

无须考虑电源接法和性质的三相 电压型整流器平均模型

王润新, 刘进军

(西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 为克服三相电压型整流器现有平均模型的局限性, 提出并推导一种无须考虑电源接法和性质的统一形式的平均模型. 在建立开关模型过程中, 处理纯电感割集时对独立状态变量个数以及独立方程数进行了严格界定; 推导平均模型时, 引入了冗余变量和冗余方程, 使得所得模型更加直观易用. 模型直接采用电感电流作状态变量, 除基尔霍夫电流定律(KCL)和基尔霍夫电压定律(KVL)外, 没有依赖任何额外假设. 与现有模型相比, 该模型去除了对输入三相交流电压波形性质的要求, 因此完全适用于非正弦、非平衡、非对称的场合. 仿真结果证明了模型的有效性. 进一步的讨论说明, 在三相正弦输入时, 该模型与现有模型兼容.

关键词: 交流-直流变换器; 三相电压型整流器; 计算机仿真; 平均模型

中图分类号: TM461; TP391.9 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2009)12-0081-05

Three-Phase Boost Rectifier Average Model Independent of Connection Mode and Waveform Properties of AC Sources

WANG Runxin, LIU Jinjun

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: To remedy the defects possessed by the existing average models of three-phase boost rectifiers, a general-formed model unnecessary to consider connection mode and waveform properties of AC sources is proposed. During establishing the switching model, the numbers of independent state variables and independent state equations are strictly defined to avoid redundant equations as dealing with circuits containing pure inductor cut set. In deriving the average model, the redundant variables and redundant equations are properly introduced to obtain an intuitive model. No extra assumptions are needed except Kirchhoff's current law (KCL) and Kirchhoff's voltage law (KVL). The requirements for waveform properties of three-phase AC voltages are removed, therefore the proposed model is suitable for any input voltage waveforms, regardless whether they are sinusoidal or non-sinusoidal, balanced or unbalanced, symmetrical or asymmetrical. Simulation examples are provided to verify the validity of the model. The further discussions show that the proposed model is compatible with the existing ones in sinusoidal situations.

Keywords: ac-dc converter; three-phase boost rectifier; computer simulation; average model

平均模型在三相高频开关整流器主电路分析和 大信号仿真中扮演重要角色. 正弦激励时, 平均模型

还是在 dqo 坐标系下对整流器进行小信号研究的基础和起点,后者在指导控制器设计过程中起关键作用.结合现代大功率整流器建模中的应用需求,本文在分析现有模型局限性的基础上,提出一种无须考虑交流电源接法,同时也不对电源平衡性、对称性、是否正弦等性质有任何要求的三相电压型整流器平均模型.

1 现有模型的局限性

图1所示的三相电压型整流器,是直流 Boost 电路在三相系统中的应用和推广.由于三相电路互相耦合,三相平均模型并非3个直流电路平均模型的简单相加.三相三线制整流器拓扑本身包含的纯电感割集,使得模型推导过程远较直流时复杂.

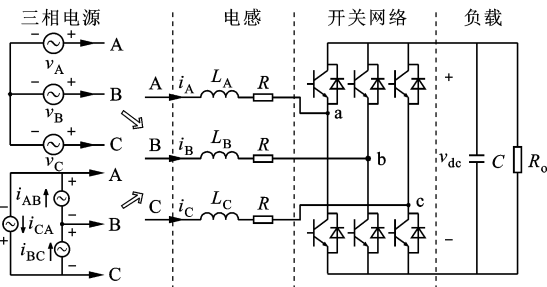


图1 三相电压型整流器

历史上,研究者为追求简化,在建模过程中总是根据各自当时的需要做一些理论假设.图2所示有广泛影响的两种模型^[1-3],在使用过程中会遇到如下限制:

(1)模型1只适用于三相电源星形连接的整流器,且要求三相电源平衡,即

$$v_A + v_B + v_C \equiv 0 \quad (1)$$

(2)模型2只适用于三相电源三角形连接的整流器,且要求三角形连接电源的相电流之和为0,即

$$i_{AB} + i_{BC} + i_{CA} \equiv 0 \quad (2)$$

三角形连接电源的相电流本身是未知量,而且没有唯一解,对其提出约束要求,缺乏明确的物理意义,不易被理解与接受;

(3)两个模型中状态变量的选择不一致,模型1选择电感电流作状态变量,而模型2选择满足式(2)的相电流作状态变量,后者不对应具体的电感电流,需要求出全部电流后经过再次运算才可获得实际电感的电流或功率.

现代开关电源等富含谐波成分设备的应用,使得电源在波形形状、平衡性、对称性等方面都与理想

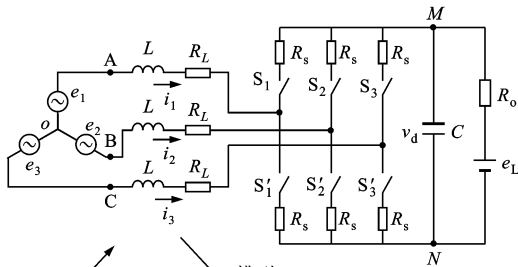
状况有一定距离^[4-5].当假设条件无法满足时,应用现有模型所获得结果的正确性无法保证.这个问题在理论分析和工程仿真中都一直存在.非对称正弦条件下三相三线制系统的求解问题至今仍给人们带来困扰^[6].

针对以上问题,本文将为三相电压型整流器推导一种与电源连接方式以及波形性质无关的统一形式的平均模型.推导过程中遵循以下原则:

(1)直接采用电感电流、电容电压作状态变量;

(2)除基尔霍夫电流定律(KCL)、基尔霍夫电压定律(KVL)外,对输入变量、待求变量不做任何额外假设;

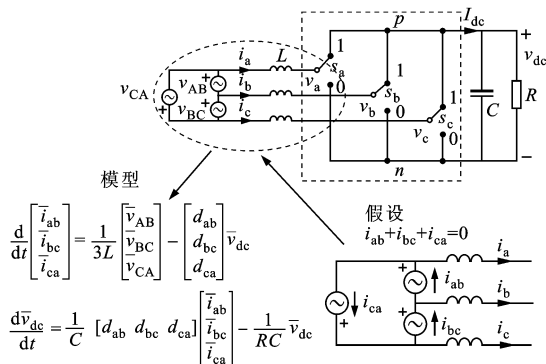
(3)不针对特定的电源连接方式,也不对波形形状、平衡性、对称性等提出要求.



假设 $e_1 + e_2 + e_3 = 0$

$$\begin{aligned} L \frac{di_1}{dt} &= -R_L i_1 - \left(d_1 - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 d_k \right) v_d + e_1 \\ L \frac{di_2}{dt} &= -R_L i_2 - \left(d_2 - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 d_k \right) v_d + e_2 \\ L \frac{di_3}{dt} &= -R_L i_3 - \left(d_3 - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 d_k \right) v_d + e_3 \\ C \frac{dv_d}{dt} &= d_1 i_1 + d_2 i_2 + d_3 i_3 - \frac{1}{R_0} v_d + \frac{1}{R_0} e_L \end{aligned}$$

(a)模型1



假设 $i_{ab} + i_{bc} + i_{ca} = 0$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} &= \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \bar{v}_{AB} \\ \bar{v}_{BC} \\ \bar{v}_{CA} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} \bar{v}_{dc} \\ \frac{d\bar{v}_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C} \begin{bmatrix} d_{ab} & d_{bc} & d_{ca} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} - \frac{1}{RC} \bar{v}_{dc} \end{aligned}$$

(b)模型2

图2 现有三相电压型整流器平均模型^[1-3]

2 统一形式的开关模型

开关模型是平均模型的基础.通过考察交流电

源、三相桥臂、电感、负载所确定的约束关系,可以获得图 1 所示整流器的开关模型。

2.1 交流电源

图 1 中,不同电源接法之间存在如下关系:一方面,根据替代定理,无论采取何种接法,对三相电感而言,交流电源侧可以用任意形式的电源组合来替代,只要保证替代前后对应的线电压完全一致即可;另一方面,电源引出端线电压的 KVL 关系

$$v_{AB} + v_{BC} + v_{CA} \equiv 0 \tag{3}$$

决定三个线电压中只有两个相互独立. 因此,任何接法的三相电源都可以用两个线电压来等效表达。

不失一般性,如果指定以 C 为参考的两个线电压即 v_{AC} 和 v_{BC} 作独立电压,那么这两个电压可以形式地表达为一个星形连接的等效电源,如图 3 所示。

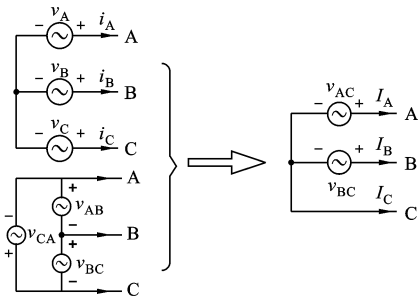


图 3 交流电源等效电路

2.2 开关

除接三相电源外,整流器中三相电感的另一侧引向三相桥臂,后者对三相电感呈现为一个时变的三角形接法的受控电压源. 该受控源的线电压由下式确定

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} v_{dc} = \begin{bmatrix} s_{ab} \\ s_{bc} \\ s_{ca} \end{bmatrix} v_{dc} \tag{4}$$

式中: v_{dc} 是直流侧电容电压; $s_i = \begin{cases} 1 & (\text{上桥臂开通,下桥臂关断}) \\ 0 & (\text{上桥臂关断,下桥臂开通}) \end{cases} (i = a, b, c)$ 是三相桥臂的开关函数; $s_{jk} = s_j - s_k (j, k = a, b, c)$ 是相-相开关函数。

考虑到由以下两式等价表达的 KVL 关系

$$s_{ab} + s_{bc} + s_{ca} \equiv 0 \tag{5}$$

$$v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} \equiv 0 \tag{6}$$

三相桥臂对电感的作用也可以只用两个线电压来等效表达. 本文选取 s_{ac} 和 s_{bc} 作独立的开关函数,由这两个开关函数以及 v_{dc} 共同控制的两个受控源可以

形式地表达为一个星形连接的等效电源,见图 4。

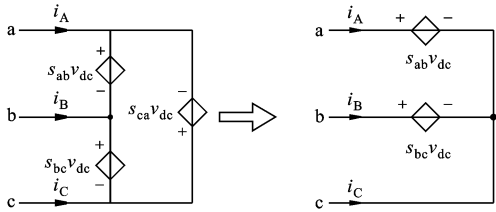


图 4 三相桥臂等效电路

2.3 电感

纯电感割集的 KCL 关系使得电感电流满足

$$i_A + i_B + i_C \equiv 0 \tag{7}$$

三个电流中只有两个相互独立,求解电路时只需列出两个回路方程即可。

将图 3 和图 4 给出的等效电路应用于三相电感两侧,然后选择 i_A 和 i_B 为独立电流,分别沿 AacCA 和 BbcCB 列写回路方程,如图 5 所示. 当三相电感参数一致,即 3 个电感都取 L 、3 个串联电阻都取 R_L 时,容易解得

$$\begin{bmatrix} \frac{di_A}{dt} \\ \frac{di_B}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{1}{L} R_L \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AC} \\ v_{BC} \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{ac} \\ s_{bc} \end{bmatrix} v_{dc} \tag{8}$$

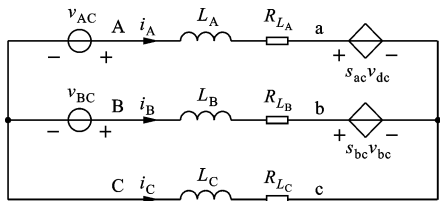


图 5 电感回路

2.4 负载

负载电压即直流侧电容电压. 该电压与三相电流之间的关系可用以下方程描述

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = [s_a \quad s_b \quad s_c] \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \frac{1}{R} v_{dc} \tag{9}$$

式(8)和式(9)构成了图 1 所示整流器完整的开关模型。

3 统一形式的平均模型

将式(8)和式(9)模型中的各个变量平均化,可

得如下三阶平均模型

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}_A}{dt} \\ \frac{d\bar{i}_B}{dt} \\ \frac{d\bar{i}_C}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{1}{L}R_L \begin{bmatrix} \bar{i}_A \\ \bar{i}_B \\ \bar{i}_C \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_{AC} \\ \bar{v}_{BC} \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{ac} \\ d_{bc} \end{bmatrix} \bar{v}_{dc} \quad (10a)$$

$$\frac{d\bar{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} [d_a \ d_b \ d_c] \begin{bmatrix} \bar{i}_A \\ \bar{i}_B \\ \bar{i}_C \end{bmatrix} - \frac{1}{RC} \bar{v}_{dc} \quad (10b)$$

式中: $d_i = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} s_i d\tau$ ($i = a, b, c, ac, bc$) 是导通

比; $\bar{v}$ 、 $\bar{i}$ 分别代表 v 、 i 对应的滑动平均量 ($\bar{x} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau$).

为使方程形式简洁,定义

$$\left\{ \begin{aligned} \begin{bmatrix} \bar{v}_X \\ \bar{v}_Y \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_{AC} \\ \bar{v}_{BC} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} d_X \\ d_Y \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{ac} \\ d_{bc} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

同时定义两个冗余变量

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{v}_Z &= -\frac{1}{3} \bar{v}_{AC} - \frac{1}{3} \bar{v}_{BC} \\ d_Z &= -\frac{1}{3} d_{ac} - \frac{1}{3} d_{bc} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

使之满足

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{v}_X + \bar{v}_Y + \bar{v}_Z &= 0 \\ d_X + d_Y + d_Z &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

利用 KCL 关系,式(10)可变为如下含有冗余方程的方程组

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}_A}{dt} \\ \frac{d\bar{i}_B}{dt} \\ \frac{d\bar{i}_C}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{1}{L}R_L \begin{bmatrix} \bar{i}_A \\ \bar{i}_B \\ \bar{i}_C \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \bar{v}_X \\ \bar{v}_Y \\ \bar{v}_Z \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d_X \\ d_Y \\ d_Z \end{bmatrix} \bar{v}_{dc} \quad (14a)$$

$$\frac{d\bar{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} [d_a \ d_b \ d_c] \begin{bmatrix} \bar{i}_A \\ \bar{i}_B \\ \bar{i}_C \end{bmatrix} - \frac{1}{RC} \bar{v}_{dc} \quad (14b)$$

图6和图7给出了式(14)对应的等效电路,两个电路结合在一起实现了本文定义的统一形式的平均模型.整个模型的输入是电源端两个独立的线电压以及三相桥臂中两个独立的开关函数,输出的是电感电流和电容电压.输入量和电源接法无关.

由于式(7)所表达的 KCL 关系天然成立,图6模型中的“中性线”存在与否不影响计算结果,可根据需要保留或断开.利用图6,各相电流既可以整体算出,也可以如传统的三相对称正弦电路中那样单独计算,这是本文模型的一个突出优点.

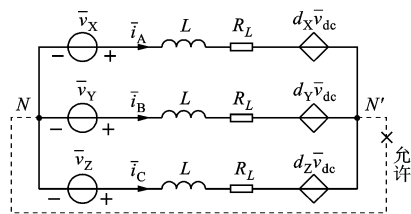


图6 电感电流模型

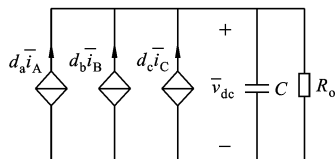


图7 负载电压模型

4 仿真验证和讨论

通过施加周期性随机扰动,图8在 SIMPLIS 环境中模拟了三相电感在非正弦、非平衡、非对称电压激励下的运行情况(电感、电阻参数选取只需工程上合理即可,本文模型对具体取值没有特殊要求).图9给出了相应的电压、电流周期性稳态波形(POP)^[7].图10通过本文模型实现相同激励下电感电流的仿真,仿真过程中“中性线”断开.图11给出了本文模型的仿真结果.

比较图9和图11中的三相电流,两者一致,而且在去除“中性线”的情况下,两个中性点(N 和 N')之间的电压为0.

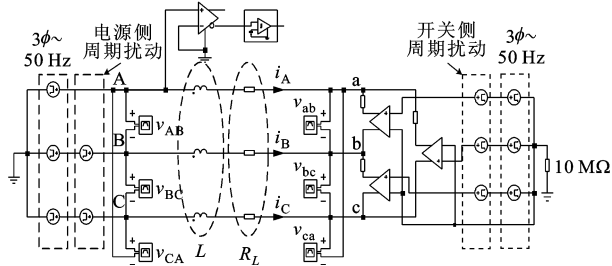


图8 整流器电路

总结推导过程可知,建立本文模型的关键是对两个独立的线电压(v_{AC} 、 v_{BC})及两个独立的相-相导通比(d_{ac} 、 d_{bc})同时实施如下变换

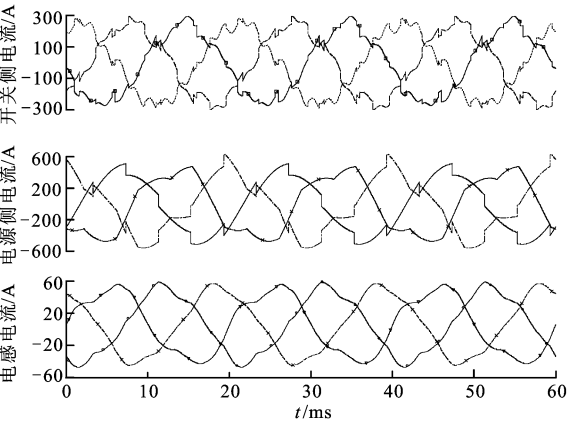


图 9 整流器电路仿真结果

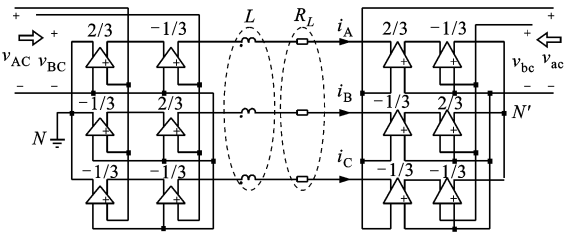


图 10 本文模型

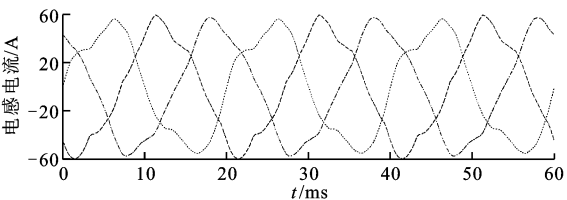


图 11 本文模型仿真结果

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_X \\ \bar{v}_Y \\ \bar{v}_Z \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_{AC} \\ \bar{v}_{BC} \end{bmatrix} \tag{15a}$$

$$\begin{bmatrix} d_X \\ d_Y \\ d_Z \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{ac} \\ d_{bc} \end{bmatrix} \tag{15b}$$

从而构造出新的以 XYZ 为脚标的输入量(以下简称 XYZ 输入量)。采用 XYZ 输入量后,电感电流的方程保持不变。

假设 ABC 电压来源于星形连接的三相平衡电源,则

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_X \\ \bar{v}_Y \\ \bar{v}_Z \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_{AC} \\ \bar{v}_{BC} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2(\bar{v}_A - \bar{v}_C) - (\bar{v}_B - \bar{v}_C) \\ -(\bar{v}_A - \bar{v}_C) + 2(\bar{v}_B - \bar{v}_C) \\ -(\bar{v}_A - \bar{v}_C) - (\bar{v}_B - \bar{v}_C) \end{bmatrix} \xrightarrow{\bar{v}_A + \bar{v}_C + \bar{v}_B \equiv 0}$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_X \\ \bar{v}_Y \\ \bar{v}_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_A \\ \bar{v}_B \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} \tag{16}$$

式(16)说明,采用 XYZ 输入量后,电源侧各相瞬时电压等于抽取共模分量后的 ABC 电压,线电压不受影响。同理可知,开关侧线电压也不受影响。

所以,本文模型可以正确反映电感从电源吸收或向负载传送的功率。在具体应用中,本文模型可以用于功率传输模型建模^[8-9],XYZ 输入量可以直接参与旋转变换,在三相正弦场合,使用 XYZ 输入量也不影响在 d q o 坐标系下对系统进行小信号研究。

5 结 论

(1)本文给出了一种不同电源连接方式、不同电源波形下规范化的变量选择与变换方法。该方法使三相电感两侧电压源中的共模成分得以自动滤除。在任意波形条件下,本文模型中电感两侧三相电压都保持天然平衡。

(2)本文模型使得三相电感两侧的三相电源都转化为星形连接结构。两侧星形连接且三相电压保持平衡所导致的重要结果是,新模型中的“中性线”可有可无。

(3)本文方法事实上也适用于三相电压型逆变器。

参考文献:

[1] WU R, DEWAN S B, SLEMON G R. Analysis of an ac-to-dc voltage source converter using PWM with phase and amplitude control[J]. IEEE Trans on Ind Appl, 1991, 27(2): 355-363.

[2] WU R, SLEMON G R. A PWM ac to dc converter with fixed switching frequency[J]. IEEE Trans on Ind Appl, 1990, 26(5): 880-885.

[3] BOROYEVICH D. Modeling and control of PWM converters: part II[R]. Xi'an, China: Xi'an Jiaotong University, 2006: 59-77.

[4] 王兆安,杨君,刘进军,等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 2版. 北京:机械工业出版社,2006.

[5] 徐金榜,何顶新,赵金,等. 电压不平衡情况下 PWM 整流器功率分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(16): 80-85.

XU Jinbang, HE Dingxin, ZHAO Jin, et al. A new power analysis method of PWM rectifier with unbalanced voltage condition[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(16): 80-85.

[6] MASRUR M A. Assumption or fact? line-to-neutral

- voltage expression in an unbalanced 3-phase circuit during inverter switching[J]. IEEE Trans on Education, 2009, 52(2): 222-227.
- [7] Simplis Technologies Inc. SIMPLIS reference manual [M]. Thatcham, UK: Cantena Software Ltd, 2009: 136-155.
- [8] WANG Runxin, LIU Jinjun. Modeling current-mode-controlled three-phase converters for simulating multiple-module inter-connected power supply systems[C] //Proceedings of IEEE 39th Annual Power Electronics Specialists Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2008: 1796-1800.
- [9] 王润新, 刘进军, 侯丹. 用于实现互联系统仿真的电源模块大信号模型[J]. 西安交通大学学报, 2009, 43(6): 76-81.
- WANG Runxin, LIU Jinjun, HOU Dan. Large-signal model of power supply modules for implementing inter-connected system simulations[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2009, 43(6): 76-81.

(编辑 杜秀杰)