

基于非对称规则采样策略的变换器 传导干扰预测

魏克新¹, 梁斌¹, 岳有军²

- (1. 天津大学 电气与自动化工程学院, 天津市 南开区 300072;
2. 天津市复杂工业系统控制理论及应用重点实验室(天津理工大学), 天津市 西青区 300384)

Prediction of Conducted Interference in Converter System Based on Asymmetric Regular Sampling Modulation

WEI Kexin¹, LIANG Bin¹, YUE Youjun²

- (1. School of Electrical Engineering & Automation, Tianjin University, Nankai District, Tianjin 300072, China;
2. Tianjin Key Laboratory of Control Theory & Applications in Complicated Systems(Tianjin University of Technology),
Xiqing District, Tianjin 300384, China)

ABSTRACT: Models to predict common mode (CM) and differential mode (DM) interference source of pulse width modulation (PWM) converter with asymmetric regular sampling modulation are presented, and a direct calculation method in frequency domain is proposed to deduce frequency spectrums of DM and CM interference sources. The distribution regularities of DM and CM interferences around the switching frequency of converter and its multiple frequencies are summarized, and a comparative research on the variation relation of the two kinds of interferences under different modulation ratios is performed and corresponding variation law is attained. On this basis the time-domain simulation of the conducted electromagnetic interference (EMI) of a three-phase rectifier system is carried out by Saber software and Fourier analysis is applied to simulation results to observe and analyse the amplitudes of interferences at different frequencies to verify the correctness of the analysis results of proposed predictive model using the frequency domain theory. The correctness of theoretical prediction is validated by simulation test, thus the given modeling method could be extended to the analysis and prediction of interference source of three-phase PWM inverter.

KEY WORDS: asymmetric regular sampling; common mode (CM); differential mode (DM); noise source; frequency domain analysis

摘要: 提出了非对称规则采样策略下的变换器差模和共模干扰源预测模型, 使用频域计算的方法推导了2种干扰源的频

基金项目: 国家自然科学基金项目(50977063); 天津市科技支撑计划重点项目(09ZCKFGX01800)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(50977063).

谱; 总结了差模、共模干扰在变换器开关频率及其倍数频率附近的分布规律, 从而对比研究了不同调制比下2种干扰的变化关系, 得到了相应的变化规律。在此基础上, 利用Saber软件对一个三相整流器系统的传导干扰进行了时域仿真和频域验证, 仿真试验验证了理论预测的正确性。该方法可有效推广到逆变器干扰源的分析预测中。

关键词: 非对称规则采样; 共模; 差模; 噪声源; 频域分析

0 引言

随着电力电子技术的发展以及对绿色能源的需求, 采用脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)方式的变流器得到了广泛的关注和应用。但PWM变换器里功率开关元件的开通和关断暂态过程中产生的高电压、电流变化会对变换器本身的正常工作带来严重的电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)。由于这种电磁干扰频谱在频域分布极其广泛, 通常在几十kHz~几十MHz, 将在很大程度上影响周围环境及设备自身的正常运转^[1], 因此有必要对电力电子装置的传导干扰进行相关的研究。实现电力电子变换器EMI特性分析及预测的基础和关键之一就是建立比较准确的电磁干扰源模型。

目前, 国内外该领域研究人员主要致力于变换器的传导电磁干扰形成机制^[2-3]及抑制技术方面的研究, 提出了提取开关电源共模和差模噪声源阻抗的精确测量方法^[2], 研究了DC-DC变换器传导干扰源的紧凑模型并提出了相应的建模规则^[3]。

文献[4-7]通过开发新的控制策略来抑制变换器共模干扰的产生。这些研究成果对于深入认识电磁干扰形成机制、指导电磁兼容预测和系统设计有重要意义。在干扰源预测的研究方面,文献[8-9]对空间矢量调制(space vector modulation, SVM)控制下的逆变器差模干扰进行了分析。文献[10]使用双重傅里叶积分法研究了自然采样法下的共模和差模干扰,得到了有益的结论。然而,自然采样法在计算正弦脉宽调制波(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)的脉宽时要解超越方程,不适合用于实时控制。而非对称规则采样法所形成的阶梯波比对称规则采样法更接近于正弦波,当逐渐增大调制率,使脉宽调制向输出方波过渡时,采用非对称规则采样不会像自然采样产生基波幅值跳跃的现象,从而减小采样误差。在因此实际控制应用中,为减少谐波分量,多采用非对称规则采样法。

本文将非对称规则采样调制方式下三相整流器的共模和差模干扰源表达式进行推导,并得到了相应的传导干扰频谱,对比研究不同调制比下 2 种干扰的变化关系,得到相应的变化规律。

1 非对称规则采样算法原理

SPWM 算法是以获得正弦电压输出为目标的一种脉宽调制技术。为得到正弦波,需要输出一组连续、幅值相等、宽度不相等的矩形波。

SPWM 算法的实现方式包括:自然采样法、规则采样法(对称规则采样法和非对称规则采样法)。使用非对称规则采样法^[11],既要在三角波的顶点位置又要在底点位置对正弦波进行采样,此阶梯波与三角波的交点所确定的脉宽,在 1 个三角波周期内的位置不对称。此时,采样周期是三角波周期的 1/2。开关函数为

$$S_a = \begin{cases} 0, & \omega_s t \leq \theta_1 \text{ 或 } \omega_s t \geq \theta_2 \\ 1, & \theta_1 \leq \omega_s t \leq \theta_2 \end{cases} \quad (1)$$

式中: ω_s 为三角载波频率; θ_1 和 θ_2 为开通时间的边界, $\theta_1 = \frac{\pi}{2}(1 + \alpha \sin \alpha_1)$, $\theta_2 = \frac{\pi}{2}(1 + \alpha \sin \alpha_2)$; α 为调制度。

2 干扰源预测

2.1 差模干扰源预测

式(1)经傅里叶展开后为

$$S_a = \frac{1}{2} + \frac{\alpha \pi}{4} (\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2) + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_s t + b_n \sin n\omega_s t) \quad (2)$$

则其高频部分经展开后为

$$S_{ah} = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n\pi} \left[\sin \frac{n\pi}{2} (1 + \alpha \sin \omega t_2) \right] + \left[\sin \frac{n\pi}{2} (1 + \alpha \sin \omega t_1) \right] \cos n\omega_s t \right\} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n\pi} \left[\cos \frac{n\pi}{2} (1 + \alpha \sin \omega t_1) \right] - \left[\cos \frac{n\pi}{2} (1 + \alpha \sin \omega t_2) \right] \sin n\omega_s t \right\} \quad (3)$$

式中 ω 为电源频率。

应用同样的方法,可推导出 B 相和 C 相的开关函数 S_b 和 S_c 的频谱。由于三相采样在时间上同步,彼此之间在相位上存在 $2\pi/3$ 的相位差,因此,用 $\sin(\omega t - 2\pi/3)$ 来代替式(3)中的 $\sin \omega t$ 即可计算出 S_b 的频谱。

三相 PWM 整流器的电磁干扰主要由功率开关器件的开关过程所引起,因此可认为系统中的干扰源为脉冲类干扰。此类干扰的出现,将引起相线回路以及相线与地线间的电压或电流的跳变,并通过电路中的寄生参数耦合形成回路,其中前者称为差模干扰,后者称为共模干扰。在实际研究中,通常将传导干扰按照这两类干扰单独进行分析。

对于三相电压型 PWM 整流器,差模干扰可分为网侧差模干扰及直流侧差模干扰。虽然通过非对称规则采样下的 SPWM 算法能够保证输入电流的正弦化,从而显著降低了系统的谐波干扰,但实际中由于 PWM 的开关工作方式,网侧电流还叠加了许多高频成分。又由于三相 PWM 整流器直流侧以电容作为储能滤波元件,可认为直流侧是一个恒压源,因此网侧的差模干扰是研究重点。

由于 S_{ah} 、 S_{bh} 的表达式均与谐波次数有关,因此差模干扰应按照 n 的奇偶性分别进行讨论。当 n 为奇数时,根据贝塞尔公式可算得

$$u_{dm} = (S_{ah} - S_{bh})u_{dc} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}} 2u_{dc}}{n\pi} \cdot \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l} \left(\frac{n\pi\alpha}{2} \right) \sin \frac{2\pi l}{3} \left[\sin \left(2l\omega t_2 + n\omega_s t - \frac{2\pi l}{3} \right) \cdot \sin \left(2l\omega t_2 - n\omega_s t - \frac{2\pi l}{3} \right) + \sin \left(2l\omega t_1 + n\omega_s t - \frac{2\pi l}{3} \right) + \sin \left(2l\omega t_1 - n\omega_s t - \frac{2\pi l}{3} \right) \right] + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{n+3}{2}} 2u_{dc}}{n\pi} \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l-1} \left(\frac{n\pi\alpha}{2} \right) \sin \frac{(2l-1)\pi}{3} \cdot \left\{ \sin \left[(2l-1)\omega t_1 - n\omega_s t - \frac{(2l-1)\pi}{3} \right] + \sin \left[-(2l-1)\omega t_1 - n\omega_s t + \frac{(2l-1)\pi}{3} \right] + \sin \left[-(2l-1)\omega t_2 + n\omega_s t + \frac{(2l-1)\pi}{3} \right] + \sin \left[(2l-1)\omega t_2 + n\omega_s t - \frac{(2l-1)\pi}{3} \right] \right\} \quad (4)$$

式中: u_{dm} 为差模干扰源电压; u_{dc} 为直流侧电压。

当 n 为偶数时

$$u_{dm} = (S_{ah} - S_{bh})u_{dc} = \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{n/2} 2u_{dc}}{n\pi} \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l-1}\left(\frac{n\pi\alpha}{2}\right) \sin\left(\frac{(2l-1)\pi}{3}\right) \cdot \left\{ \cos\left[\frac{(2l-1)\pi}{3}\right] + \cos\left[(2l-1)\alpha t_2 - n\omega_s t - \frac{(2l-1)\pi}{3}\right] + \cos\left[(2l-1)\alpha t_2 - n\omega_s t - \frac{(2l-1)\pi}{3}\right] + \cos\left[(2l-1)\alpha t_1 - n\omega_s t - \frac{(2l-1)\pi}{3}\right] + \cos\left[(2l-1)\alpha t_1 + n\omega_s t - \frac{(2l-1)\pi}{3}\right] + \cos\left[(2l-1)\alpha t_1 - n\omega_s t - \frac{(2l-1)\pi}{3}\right] + \cos\left[(2l-1)\alpha t_1 + n\omega_s t - \frac{(2l-1)\pi}{3}\right] \right\} + \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{n/2} 2u_{dc}}{n\pi} \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}\left(\frac{n\pi\alpha}{2}\right) \sin\left(\frac{2l\pi}{3}\right) \cdot \left\{ \cos\left(2l\alpha t_1 + n\omega_s t - \frac{2l\pi}{3}\right) + \cos\left(-2l\alpha t_1 - n\omega_s t + \frac{2l\pi}{3}\right) + \cos\left(2l\alpha t_1 + n\omega_s t - \frac{2l\pi}{3}\right) + \cos\left(-2l\alpha t_2 - n\omega_s t + \frac{2l\pi}{3}\right) \right\} \quad (5)$$

由式(5)可得, 频率点序列和幅值分别为

$$\begin{cases} u_n = n\omega_s \pm m\omega \\ A_n = \frac{\sqrt{3}}{n\pi} J_m(x) u_{dc} \end{cases} \quad (6)$$

式中 $m = (6i-3) \pm 1, i=1, 2, 3, \dots, \infty$ 。

2.2 共模干扰源预测

通过推导差模干扰噪声源模型和开关函数的高频展开表达式, 进而由共模干扰基本原理及各相噪声源之和得到三相整流器的共模干扰电压表达式为

$$u_{cm} = \frac{u_{dc}}{3} \sum_{i=a,b,c} S_{ih} = u_{dc} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n\pi} \left\{ 2J_0\left(\frac{n\pi\alpha}{2}\right) \cos(n\omega_s t) + \sum_{l=1}^{\infty} J_{6l}\left(\frac{n\pi\alpha}{2}\right) [\cos(n\omega_s t \pm 6l\alpha t_2) + \cos(n\omega_s t \pm 6l\alpha t_1)] \right\} + u_{dc} \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n\pi} \sum_{l=1}^{\infty} J_{6l-3}\left(\frac{n\pi\alpha}{2}\right) \cdot [\sin(n\omega_s t \pm (6l-3)\alpha t_2) + \sin(n\omega_s t \pm (6l-3)\alpha t_1)] + u_{dc} \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{n/2}}{n\pi} \left\{ [2J_0\left(\frac{n\pi\alpha}{2}\right) \sin(n\omega_s t) + \sum_{l=1}^{\infty} J_{6l}\left(\frac{n\pi\alpha}{2}\right) [\sin(n\omega_s t \pm 6l\alpha t_1) + \sin(n\omega_s t \pm 6l\alpha t_2)]] \right\} + u_{dc} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{n/2}}{n\pi} \sum_{l=1}^{\infty} J_{6l-3}\left(\frac{n\pi\alpha}{2}\right) \cdot \left\{ \sin[n\omega_s t \pm (6l-3)\alpha t_1] + \sin[n\omega_s t \pm (6l-3)\alpha t_2] \right\} \quad (7)$$

式中 u_{cm} 为共模干扰电压。由式(7)可得, 共模干扰的频率点序列和幅值分别为

$$\begin{cases} u_n' = n\omega_s \pm m\omega \\ A_n' = \frac{1}{n\pi} J_m(x) u_{dc} \end{cases} \quad (8)$$

当 n 为奇数时, $m = 6l$, 当 n 为偶数时, $m = 6l-3, l=1, 2, \dots, \infty$ 。

3 干扰计算

3.1 差模干扰计算

为了求得三相整流器系统的差模和共模干扰, 还必须了解其传播路径^[12]。在研究差模干扰时, 为了保证分析结果的可重复性, 需要在主电路中加入线路阻抗稳定网络(line impedance stabilization network, LISN)。将整流桥作为待研究的设备, 3个 LISN 接地端子相互连接, 但不与地线相连。待测的干扰就是从 LISN 电阻上取得的电压。研究差模干扰时, 须断开 LISN 上的接地端子, 使得共模电流无法流入 LISN, 相应得到的即为差模干扰。

由于三相电路的对称性, 只需研究三相 PWM 整流器的 A、B 两相间的差模干扰即可, 其耦合路径^[13]如图 1 所示, U_{dm} 为待测的差模干扰电压。差模干扰源电压描述的是三相 PWM 整流桥 A、B 两相输入间的干扰波形, L 和 R_s 为滤波电感以及交流侧等效电阻。左侧虚线框内为 LISN 的相应结构, 其中 C_2 和 R_3 分别为 LISN 提供的标准电容和电阻, 用于隔离电网传递的干扰。干扰电压即为电阻 R_3 两端的电压。

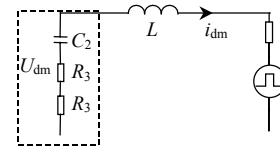


图 1 差模干扰耦合路径

Fig. 1 Coupling path of differential mode interference

在路径分析的基础上, 使用分压公式便可得到三相整流器内部干扰源降落在 LISN 电阻上的差模干扰的频谱图, 如图 2 所示。计算条件为 $U_{dc}=135$ V, $f_s=20$ kHz。可以看出, 在 0~10 MHz 频段内干扰频谱整体呈衰减趋势, 通过将此曲线与相应标准中的干扰限值曲线进行比较, 就可以发现各个频率点的干扰幅值是否超标。

由图可见, 由于式(6)含有以 α 为参变量的贝塞尔函数项, 所以差模干扰频谱分布规律与 α 的大小

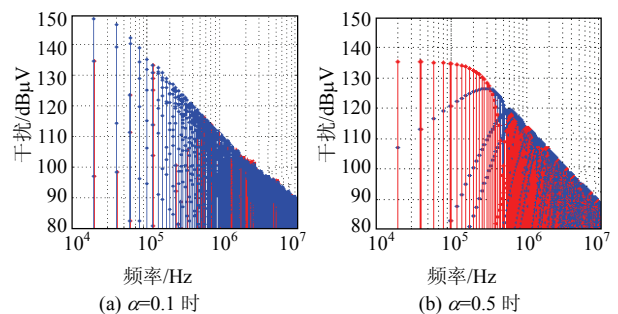


图 2 差模干扰频谱

Fig.2 Spectrum of differential mode interferential

有关，随着调制度增大而呈下降趋势。这是由于当逐渐增大调制率，使脉宽调制向输出方波过渡时，采用非对称规则采样更接近于自然采样法，从而减小了交流电流和电压波形的谐波含量。低频段的最高幅值谐波为载波的基波频率(20 kHz)。高频段的干扰频谱包络随 α 的增大而降低约 4 dB。

3.2 共模干扰计算

由于各种寄生参数特别是对地寄生电容的存在，三相电压型 PWM 整流器除了产生差模干扰外，还会产生共模干扰。共模传导干扰是由于相线与地线之间电压的非连续性引起的。在三相 PWM 整流器中，开关电路相关节点电压高速变化，可达每 ms 几万 V，并通过各种参数的耦合形成共模干扰。考虑到共模干扰源的特性主要与功率开关的通断有关，且三相桥式模块对地寄生参数较多，并不利于实际的数学分析，因此可以通过简化耦合通道来分析共模干扰。将三相 PWM 整流器直流侧接入 LISN，将众多对地的寄生电容等效为集总电容 C_p ，其耦合路径^[14]如图 3 所示。其中 U_{com} 为共模干扰源干扰电压，描述的是 PWM 整流桥三相桥臂对地的干扰电压波形。

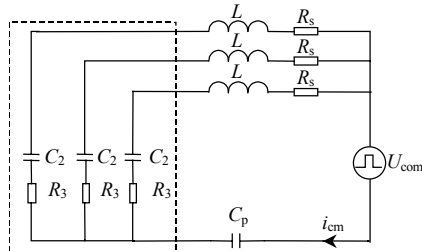


图 3 共模干扰耦合路径

Fig. 3 Coupling path of CM interferential

在路径分析的基础上，将干扰源预测式结合图 3 进行分流计算便可算出 SPWM 非对称规则采样调制方式下的整流器共模干扰的频谱，如图 4 所示。其计算条件与差模时相同。同样，式(8)中含有以 α 为参变量的贝塞尔函数项，所以共模干扰频谱规律也与 α 大小有关。 $\alpha=0.1$ 时低频段的最高幅值谐波

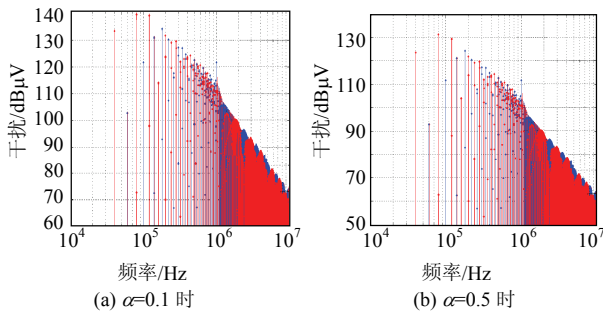


图 4 共模干扰频谱

Fig. 4 Spectrum of common mode interferential

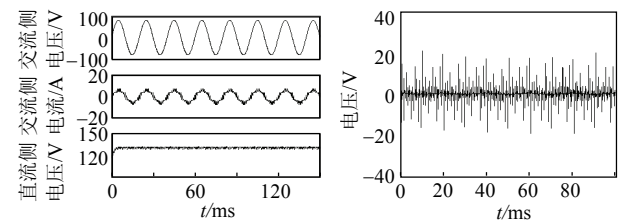
为载波的 4 倍频(80 kHz)，其幅值随着 α 的增大而减小。高频段(1~10 MHz)的干扰包络随 α 的增大而降低， $\alpha=0.5$ 比 $\alpha=0.1$ 时降低约 9 dB。

4 仿真实证

由于实施电磁兼容实验的成本十分昂贵，因此受实验条件的限制只进行了仿真研究。使用先进的仿真软件搭建了与实际测量方式相吻合的仿真电路。以一个三相电压型整流器为例，用 Saber 软件^[15-16]对该系统进行了仿真研究。由于主要研究传导干扰的预测，因此对于电压精度和反馈驱动电路都没有作严格要求。其中电路主要参数：交流输入电压为 80 V，直流侧给定电压为 135 V，开关频率为 20 kHz，交流侧滤波电感为 0.2 mH，直流侧滤波电容为 4 700 μ F，负载为纯阻性负载，阻值为 5 Ω 。

通过时域暂态仿真，可以得到其交流侧电流与直流侧电压的时域波形如图 5(a)所示，交流侧电流基本上和交流侧电压同相位，直流侧电压也稳定在给定电压 135 V 左右。但不能忽视的是，交流侧电流并不是真正的正弦波，其中含有谐波成分以及未知的高频干扰，因此有必要对其进行更进一步的干扰分析。

对图 5(a)所示的仿真模型进行干扰仿真和分析，从而可在 LISN 上获得干扰电压时域波形，如图 5(b)所示。



(a) 直流侧电压及交流侧电流波形

(b) 差模干扰电压波形

图 5 时域仿真结果

Fig. 5 Results of time-domain simulation

然而，图 5(b)得到的结果并不能直接用于干扰分析，还需要对时域仿真结果进行傅里叶分析，以便观察和分析各个频率点处的干扰幅值，总结频谱分布的规律。进一步的仿真结果如图 6 所示，其中图 6(a)(b)为 $\alpha=0.1$ 时的仿真结果，图 6(c)(d)为 $\alpha=0.5$ 时的仿真结果。可见，仿真结果与计算分析结果基本一致，差模干扰高频段的干扰频谱包络随 α 的增大而降低约 5 dB。共模干扰高频段的干扰包络随着 α 的增大而降低， $\alpha=0.5$ 比 $\alpha=0.1$ 时降低约 7 dB。与理论分析结果基本一致，干扰源预测的准确性较高，误差小于 2dB μ V。

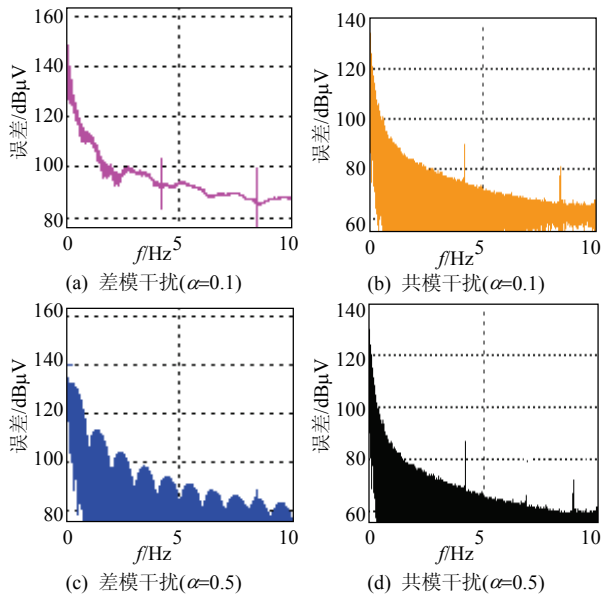


图6 频域仿真结果

Fig. 6 Results of frequency-domain simulation

5 结论

本文通过数值计算推导出了非对称规则采样调制方式下三相整流器的共模和差模干扰源表达式,并得到了相应的传导干扰频谱。总结了非对称规则采样调制方式下差模、共模干扰在 PWM 开关频率及其倍数频率附近的分布规律。证明了差模和共模干扰频谱分布规律均与调制度大小有关,且随其增大而呈下降趋势。但 2 种干扰下低频段的最高幅值谐波为载波的倍频数不同。最后运用仿真软件对一台三相整流器进行了验证,证明了模型推导的准确性。

参考文献

- [1] 钱照明, 陈恒林. 电力电子装置电磁兼容研究最新进展[J]. 电工技术学报, 2007, 22(7): 1-11.
Qian Zhaoming, Chen Henglin. State of art of electromagnetic compatibility research on power electronic equipment[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(7): 1-11(in Chinese).
- [2] Tarateeraseth V, See K Y, Canavero F G. Accurate extraction of noise source impedance of a SMPS under operating[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 111-117.
- [3] Foissac M, Schanen J L, Vollaire C. Compact EMC model of power electronics converter for conducted EMC studies in embedded networks[J]. Automotive power electronics, 2009, 20(24): 3609-3615.
- [4] 黄劲, 熊蕊, 王志, 等. 采用三相四桥臂抑制逆变器共模干扰的 SPWM 控制策略[J]. 电工技术学报, 2009, 24(3): 110-115.
Huang Jin, Xiong Rui, Wang Zhi, et al. SPWM control strategy to reduce inverter common-mode interferences based on three-phase four-leg structure[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(3): 110-115(in Chinese).
- [5] 章勇高, 蒋有缘, 方华松, 等. 基于模拟退火算法的共模电磁干扰抑制技术[J]. 电工技术学报, 2008, 23(6): 1-6.
Zhang Yonggao, Jiang Youyuan, Fang Huasong, et al. Common mode EMI suppression based on simulated annealing algorithm [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(6): 1-6(in Chinese).
- [6] Mihalic F, Kos D. Reduced conductive EMI in switched-mode DC-DC power converters without EMI filters: PWM versus randomized PWM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(6): 20-24.
- [7] 陈景熙, 袁鹏, 周璟. 一种低共模电磁干扰 SVPWM 法的研究[J]. 高压技术, 2008, 34(6): 1214-1219.
Chen Jingxi, Yuan Peng, Zhou Jing. New SVPWM strategy with low common-mode EMI[J]. High Voltage Engineering, 2008, 34(6): 1214-1219(in Chinese).
- [8] Huang X, Pepa E, Lai J. Three-phase inverter differential mode EMI modeling and prediction in frequency domain[J]. Industry Applications Conference, 2003(3): 2048-2055.
- [9] Ma W M, Zhao Z H, Meng J, et al. Precise methods for conducted EMI modeling, analysis, and prediction[J]. Science in China Series E-Technological Sciences, 2008, 51(6): 641-655.
- [10] Huang Xudong. Frequency domain conductive electromagnetic interference modeling and prediction with parasitics extraction for inverters[D]. Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004.
- [11] 张桂斌, 徐政. 不对称电压空间矢量 PWM 的研究与仿真[J]. 电工技术学报, 2001, 16(3): 62-66.
Zhang Guibin, Xu Zheng. Study and simulation of asymmetrical VSPWM technique[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2001, 16(3): 62-66(in Chinese).
- [12] 和军平, 姜建国, 陈为. 离线式 PWM 变换器电磁干扰传播通道模型的研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(4): 56-60.
He Junping, Jiang Jianguo, Chen Wei. Study of the model of the EMI coupling paths of an off-line PWM converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(4): 56-60(in Chinese).
- [13] 孟进, 马伟明, 张磊, 等. PWM 变频驱动系统传导干扰的高频模型[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(15): 141-146.
Meng Jin, Ma Weiming, Zhang Lei, et al. High-frequency model of conducted EMI for PWM variable-speed drive systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(15): 141-146(in Chinese).
- [14] 裴雪军, 康勇, 熊健, 等. PWM 逆变器共模传导电磁干扰的预测[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 83-88.
Pei Xuejun, Kang Yong, Xiong Jian, et al. Prediction of common mode conducted EMI in single phase PWM inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 83-88(in Chinese).
- [15] 刘莉, 肖国春, 胡志亮, 等. 基于 Saber 的一种斩波器传导电磁干扰预测[J]. 电力电子技术, 2007, 41(12): 30-32.
Liu Li, Xiao Guochun, Hu Zhiliang, et al. The conducted EMI prediction of a chopper by saber[J]. Power Electronics, 2007, 41(12): 30-32(in Chinese).
- [16] 董雪武, 曾国宏. 新型有源电力滤波器控制方法及其 Saber 仿真[J]. 电网技术, 2008, 31(S1): 40-43.
Dong Xuewu, Zeng Guohong. A novel active power filter control method and its SABER simulation[J]. Power System Technology, 2008, 31(S1): 40-43 (in Chinese).



魏克新

收稿日期: 2010-10-10.

作者简介:

魏克新(1954), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子系统控制及电磁兼容;

梁斌(1979), 女, 博士研究生, 研究方向为电力电子电磁兼容, E-mail: tjliangbin@126.com.

(编辑 张磊)