS1&VS4 开始关断, 由于变压器漏感和线路分布电感的作用, 负载电流由 VS1&VS4 逐步转移到 VS2&VS3 的反并续流二极管 VD2 & VD3, i_{VD1} 缓慢下降, 而 i_{VD2} 缓慢先上升后再下降, 最终到零。在此区间, 系统等效电路为图3 (c)。根据负载电流大小的不同, 如 i_{VS1} 先于 i_{VD2} 降到零, 系统等效电路则为图3 (d)。此时由于流经 VD5 & VD8 的电流大小不足以维持负载电流, 则 VD6 & VD7 开通进行续流, 最终 $i_{VD5} = i_{VD6} = I_{Lf} / 2$ 。在 $t_2 \sim t_3$ 这段时间区间, 二次侧整流二极管全部导通, 整流桥输出电压为零, 输出滤波电感 L_f 端电压为输出电压 v_o 的负值, 等效电路图3 (c) 和图3 (d) 关于电感电压、电容电流及变压器一次侧电流的状态变量方程式相同。其状态变量方程式可表示为：

$$\left. \begin{aligned} L_k di_p / dt &= -v_i \\ L_f di_{Lf} / dt + i_{Lf} R_{SLf} &= -v_o \quad (t_2 < t < t_3) \\ C_f dv_{Cf} / dt &= i_{Lf} - v_o / R_{Load} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

在 t_3^+ 时刻, VS1&VS4 完全关断, VD2 & VD3 续流状态结束。二次侧电流同时流经 VD5 & VD8 与 VD6 & VD7 进行续流, 且 $i_{VD5} = i_{VD6} = I_{Lf} / 2$ 。在 $t_3 \sim t_4$ 这段时间区间, 整流桥输出电压为零, 输出滤波电感电压为输出电压 v_o 的负值, 系统等效电路图如图3 (e)。其状态变量方程式可表示如下：

$$\left. \begin{aligned} L_k di_p / dt &= 0 \\ L_f di_{Lf} / dt + R_{SLf} i_{Lf} &= -v_o \\ C_f dv_{Cf} / dt &= i_{Lf} - v_o / R_{Load} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

在 t_4^+ 时刻, VS2&VS3 开通, 输入电压全部作用在漏感 L_k 上, 变压器一次侧电流急剧上升, 二次侧整流桥二极管 VD5 & VD8 与 VD6 & VD7 全导通, 其中 VD6 & VD7 中电流逐步上升至 I_{Lf} , 而 VD5 & VD8 电流下降到0, $i_{VD5} = i_{VD6} = I_{Lf}$ 。在 $t_4 \sim t_5$ 这段区间, 系统等效电路为图3 (f), 其状态变量方程式与式 (1) 相同。

在 t_5^+ 时刻, 变压器一次侧电流达到饱和, 变压器漏感两端电压为零, VS2&VS3 处于完全导通状态, 负载电流此时全部流经 VD6 & VD7, 滤波电感 L_f 端电压为整流桥电压 $v_{REC} = v_i / n$ 与输出电压 v_o 的差值。在 $t_5 \sim t_6$ 这段区间, 系统等效电路为图3 (g), 其状态变量方程式与式 (2) 完全相同。

在 t_6^+ 时刻, VS2&VS3 开始关断, 由于变压器漏感和线路分布电感的作用, 负载电流由 VS2&VS3 逐步转移到 VS1&VS4 的反并续流二极管 VD1 & VD4, i_{VS2} 缓慢下降, 而 i_{VD1} 缓慢先上升后再下降, 最终到零, 系统等效电路为图3 (h)。同样根据负载电流大小的不同, 如 i_{VS2} 先于 i_{VD1} 降到零, 系统等效电路则为图3 (i)。此时由于流经 VD6 & VD7 的电流大小不足以维持负载电流, 则 VD5 & VD8 开通进行续流, 最终 $i_{VD5} = i_{VD6} = I_{Lf} / 2$ 。在 $t_6 \sim t_7$

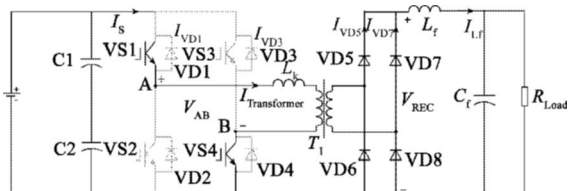
这段时间区间, 二次侧整流二极管全部导通, 整流桥输出电压为零, 输出滤波电感 L_f 端电压为输出电压 v_o 的负值, 等效电路图 3 (h) 和图 3 (i) 关于电感电压、电容电流及变压器一次侧电流的状态变量方程式与式 (3) 相同。

在 t_7^+ 时刻, VS2 与 VS3 完全关断, VD1 与 VD4 续流状态结束。二次侧电流同时流经 VD5 与 VD8 与 VD6 与 VD7 进行续流, 且 $i_{VD5} = i_{VD6} = I_{Lf}/2$ 。至此, 一个完整的开关周期结束。

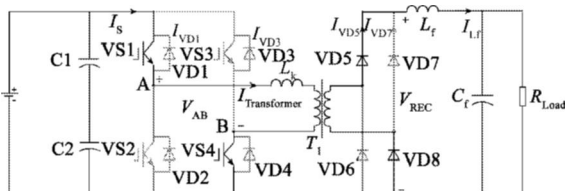
在 $t_7 \sim t_8$ 这段时间区间, 整流桥输出电压为零, 输出滤波电感电压为输出电压 v_o 的负值, 系统等效电路图如图 3 (j)。其状态变量方程式与式 (4) 相同。

根据上述分析以及相关的状态变量表达式, 可以得到一个周期内系统状态平均方程如下:

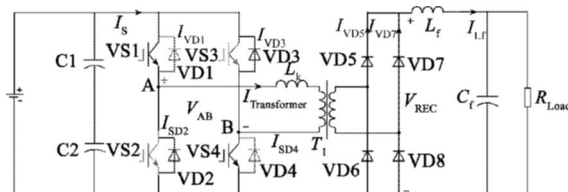
$$\left. \begin{aligned} L_k di_{tp} / dt &= [t_a + t_d] v_i / T - v_i [t_c + t_f] / T \\ L_f di_{Lf} / dt + i_{Lf} R_{SLf} &= [t_b + t_e] v_i / nT - v_o \\ C_f dv_{Cf} / dt &= i_{Lf} - v_o / R_{Load} \\ v_{Cf} + R_{Scf} C_f dv_{Cf} / dt &= v_o \end{aligned} \right\} \quad (5)$$



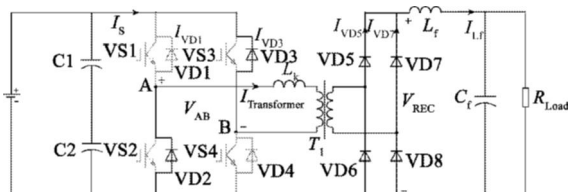
(a) $t_0 \sim t_1$ 时间区间系统等效电路图



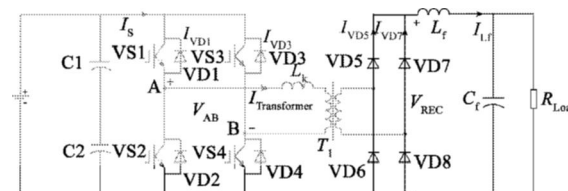
(b) $t_1 \sim t_2$ 时间区间系统等效电路图



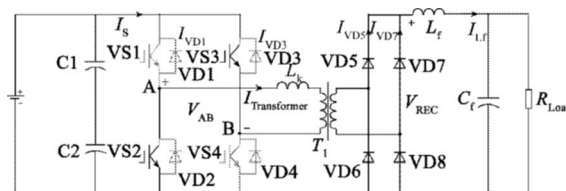
(c) $t_2 \sim t_3$ 时间区间系统等效电路图 1



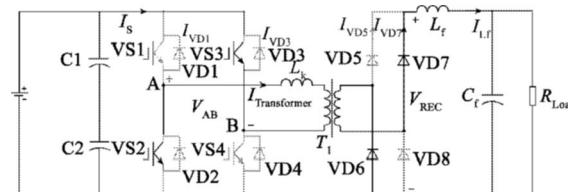
(d) $t_2 \sim t_3$ 时间区间系统等效电路图 2



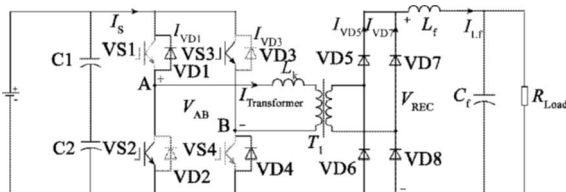
(e) $t_3 \sim t_4$ 时间区间系统等效电路图



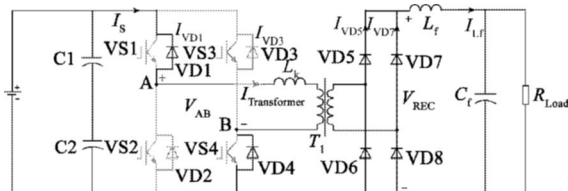
(f) $t_4 \sim t_5$ 时间区间系统等效电路图



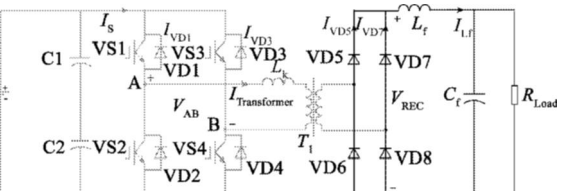
(g) $t_5 \sim t_6$ 时间区间系统等效电路图



(h) $t_6 \sim t_7$ 时间区间系统等效电路图 1



(i) $t_6 \sim t_7$ 时间区间系统等效电路图 2



(j) $t_7 \sim t_8$ 时间区间系统等效电路图

图 3 不同时刻变流器系统等效电路图

式中, $t_a = t_1 - t_0$, $t_b = t_2 - t_1$, $t_c = t_3 - t_2$, $t_d = t_5 - t_4$, $t_e = t_6 - t_5$, $t_f = t_7 - t_6$, $t_0 = 0$, 并且, $t_a = t_c = t_d = t_f = L_k i_{Lf} / (n v_i)$, $t_b = t_e = T/2 - L_k i_{Lf} / (n v_i)$

对上述状态平均方程施加小信号扰动, 令扰动信号分别为 $\hat{v}_i$ 、 $\hat{v}_{Cf}$ 、 $\hat{v}_{tp}$ 、 $\hat{v}_L$ 、 $\hat{d}$ 、 $\hat{v}_o$, 代入后整理, 且令 $\hat{v}_i = \hat{v}_{Cf} = 0$, $\hat{i}_{tp} = \hat{i}_L = 0$, $\hat{d} = 0$, 则有系统稳态模型表达式为

$$\left. \begin{aligned} V_o &= (n D V_i - 2 L_k I_{Lf} f_s) / n^2 - I_{Lf} R_{SLf} \\ I_{Lf} - V_o / R_{Load} &= 0 \\ V_{Cf} &= V_o \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

为求系统状态传递函数, 先做小信号假设: 纹波分量是线性且远小于平均值; 扰动信号的幅值远小于其平均值。因此有: $\hat{d} \ll 1/D$, $\hat{v}_i \ll 1/V_i$, $\hat{v}_{Cf} \ll 1/V_{Cf}$, $\hat{i}_{Lf} \ll 1/I_{Lf}$, 忽略 $\hat{d} \times \hat{v}_i$, 则

$$\left. \begin{aligned} L_k \times di_{tp} / dt &= 0 \\ L_f di_{Lf} / dt + i_{Lf} R_{SLf} &= -v_o + M \\ C_f \times dv_{Cf} / dt &= i_{Lf} - v_o / R_{Load} \\ v_{Cf} + R_{Scf} \times C_f \times dv_{Cf} / dt &= v_o \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中： $M = [n(D\hat{V}_i + V_i\hat{d}) - 2L_k\hat{I}_{Lf}f_s]/n^2$ 。

进行拉氏变换，转到S域，可以得出考虑变压器漏感的全桥DC/DC变换器在连续工作模式下的小信号传递函数：

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{V}_i(s)=0} = \frac{(1+sC_fR_{SCf})R_{Load}nV_i}{As^2+Bs+C} \quad (8)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{V}_i(s)=0} = \frac{[sC_f(R_{Load}+R_{SCf})+1]nV_i}{As^2+Bs+C} \quad (9)$$

式中：

$$A = n^2L_fC_f(R_{Load}+R_{SCf})$$

$$B = n^2L_f + C_f(n^2R_{SLf} + 2L_kf_s)(R_{SC} + R_{Load}) + n^2C_fR_{SCf}R_{Load}$$

$$C = n^2(R_{SCf} + R_{Load}) + 2L_kf$$

2 仿真与试验分析

为克服单闭环反馈控制的缺点，采用双闭环控制，即电流反馈作为内环，电压反馈为外环，具体的控制结构图如图4所示。

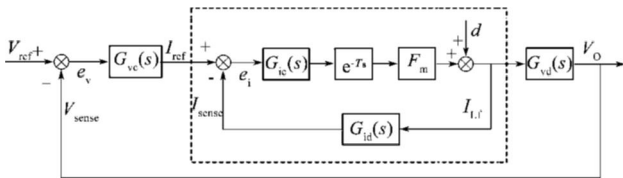


图4 变换器电压电流双闭环控制器框图

控制框图可以得出电流内环增益函数为：

$$T_i(s) = G_{ic}(s)e^{-Ts}F_mG_{vd}(s)H_i \quad (10)$$

这里，电流PI调节函数 $G_{ic}(s)$ 为：

$$G_{ic}(s) = [K_{ic}/s(1+s/\omega_{zi})]/(1+s/\omega_{pi}) \quad (11)$$

此外， F_m 为PWM环节调制系数，取值为1， H_i 为电流反馈传感器增益，取值为1， $G_{id}(s)$ 为全桥DC/DC变换器电流对占空比调节系数增益的传递函数，表达式见式(9)。

电压外环增益函数为：

$$T_v(s) = F_2/F_1 \quad (12)$$

其中， $G_{vc}(s)$ 为PI调节函数，且

$$G_{vc}(s) = [K_{vc}/s(1+s/\omega_{zv})]/(1+s/\omega_{pv}) \quad (13)$$

$$F_1(s) = (1+G_{ic}(s)e^{-Ts}F_mG_{vd}(s)H_i) \quad (14)$$

$$F_2 = G_{vc}(s)G_{ic}(s)e^{-Ts}F_mG_{vd}(s)H_v \quad (15)$$

此外， H_v 为电压反馈传感器增益，取值为1， $G_{vd}(s)$ 为全桥DC/DC变换器电压对占空比调节系数增益的传递函数。

选取变换器参数进行仿真：输入电抗器 L_i 为317.5 μH ，滤波器中电抗器为110 μH ，输入支撑电容为9 000 μF ，交流滤波电容为230 μF ，并选用额定电压1 200 V、

额定电流1 000 A的IGBT模块，得到结果如图5所示。根据数学模型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，进而说明数学模型的合理性。

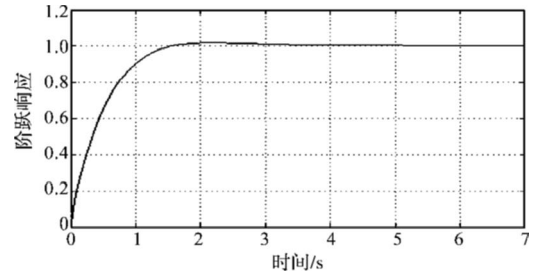


图5 闭环控制系统阶跃响应图

3 结语

在DC/DC高频隔离变换器设计过程中，由于成本原因，不能用试验的方法来确定每个电路参数。为更好地反映变换器的实际特征，明确变换器电路的物理意义，本文利用状态空间平均法建模，获得其在连续工作模式下的小信号传递函数，构建了双闭环控制系统，并进行仿真研究，验证了模型建立的正确性、变换器最初设计的有效性和实用性，对于变换器优化改进具有很好的指导意义。

参考文献：

- [1] Ren Yuancheng, Wu Xiehua, Qian Zhaoming, et al. A novel unified average model for single switch DC/DC converter[C]. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000: 263-268.
- [2] Kazimierczuk M K, Edstrom A J. DC and AC analysis of buck PWM DC/DC converter with peak-voltage-modulation feedforward control[C]//Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 1999: 246-249.
- [3] Saxena A R, Veerachary M. Non-linear sampled-data model for fourth order boost DC/DC converter[C]. 2009 International Telecom- munications Energy Conference, 2009:1-6.
- [4] Mariethoz S, Beccuti A G, Morari M. Model predictive control of multiphase interleaved DC/DC converters with sensorless current limitation and power balance[C]. IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 2008: 1069-1074.
- [5] Hong S S, Byungcho C. Technique for developing averaged duty ratio model for DC/DC converters employing constant on-time control[J]. Electronics Letters, 2000, 36 (5): 397-399.
- [6] 曹立华, 李洪文. 基于状态空间平均法的伺服控制系统设计与仿真[J]. 仪器仪表学报, 2006, 27(S1): 1957-1959.
- [7] 董锋斌, 皇金锋. 基于状态空间法的DC/DC变换器的统一建模研究[J]. 电气技术, 2008(7): 21-23.
- [8] Ali Davoudi, Juri Jatskevich. Realization of Parasitics in State-Space Average-Value Modeling of PWM DC-DC Converters[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2006, 21(4), 1142-1147.