

全桥倍流同步整流变换器系统建模与分析

刁均伟

(广东电力设备厂, 广东 广州 510285)

摘要: 已往的全桥倍流变换器的模型多是建立在忽略电路损耗等寄生参数基础之上的, 在低电压大电流输出的情况下, 这些寄生参数不可以忽略。据此针对全桥倍流同步整流变换器, 在考虑了电路中的损耗分布等一些寄生参数的情况下, 建立了新的系统模型, 并结合全桥倍流变换器的小信号系统分析, 进行了校正设计, 最后给出的仿真结果表明, 本建模方法与未考虑各种寄生参数的建模方法相比, 更符合实际电路工作情况。

关键词: 全桥; 倍流; 同步整流; 建模

Modeling and analyzing of full bridge with current doubler and synchronous rectifier

DIAO Jun-wei

(Guangdong Power Equipment Plant, Guangzhou 510285, China)

Abstract: In previous times, the full bridge converter flow model is built on more loss and neglected parasitic circuit parameters based on the low voltage high current output under the circumstances, these parasitic parameters can not be neglected. This paper, considering the loss of some parasitic parameters such circumstances, establishes the new system model. It combines with full-bridge converter times the flow of small signal analysis to do design correction. Simulation results indicate that this modeling method compared with not consider all the parameters of parasitic modeling method is better with the actual circuit performance.

Key words: full bridge; times flow; synchronous rectifier; modeling

中图分类号: TM76 文献标识码: A 文章编号: 1003-4897(2008)02-0064-05

0 引言

随着现代电力电子技术的发展, 全桥变换器广泛应用在通信电源、有源电力滤波器 (APF)、数控 UPS 等各种大功率装置中。这些装置大多工作复杂, 往往需要对电压电流信号进行数字处理和传输, 有时甚至采用数字智能控制^[1~3]。而在多路输出技术的促进下, 全桥变换器可以为自身模块中及负载中的数字和模拟芯片提供稳定而可靠的供电。随着 DSP、FPGA 等越来越趋向低电压大电流下工作, 人们在变换器中采用了同步整流、倍流输出等技术^[4,5]。而已有的这些全桥倍流变换器的建模大多是建立在忽略开关管和线路损耗等基础之上的, 在低电压大电流输出情况下, 这些电路寄生参数不可以忽略, 即使在采用同步整流技术后, 对电路性能同样有很大影响。本文针对这些寄生参数, 建立了全桥倍流同步整流系统的精确模型并进行了频域分析, 仿真结果表明, 新的模型更符合实际且更精确。为了简化分析, 本文只针对硬开关全桥变换器进行讨论, 但这

种分析方法在软开关情况下同样适用。

1 全桥倍流同步整流变换器工作过程分析

全桥倍流同步整流工作电路如图 1 所示。变换器的损耗主要分布在副边的同步整流管、主开关管以及变压器上, 且电路对称, 因此可以这样考虑: 同步整流管损耗为两个对称的整流 MOSFET 导通电阻 R_g 上的损耗, 把变压器上的损耗、主开关管的损耗都折算为两个对称电阻 R_m 的损耗; 同时为了分析方便, 我们把变压器原边的元件换算到副边, 换算后的 V_s 与实际输入电压 V_{in} 的关系是 $NV_s = V_{in}$, N 为变压器原副边匝数比; 变压器的漏感为 L_m , 输出电容及其寄生串联电阻分别为 C_o 及 R_c , 负载 R_o , 不考虑漏感 L_m 引起的占空比丢失问题, 又可以得到图 2。

图 2 中 D_1 、 D_2 表示开关交错导通工作的占空比, δ_1 、 δ_2 表示主开关的死区时间。因此在分支电路不工作的时候, 图中相应受控电流源、受控电压源分别开路 and 短路。由图 2 可以得到各个工作状

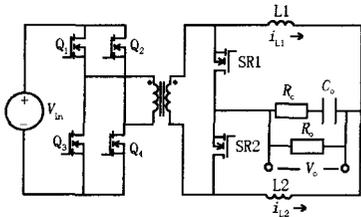


图1 全桥倍流同步整流变换器原理结构图
Fig.1 Basic full bridge current-doubler converter with synchronous rectifier applied

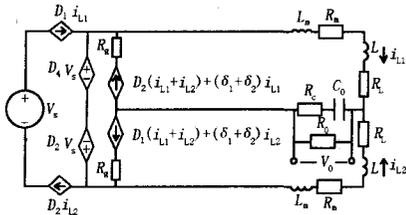


图2 全桥倍流同步整流变换器状态空间平均模型
Fig.2 Basic full bridge current-doubler converter module with state-space-average relations

态下的输出表达式:

$$V_o = (i_{11} + i_{12} - \frac{V_{co}}{R_o}) \times R_c + V_{co} = (i_{11} + i_{12}) \times R_c - \frac{R_c}{R_o} V_o + V_{co}$$

$$\text{即 } V_o = \frac{R_o}{R_c + R_o} \times [(i_{11} + i_{12}) \times R_c + V_{co}]$$

$$\text{而 } C_o \times \frac{dV_{co}}{dt} = i_{11} + i_{12} - \frac{V_o}{R_o}$$

将 \$V_o\$ 的表达式代入上式并整理得:

$$\frac{dV_{co}}{dt} = \frac{1}{C_o} \times [\frac{R_o}{R_o + R_c} (i_{11} + i_{12}) - \frac{V_{co}}{R_o + R_c}]$$

因此可以分析全桥倍流同步整流变换器，在一个开关周期内的各个工作过程如图3，并导出其状

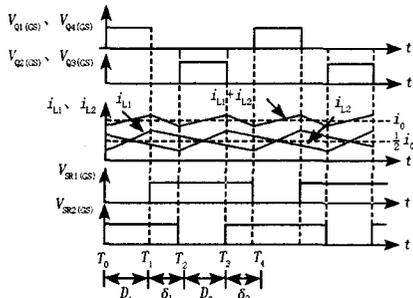


图3 全桥倍流同步整流变换器工作波形

Fig.3 Operating waveform of basic full bridge current-doubler converter

态方程如下:

(1) \$T_0 \sim T_1 \dots D_1\$ 导通期间:

主开关管 \$Q_1, Q_4\$ 开通, \$Q_2, Q_3\$ 关断, 同步整流管 \$SR_2\$ 开通, \$SR_1\$ 关断。以 \$L_1, L_2\$ 上的电流和 \$C_o\$ 上的电压为变量, 可以导出微分状态方程:

$$\frac{di_{11}}{dt} = \{V_s - i_{11} \times (R_m + R_L) - (i_{11} + i_{12}) \times R_g - \frac{R_o [(i_{11} + i_{12}) \times R_c + V_{co}]}{R_c + R_o}\} \times \frac{1}{(L_1 + L_m)}$$

$$\frac{di_{12}}{dt} = \frac{-1}{L_2} \times \{ \frac{R_o}{R_c + R_o} \times [(i_{11} + i_{12}) \times R_c + V_{co}] + (i_{11} + i_{12}) \times R_g + i_{12} \times R_L \}$$

$$\frac{dV_{co}}{dt} = \frac{1}{C_o} \times [\frac{R_o}{R_c + R_o} (i_{11} + i_{12}) - \frac{V_{co}}{R_c + R_o}]$$

将微分状态方程换算到 \$s\$ 域, 并整理得:

$$s i_{11} = \frac{1}{(L_m + L_1)} [- (R_m + R_L + R_g) + \frac{-R_o R_c}{R_c + R_o}] \times i_{11} + \frac{1}{(L_m + L_1)} \times (\frac{-R_o R_c}{R_c + R_o} - R_g) \times i_{12} - \frac{1}{(L_m + L_1)} \times \frac{R_o}{R_c + R_o} \times V_{co} + \frac{1}{(L_m + L_1)} \times V_s$$

$$s i_{12} = \frac{-1}{L_2} \times (\frac{R_o}{R_c + R_o} \times R_c + R_g) \times i_{11} + [\frac{-1}{L_2} \times \frac{R_o}{R_c + R_o} \times R_c + \frac{-1}{L_2} \times (R_L + R_g)] \times i_{12} + \frac{-1}{L_2} \times \frac{R_o}{R_c + R_o} \times V_{co}$$

$$s V_{co} = \frac{1}{C_o} \times \frac{R_o}{R_c + R_o} \times i_{11} + \frac{1}{C_o} \times \frac{R_o}{R_c + R_o} \times i_{12} - \frac{1}{C_o} \times \frac{R_o}{R_c + R_o} V_{co}$$

(2) \$T_1 \sim T_2 \dots (1/2 - D_1)\$ 死区 \$\delta_1\$ 期间:

主开关管 \$Q_2, Q_3\$ 和 \$Q_1, Q_4\$ 均关断, 同步整流管 \$SR_1, SR_2\$ 均开通。以 \$L_1, L_2\$ 上的电流和 \$C_o\$ 上的电压为变量, 可以导出微分状态方程:

$$\frac{di_{11}}{dt} = \frac{-1}{L_1} \times \{ \frac{R_o}{R_c + R_o} \times [(i_{11} + i_{12}) \times R_c + V_{co}] + i_{11} \times (R_L + R_g) \}$$

$$\frac{di_{12}}{dt} = \frac{-1}{L_2} \times \{ \frac{R_o}{R_c + R_o} \times [(i_{11} + i_{12}) \times R_c + V_{co}] + i_{12} \times (R_L + R_g) \}$$

$$\frac{dV_{co}}{dt} = \frac{1}{C_o} \times [\frac{R_o}{R_c + R_o} (i_{11} + i_{12}) - \frac{V_{co}}{R_o + R_c}]$$

将微分状态方程换算到 \$s\$ 域得:

$$s i_{11} = [-\frac{1}{L_1} \times \frac{R_o R_c}{R_c + R_o} + \frac{-1}{L_1} \times (R_L + R_g)] \times i_{11} + \frac{-1}{L_1} \times (\frac{R_o R_c}{R_c + R_o} + R_g) \times i_{12} + \frac{-1}{L_1} \times \frac{R_o}{R_c + R_o} \times V_{co}$$

$$s i_{12} = \frac{-1}{L_2} \times (\frac{R_o R_c}{R_c + R_o} + R_g) \times i_{11} + [\frac{-1}{L_2} \times \frac{R_o R_c}{R_c + R_o} + \frac{-1}{L_2} \times (R_L + R_g)] \times i_{12} + \frac{-1}{L_2} \times \frac{R_o}{R_c + R_o} \times V_{co}$$

$$s V_{co} = \frac{1}{C_o} \times \frac{R_o}{R_c + R_o} \times i_{11} + \frac{1}{C_o} \times \frac{R_o}{R_c + R_o} \times i_{12} - \frac{1}{C_o} \times \frac{V_{co}}{R_o + R_c}$$

(3) \$T_2 \sim T_3 \dots D_2\$ 导通期间:

主开关管 \$Q_2, Q_3\$ 开通, \$Q_1, Q_4\$ 关断, 同步整流管 \$SR_1\$ 开通, \$SR_2\$ 关断。以 \$L_1, L_2\$ 上的电流和 \$C_o\$ 上的电压为变量, 与工作过程 (1) 类似, 可以导出 \$s\$ 域状态方程:

且在大电流输出中不应该忽略,而电路工作在高频状态更加重了这种情况,因此在设计中要考虑这种因素,把这种损耗折算到 R_L 中。这也从侧面说明了同步整流变换器建模的特殊性,在低电压大电流输出情况下应用状态空间平均法,必须采用折算损耗的办法来贴近实际情况,克服其理论分析的近似性。取 $R_L=3\text{ m}\Omega$ 来设计系统。

3.1 全桥倍流同步整流系统的稳态值计算

在图4数学模型中,首先要计算系统的稳态值才能算出小信号的传函,进而对系统进行设计。在稳态情况下,有

$$\begin{aligned} [\bar{D}A_1 + \bar{D}A_2 + (1-2\bar{D})A_3]\bar{X} + [\bar{D}B_1 + \bar{D}B_2 + (1-2\bar{D})B_3]\bar{V}_i &= 0 \\ [\bar{D}C_1 + \bar{D}C_2 + (1-2\bar{D})C_3]\bar{X} &= \bar{V}_o \end{aligned}$$

考虑到轻载情况下系统稳定性能变差,按取最大负载的50%(即 $R_o=100\text{ m}\Omega$)来设计,以使系统保持较强的鲁棒性。经过计算,考虑了各种寄生参数后, $\bar{D}=0.3567$, $i_{L1}=4\text{ A}$, $i_{L2}=4\text{ A}$, $V_{co}=2\text{ V}$ 。而不考虑各种寄生参数时(将相应参数设为0),

$\bar{D}=0.3333$, $i_{L1}=4\text{ A}$, $i_{L2}=4\text{ A}$, $V_{co}=2\text{ V}$,稳态工作时的占空比有所不同,却都在0.4范围内,电路可以正常工作;但是对比两种情况下的稳态工作占空比,前者显然较大。何况此时还不是满载,如果按满载 $R_o=50\text{ m}\Omega$ 来设计,仿真后前者 \bar{D} 变为0.3772,后者 \bar{D} 还是不变,差别将更大。如果根据以往的电路参数(诸如电感电容)设计模型,按照后者来设计最大占空比,考虑到开关管不是理想瞬间开关,实际系统占空比很可能超过需要达到的最大占空比,开关管可能会超越死区的限制而同时导通使电路损坏,由此可见考虑各种寄生参数要比不考虑各种寄生参数的电路模型更接近实际情况。

3.2 全桥倍流同步整流系统的性能指标分析及仿真设计

系统的性能指标有多种分类方法,一般可以认为包括两种:稳态和暂态性能指标。本文采用频域上的伯德图设计的方法,校正后的系统性能指标要求为:单位斜坡输入下的系统误差系数 $C_1=(1/500)\text{ s}$ (此时输出电压误差 $\leq 0.2\%$),单位阶跃响应的超调量 $\sigma\% \leq 30\%$,单位阶跃响应的调节时间 $t_s \leq 1\text{ ms}$,幅值裕度 $h \geq 6\text{ dB}$,相角裕度 $\gamma \geq 45^\circ$,增益交越频率即截止频率 $\omega_c \geq 5000\text{ rad/s}$,输入音频扰动衰减率(取低频 100 Hz 下) $\leq -30\text{ dB}$,并按满载的50%作为输出负载来设计系统。

由于同步整流大多为低电压输出,输出电压可以不经过分压,因此选择反馈电压取样系数 W 为1,而图4中 M_p 、 H_c 如何取值则由电路控制芯片的类型决定。这里采用简单的UC3525A控制芯片,其开环增

益为75 dB,未加补偿网络的 M_p 值约为0.285 714(为振荡器的峰值电压倒数),补偿网络 $H_c(s)$ 可以由UC3525A自带的运算放大器补偿端口进行补偿。需要说明的是,UC3525A只有两路输出,为了使电路如图2方式工作,除了对主开关管要加隔离、驱动之外,还要加另外的逻辑来驱动同步整流管工作。

下面先对未补偿前的系统进行讨论。

考虑了各种寄生参数后,图5给出了未补偿前系统开环伯德图,设此时系统为①系统,很明显,系统无论是从开环增益还是系统型别都不符合要求,需要校正,①系统的开环传函为

$$G_{\text{con}}(s)H_{\text{con}}(s) = \frac{1.5798 \times (1 + \frac{s}{2.058e004})}{(s+2605)(s+1.061e004)}$$

未考虑各种寄生参数时,未补偿前系统开环伯德图如图6所示,与图5有较大差异,系统同样不符合要求,设此时系统为②系统,此时②系统开环传函为

$$G_{\text{uncon}}(s)H_{\text{uncon}}(s) = \frac{1.7143}{(s+2.534e004)(s+2436)}$$

与②系统相比,①系统的开环增益和振荡环节交接频率略微不同,但最重要的是多了一个微分环节,且这个微分环节不可以忽略。

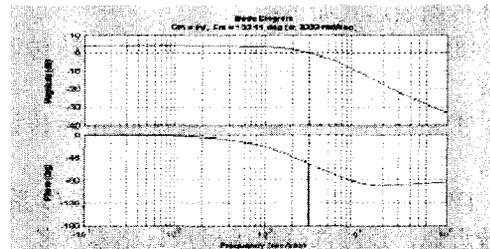


图5 考虑各种寄生参数时未补偿前系统开环伯德图

Fig.5 Uncorrected system open-loop bode figure with parasitical parameters considered

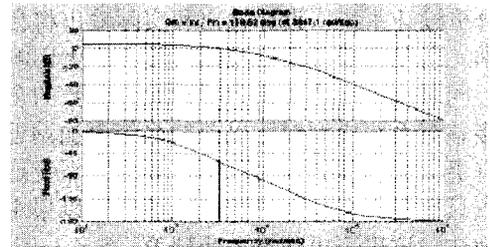


图6 未考虑各种寄生参数时未补偿前系统开环伯德图

Fig.6 Uncorrected system open-loop bode figure with parasitical parameters unconsidered

我们知道,微分环节会使伯德图幅频曲线在相应角频率处斜率增加 20 dB/dec ,会极大地影响系统

性能。①系统的微分环节对应角频率 2.058e004 rad/s, 位于期望的系统中高频段且大于要求的截止频率 $\omega_c=5000$ rad/s, 因此相比②系统, ①系统的高频段衰减显得不够; 由于低电压大电流最后输出的多数情况是为数字芯片供电, 如果按照②系统的理想模型来设计, 系统的高频干扰很可能会使芯片时钟信号混乱, 严重时会使负载系统崩溃, 可见, 在低电压大电流输出情况下, 开关电源建模时考虑一些寄生参数具有非常重要的意义, 以使供电电源保持较高的高频衰减率。

同时, 如前言所述, 为了达到较好的性能, 许多全桥变换器已经采用了数字控制。数字控制是一种离散控制, 由于在离散系统中存在脉冲或数字信号, 如果仍然沿用连续系统中的拉氏变换方法来建立系统的传递函数, 则在运算过程中会出现复变量 s 的超越方程。为了克服这个障碍, 通常用 z 变换法将系统模型从 s 域转化到 z 域。而用 z 变换法分析离散系统时, 系统连续部分传函的极点至少要比其零点多两个, 否则, 用 z 变换法得到的系统输出与实际连续输出差别较大, 甚至完全不同^[6]。假设将模拟控制换成数字控制, 如图 4 虚线所示, 此时①系统与②系统分别转换为③系统与④系统(均为未补偿前, 即③、④系统只包含连续部分), 它们的开环传函表达式如下:

③系统开环传函 = ①系统的开环传函 / ($W \times M_p$);

④系统开环传函 = ②系统的开环传函 / ($W \times M_p$);

($W \times M_p$) 只是一个正数, 很明显, ③系统与①系统近似, 连续部分传函极点只比零点多一个; ④系统与②系统近似, 连续部分传函极点却比零点多两个, 正好符合 z 变换法条件。如果以理想情况下不考虑各种寄生参数的④系统作模型, 使用 z 变换法分析设计系统, 设计输出和实际输出将会有显著差别。因此, 系统模型准确程度会极大影响系统性能, 同时也可见, 考虑了各种寄生参数的全桥倍流同步整流系统模型要比以前的系统更加贴近实际, 且有更大的精度。在实际中, 处理③系统连续部分极点只比零点多一个的情况, 通常可以采用修正 z 变换法, 这里不再作进一步研究。

为了获得最好的性能, 按照实际的①系统情况, 经过频域的 PID 设计, 求出补偿环节

$$H_c(s) = \frac{316.4957 \times \left(\frac{s}{180} + 1\right) \left(\frac{s}{3450} + 1\right)}{s \times \left(\frac{s}{4450} + 1\right) \left(\frac{s}{20000} + 1\right)}$$

图 7 给出了按照①系统情况下的期望系统伯德图, 图 8 给出了按照②系统情况下的期望系统伯德图, 从图中可以看出, 经过相同的补偿装置校正后, 理想全桥变换器——②系统的高频噪声抑制较好, 而实际系统即①系统的高频噪声抑制性能要差, 在 10^6 rad/s 处两者相差近 60 dB, 验证了前面的分析。设计时要按实际情况①系统来计算, 此时系统的幅值裕度远远大于 40 dB, 相位裕度为 82.196°, 截止频率为 6859.8 rad/sec, 经过校验, 期望的校正符合系统性能要求。因此可以方便的设计实际补偿电路结构和参数, 或进一步计算修改, 以获得最优的性能和最低的装置价格。

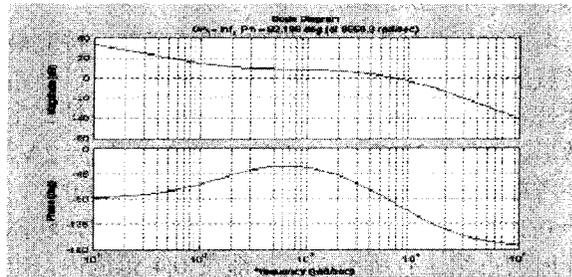


图 7 考虑各种寄生参数时未补偿后系统开环伯德图

Fig.7 Corrected system open-loop bode figure with parasitical parameters considered

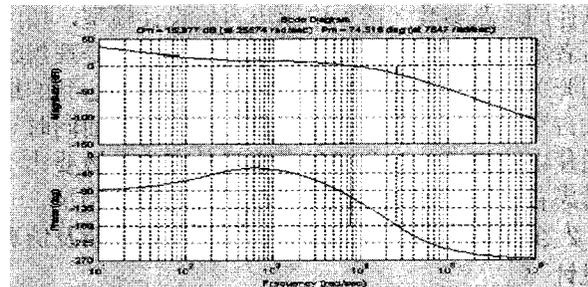


图 8 未考虑各种寄生参数时未补偿后系统开环伯德图

Fig.8 Corrected system open-loop bode figure without parasitical parameters considered

4 结论

通过对全桥倍流同步整流变换器系统工作过程的研究, 分析了同步整流管损耗、主开关管的损耗以及变压器上的损耗等寄生参数对系统模型的影响, 建立了系统精确的小信号模型; 对比未考虑这些参数时的系统进行了频域分析和校正, 给出了仿真结果, 为进一步研究全桥倍流同步整流的相关技术奠定了基础。

(下转第 73 页 continued on page 73)

的检测方法进行一一介绍, 经过理论分析证明, 后三种谐波方法都可以在保证逆变器输出端电压稳定的情况下, 将谐波畸变率降到 5% 以下, 具有非常广阔的发展空间。

参考文献

- [1] 王卫勤, 刘汉奎, 徐殿国, 等. 电压跟踪型单相电网有源滤波器补偿特性的研究[J]. 中国电机工程学报, 1997, 19(7): 72-76.
WANG Wei-qin, LIU Han-kui, XU Dian-guo, et al. Study on the Compensation Characteristics of the Voltage-tracking Single Phase Active Power Filter[J]. Proceedings of the CSEE, 1997, 19(7): 72-76.
- [2] 王广柱. 并联型有源电力滤波器电流控制的等效原理[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(15): 40-45.
WANG Guang-zhu. Equivalence Principle of Current Control for Shunt Active Power Filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(15): 40-45.
- [3] 王兆安, 杨军, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
WANG Zhao-an, YANG Jun, LIU Jin-jun. Harmonic Control and Reactive Power Compensation[M]. Beijing: China Machine Press, 2002.
- [4] 蒋斌, 颜钢锋, 赵光宙. 一种单相谐波电流检测法的研究[J]. 电工技术学报, 2000, 15(6): 65-69.
JIANG Bin, YAN Gang-feng, ZHAO Guang-zhou. Study

on a Detecting Method for Harmonic Currents in Single-Phase Circuit[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2000, 15(6): 65-69.

- [5] 戴朝波, 林海雪, 雷林绪. 单相并联型电力有源滤波器的仿真分析[J]. 电网技术, 2001, 25(8): 28-32.
DAI Chao-bo, LIN Hai-xue, LEI Lin-xu. Simulation and Analysis of Single Active Power Filter[J]. Power System Technology, 2001, 25(8): 28-32.
- [6] 戴朝波, 林海雪, 雷林绪. 两种谐波电流检测方法的比较研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(1): 80-84.
DAI Chao-bo, LIN Hai-xue, LEI Lin-xu. A Study on the Comparison of Two Harmonic Current Detecting Methods[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(1): 80-84.
- [7] Singh B, Verma V. An Indirect Current Control of Hybrid Power Filter for Varying Loads[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2006, 21(1).

收稿日期: 2007-04-19; 修回日期: 2007-09-20

作者简介:

张光烈 (1965-), 男, 讲师, 主要研究方向为高、低频电子技术在电力系统中的应用;

徐海利 (1981-), 男, 研究生, 主要研究方向为电力电子在电力系统中的应用; E-mail: xuhaili33@126.com

韩学军 (1953-), 男, 教授, 主要研究方向为电力系统自动化及计算机控制。

(上接第 68 页 continued from page 68)

参考文献

- [1] Kim Eun-Soo, Kim Tae-Jin, Byun Young-Bok et al. High Power Full Bridge DC/DC Converter Using Digital-to-phase-shift PWM Circuit[A]. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference[C]. Vancouver (Canada): 2001. 221-225.
- [2] Bester DD, du Toit J A, Enslin J H R. High Performance DSP/FPGA Controller for Implementation of Computationally Intensive Algorithms[A]. In: IEEE Symposium on Industrial Electronics[C]. Pretoria South Africa: 1998. 240-244.
- [3] Bibian S, JIN Hua. Time Delay Compensation of Digital Control for DC Switch Mode Power Supplies Using Prediction Techniques[A]. In: IEEE Trans on Power Electronics[C]. 2000. 835-842.
- [4] Panov Y, Jovanovic M M. Design and Performance Evaluation of Low-voltage/high-current DC/DC

On-board Modules[A]. In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition[C]. 1999. 545-552.

- [5] RUAN Xin-bo, WANG Jian-gang, CHEN Qian-hong. An Improved Current-doubler-rectifier ZVS PWM Full-bridge Converter[A]. In: Power Electronics Specialists Conference[C]. Vancouver(Canada): 2001. 1749-1754.
- [6] 胡寿松. 自动控制原理(第四版)[M]. 北京: 科学出版社, 2001. 312-313.
HU Shou-song. The Theory of Automation, 4th Edition[M]. Beijing: Science Press, 2001. 312-313.

收稿日期: 2007-01-19; 修回日期: 2007-09-24

作者简介:

刁均伟 (1973-), 男, 本科, 主要从事高电压试验技术。

E-mail: diao731@sohu.com