

二极管箝位式三电平VSC损耗分析

刘军娜¹,赵成勇¹,李广凯²

(1. 华北电力大学 电力系统保护与动态安全监控教育部重点实验室,河北 保定 071003;

2. 南方电网技术研究中心,广东 广州 510623)

摘要:用二次多项式表征特定温度下IGBT和二极管的通态压降、开关损耗与电流的非线性关系,方法简单且准确度高。通过分析二极管箝位式三电平电压源换流器的工作机理,依据电压、电流关系分析确定开关器件的导通规律和导通占空比。采用多项式方法拟合IGBT器件手册提供的特性曲线,建立多项式损耗模型,给出了一种基于曲线拟合理论计算损耗的方法。基于该方法计算了二极管箝位式三电平电压源换流器的各个开关器件功率损耗,得出各个开关器件的损耗分布是不平衡的,不平衡程度随着功率因数和调制度的变化而变化,并给出了4种特殊运行情况下,各个开关器件的功率损耗分布图。

关键词:二极管箝位式三电平换流器; 损耗计算; 损耗分布; 拟合

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2011)04-0096-04

二极管箝位式(又称作中点箝位式NPC)三电平换流器主电路的结构已在中压大功率领域得到了广泛应用,相比于飞跨电容箝位式三电平换流器,其易于封装,成本低,且控制方法简单^[1]。文献[2]分析了二极管箝位式三电平换流器的导通规律和导通时间,给出了通态损耗的计算方法。在此基础上,依据厂商提供的产品参数,本文采用多项式拟合的方法计算器件的通态损耗和开关损耗。二极管箝位式三电平结构器件的损耗分布不平衡,损耗最高的器件限制了开关频率和换流器的输出功率^[3-6]。依据本文提出的损耗计算方法,分析了各器件在不同运行点的损耗分布情况。

1 原理分析

1.1 导通规律分析

图1是单相二极管箝位式三电平换流器的结构图,包括:2个直流电容 $C_1=C_2$,4个主开关管 $V_{T1} \sim V_{T4}$,4个续流二极管 $V_{D1} \sim V_{D4}$,2个箝位二极管 V_{D5}, V_{D6} 。

当 V_{T1}, V_{T2} 同时导通时,输出端A对O的电压为 $E/2$,记为P;当 V_{T2}, V_{T3} 同时导通时,输

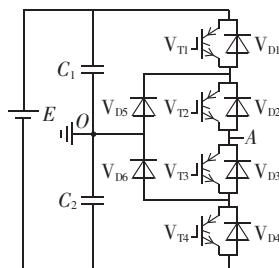


图1 单相二极管箝位式三电平换流器

Fig.1 Single-phase diode-clamped three-level converter

出端A对O的电压为0,记为0;当 V_{T3}, V_{T4} 同时导通时,输出端A对O的电压为 $-E/2$,记为N。输出电压与开关状态的关系如表1所示。

表1 二极管箝位三电平换流器的开关状态

Tab.1 Switching states of three-level diode-clamped converter

标记	V_{T1}	V_{T2}	V_{T3}	V_{T4}	输出电压
P	1	1	0	0	$E/2$
0	0	1	1	0	0
N	0	0	1	1	$-E/2$

为使单相桥臂中每个开关管在关断状态时承受的电压为 $E/2$,单相桥臂的状态变化只存在4种情况: $P \leftrightarrow 0, N \leftrightarrow 0$ ^[7]。控制状态在 $P \leftrightarrow 0$ 变化时, V_{T2} 始终导通, V_{T4} 始终关断,控制 V_{T1} 和 V_{T3} 交替通断;控制状态在 $N \leftrightarrow 0$ 变化时, V_{T3} 始终导通, V_{T1} 始终关断,控制 V_{T2} 和 V_{T4} 交替通断。

1.2 PWM 调制方法

三角载波层叠PWM控制分为同相层叠PWM、正负反相层叠PWM和交替反相层叠PWM。其中,同相层叠PWM的谐波性能最好,是二极管箝位式三电平换流器常用的PWM方式^[1,8-9],本文即基于该调制方式进行分析。

载波同相层叠PWM是相位相同的三角载波 u_{c1} 和 u_{c2} 上下2层排列,与调制波 u_s 比较,在 u_s 大于三角载波的部分,产生输出电压的PWM脉冲列,在 u_s 小于三角载波的部分产生输出电压的零脉冲,见图2。

设换流器输出的交流电流为 $i=I\sin\omega t=I\sin\alpha$,功率因数 $\lambda=\cos\theta$,则 $u_s=F(\alpha+\theta)$,从几何关系可得 V_T 、 V_D 的占空比,即 $P \leftrightarrow 0, V_T$ 的占空比为 $D_P=MF(\alpha+\theta)$, V_D 的占空比为 $D_{0P}=1-D_P$; $N \leftrightarrow 0, V_T$ 的占空比为 $D_N=-MF(\alpha+\theta)$, V_D 的占空比为 $D_{0N}=1-D_N$ 。

收稿日期:2010-05-31;修回日期:2011-01-17

基金项目:国家自然科学基金项目(50577018);“十一五”国家科技支撑计划重点项目(2007BAA12B03)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(50577018) and the Scientific and Technical Supporting Programs of China during the 11th Five-year Plan Period(2007BAA12B03)

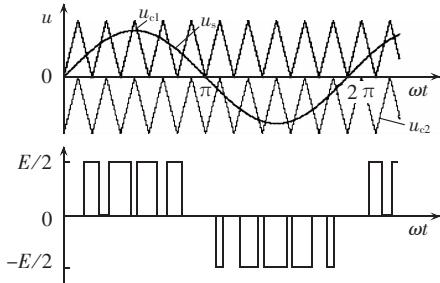


图2 载波同相层叠 PWM 调制原理

Fig.2 Principle of phase disposition PWM

2 损耗计算

二极管箝位式三电平换流器的损耗主要为IGBT模块的损耗,包括IGBT部分的通态损耗、开关损耗,反向并联二极管的通态损耗和反向恢复损耗,以及箝位二极管的通态损耗和反向恢复损耗。

由于二极管箝位式三电平换流器结构是对称的,通常选用的各IGBT模块和箝位二极管特性相同,因此仅需对V_{T1}、V_{T2}、V_{D3}、V_{D4}和V_{D5}的损耗进行分析。

2.1 通态损耗

由开关动作原则可知,当*i*≥0且*u*≥0即αε[0,π-θ]时,运行在P↔0;当*i*≥0且*u*≤0即αε[π-θ,π]时,运行在N↔0。由此可以得到表2。

表2 器件导通规律

α	V _{T1}	V _{T2}	V _{D3}	V _{D4}	V _{D5}
[0, π-θ]	D _P	1	0	0	1-D _P
[π-θ, π]	0	1-D _N	D _N	D _N	1-D _N

随着调制度M增大,V_{T1}的占空比增大,则通态损耗增大;V_{T2}在[π-θ,π]的占空比减小,通态损耗减小;V_{D3}和V_{D4}的占空比增大,通态损耗增大;V_{D5}的占空比减小,通态损耗减小。随着功率因数λ降低,V_{T1}的导通时间减小,导通损耗减少;V_{T2}的导通时间不变,但占空比大的导通时间减小,占空比小的导通时间增大,故通态损耗减小;V_{D3}和V_{D4}导通时间增大,通态损耗增大;V_{D5}的导通时间不变,但2个导通阶段的时间和相应的占空比发生了变化,故通态损耗要变化。

采用SPWM时, $u_s=F(\alpha+\theta)=\sin(\alpha+\theta)$ 。通态压降_{CE}是电流*i*和温度t_j的函数,尽管通常在某一温度下采用线性拟合_{CE}和*i*的关系,但它们之间是非线性的,因此用二次多项式能更好地描述_{CE}的特性^[10-12]。

$$u_{CE}=a_c+b_c i+c_c i^2 \quad (1)$$

其中,a_c、b_c和c_c是从用户手册的数据拟合得到的。

如果有多条IGBT特性曲线,需要考虑温度t_j,则有

$$u_{CE}=a_c t_j^a+b_c t_j^b i+c_c t_j^c i^2 \quad (2)$$

在考虑温度的影响时,线性拟合仅有2个温度参数,此时多项式拟合就更具有优势。

由此可以得到:

$$P_{VT1cond}=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi-\theta}u_{CE}iD_Pd\alpha= \\ \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi-\theta}[(a_c+b_c i\sin\alpha+c_c i^2\sin^2\alpha)\times \\ (i\sin\alpha)D_P]d\alpha \quad (3)$$

$$P_{VT2cond}=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi-\theta}i(a_c+b_c i+c_c i^2)\times1d\alpha+ \\ \frac{1}{2\pi}\int_{\pi-\theta}^{\pi}i(a_c+b_c i+c_c i^2)(1-D_N)d\alpha \quad (4)$$

$$P_{VT3cond}=P_{VT4cond}=\frac{1}{2\pi}\int_{\pi-\theta}^{\pi}i(a_c+b_c i+c_c i^2)D_Nd\alpha \quad (5)$$

$$P_{VT5cond}=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi-\theta}i(a_{f5}+b_{f5}i+c_{f5}i^2)(1-D_P)d\alpha+ \\ \frac{1}{2\pi}\int_{\pi-\theta}^{\pi}i(a_{f5}+b_{f5}i+c_{f5}i^2)(1-D_N)d\alpha \quad (6)$$

采用开关频率优化脉宽调制(SFOPWM)方法时,只需令

$$u_s=F(\alpha+\theta)=\sin(\alpha+\theta)+ \\ [(u_A, u_B, u_C)_{max} + (u_A, u_B, u_C)_{min}] / 2$$

计算过程同SPWM。

2.2 开关损耗

当*i*≥0且*u*≥0即αε[0,π-θ]时,运行在P↔0;当*i*≥0且*u*≤0即αε[π-θ,π]时,运行在N↔0。2种情况下的换流过程如图3所示。

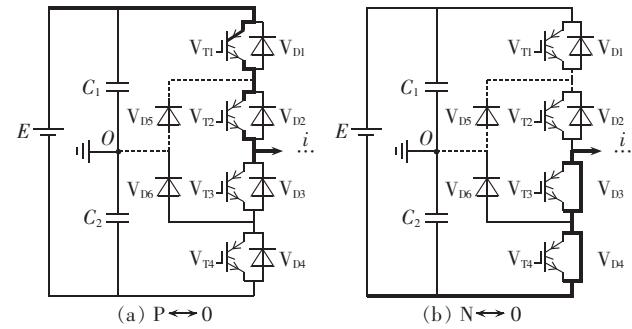


图3 2种运行情况下的换流过程

Fig.3 Commutation process of two operating conditions

换流过程中,虽然有2个或2个以上的器件开通或关断,但是只有1个IGBT和1个二极管发生较大的开关损耗,因为其他的器件在换流过程中不同时承受电流和阻断电压^[13-15]。

图3(a)开关状态为P↔0,V_{T1}和V_{D5}换流,开关损耗主要为V_{T1}的开关损耗和V_{D5}的反向恢复损耗。图3(b)开关状态为N↔0,V_{T2}和V_{D4}换流,开关损耗主要为V_{T2}的开关损耗和V_{D4}的反向恢复损耗。

随着功率因数λ降低,V_{T1}和V_{D5}的开关范围变窄,因此开关损耗降低;V_{T2}和V_{D4}的开关范围变大,开关损耗增大。

在某一温度下,IGBT数据手册中的开关能量损耗曲线可以表示为

$$E_{Tsw}=(a_{swon}+b_{swon}i+c_{swon}i^2)+(a_{swoff}+b_{swoff}i+c_{swoff}i^2) \quad (7)$$

其中,a_{swon}、b_{swon}、c_{swon}、a_{swoff}、b_{swoff}、c_{swoff}是从数据手册或测

量数据拟合得到的。

当载波比较大时,则有

$$dE_{Tsw} = \frac{E_{Tsw}}{T_s} dt = \frac{T_o E_{Tsw}}{2\pi T_s} d\alpha \quad (8)$$

$$P_{Tsw} = \frac{1}{T_o} \int dE_{Tsw} \quad (9)$$

其中, T_o 为工频周期, T_s 为开关周期。

由此可得 V_{T1} 的开关损耗 P_{T1sw} 、 V_{D5} 的反向恢复损耗 P_{D5rec} 、 V_{T2} 的开关损耗 P_{T2sw} 、 V_{D4} 的反向恢复损耗 P_{D4rec}

$$P_{T1sw} = \frac{f_s}{2\pi} \left[\int_0^{\pi-\theta} (a_{swon} + b_{swon}i + c_{swon}i^2) d\alpha + \int_0^{\pi-\theta} (a_{swoff} + b_{swoff}i + c_{swoff}i^2) d\alpha \right] \quad (10)$$

$$P_{D5rec} = \frac{f_s}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} (a_{D5} + b_{D5}i + c_{D5}i^2) d\alpha \quad (11)$$

$$P_{T2sw} = \frac{f_s}{2\pi} \left[\int_{\pi-\theta}^{\pi} (a_{swon} + b_{swon}i + c_{swon}i^2) d\alpha + \int_{\pi-\theta}^{\pi} (a_{swoff} + b_{swoff}i + c_{swoff}i^2) d\alpha \right] \quad (12)$$

$$P_{D4rec} = \frac{f_s}{2\pi} \int_{\pi-\theta}^{\pi} (a_{D4} + b_{D4}i + c_{D4}i^2) d\alpha \quad (13)$$

定义外面的 IGBT 的损耗 P_{out} 为 V_{T1} 、 V_{T4} 的损耗之和,里面的 IGBT 的损耗 P_{in} 为 V_{T2} 、 V_{T3} 的损耗之和,外面的二极管的损耗 P_{dout} 为 V_{D1} 、 V_{D4} 的损耗之和,里面的二极管的损耗 P_{din} 为 V_{D2} 、 V_{D3} 的损耗之和,箝位二极管的损耗 P_{dnpce} 为 V_{D5} 、 V_{D6} 的损耗之和。

$$\begin{aligned} P_{out} &= P_{T1cond} + P_{T4cond} + P_{T1sw} + P_{T4sw} = 2P_{T1cond} + 2P_{T1sw} \\ P_{in} &= P_{T2cond} + P_{T3cond} + P_{T2sw} + P_{T3sw} = 2P_{T2cond} + 2P_{T2sw} \\ P_{dout} &= P_{D1cond} + P_{D4cond} + P_{D1rec} + P_{D4rec} = 2P_{D1cond} + 2P_{D1rec} \\ P_{din} &= P_{D2cond} + P_{D3cond} = 2P_{D3cond} \\ P_{dnpce} &= P_{D5cond} + P_{D6cond} + P_{D5rec} + P_{D6rec} = 2P_{D5cond} + 2P_{D5rec} \end{aligned} \quad (14)$$

3 算例分析

在 Labview 下编写了二极管箝位式三电平换流器损耗的计算程序。选取的 IGBT 模块是 FF450 R17ME3, 箝位二极管 BYM600A170DN2。设定电流为 260 A, 基波频率 50 Hz, 开关频率 1 500 Hz, 结温 $t_j = 125^\circ\text{C}$, 直流电压为 1 800 V。

图 4 给出了外、内的 IGBT 和 FWD 以及箝位二极管的功率损耗随功率因数 λ 和调制度 M 变化图形。

由图 4 可以看出,各个器件的损耗随功率因数 λ 和调制度 M 变化情况与前面的分析一致。

二极管箝位式三电平换流器在边界处的损耗分布最不平衡,分别是 $M=1$ 和 $M \approx 0$, $\lambda=1$ 和 $\lambda=-1$ 。图 5 给出了这 4 种情况下的损耗分布图。

由图 5 可见,当 $\lambda=1, M=1$ 时,发生损耗最多的是外面的 IGBT(V_{out});当 $\lambda=-1, M=1$ 时,发生损耗最多的是外面的二极管(V_{dout});当 $\lambda=1, M$ 很低时,发生损耗最多的是箝位二极管(V_{dnpce});当 $\lambda=-1, M$ 很低时,发生损耗最多的是里面的 IGBT(V_{in})。

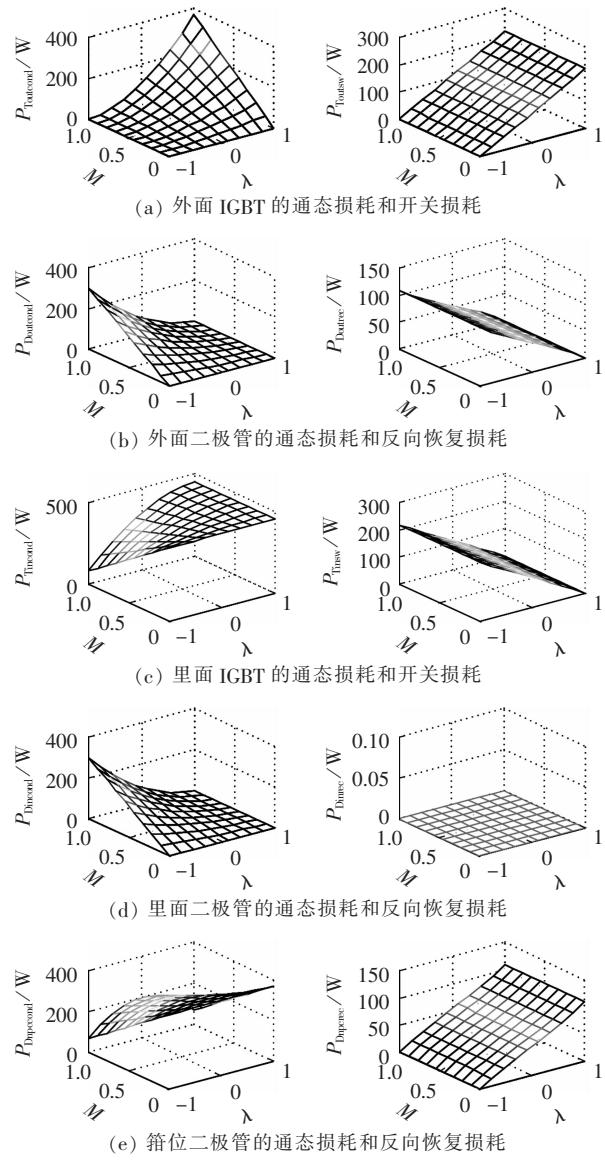


图 4 二极管箝位式换流器各个器件的损耗随功率因数 λ 和调制度 M 的变化图

Fig.4 Power loss of switching devices of three-level diode-clamped converter,varying with λ and M

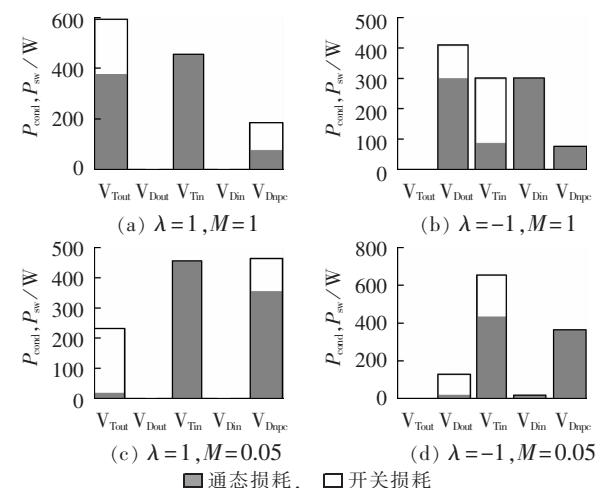


图 5 二极管箝位式三电平换流器的损耗分布图

Fig.5 Loss distribution graphs of diode-clamped three-level converter

4 结论

本文分析了二极管箝位式三电平换流器的导通规律和换流过程,给出了采用IGBT的多项式损耗模型,计算二极管箝位式三电平换流器损耗的方法。基于此方法,分析了各个器件的损耗随着功率因数 λ 和调制度 M 的变化情况。通过分析和计算得到,二极管箝位式三电平换流器器件的损耗分布不平衡,并给出了4种特殊情况下的损耗分布图。

参考文献:

- [1] 刘风君. 多电平逆变技术及其应用[M]. 北京:机械工业出版社, 2007:1-77.
- [2] 王群京,陈权,姜卫东,等. 中点钳位型三电平逆变器通态损耗分析[J]. 电工技术学报,2007,22(3):66-71.
- WANG Qunjing,CHEN Quan,JIANG Weidong,et al. Analysis of conduction losses in neutral-point-clamped three-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2007,22(3):66-71.
- [3] BRÜCKNER T,BERNET S. Loss balancing in three-level voltage source inverters applying active NPC switches[C]//IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference. Vancouver,Canada:IEEE,2001:1135-1140.
- [4] FLORICAU D,FLORICAU E,GATEAU G. Three-level active NPC converter:PWM strategies and loss distribution[C]//34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society. Orlando,USA: IEEE,2008:3333-3338.
- [5] BRÜCKNER T,BERNET S,GÜLDNER H. The active NPC converter and its loss-balancing control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2005,52(3):855-868.
- [6] BRÜCKNER T,BERNET S. Estimation and measurement of junction temperatures in a three-level voltage source converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2006,22(1):3-12.
- [7] NABAEL A,TAKAHASHI I,AKAI H. A new neutral point clamped PWM inverter[J]. IEEE Trans Ind Applicat , 1981, 17(5) : 518-523.
- [8] 王兆安,黄俊. 电力电子技术[M]. 4版. 北京:电子工业出版社,2002: 150-169.
- [9] 冯纪归,胡存刚,李国丽,等. 三电平NPC逆变器载波层叠PWM控制方法的研究[J]. 电力电子技术,2008,42(11):1-2,5.
- FENG Jigui,HU Cungang,LI Guoli,et al. Research on carrier disposition PWM control method for three-level NPC inverter[J]. Power Electronics,2008,42(11):1-2,5.
- [10] CAVALCANTI M C,da SILVA E R,JACOBINA C B,et al. Comparative evaluation of losses in soft and hard-switched inverters[C]//Industry Applications Conference. Salt Lake City,USA: IEEE,2003:1912-1917.
- [11] 熊妍,沈雁群,江剑,等. IGBT损耗计算和损耗模型研究[J]. 电源技术应用,2006,9(5):55-60.
- XIONG Yan,SHEN Yanqun,JIANG Jian,et al. Study on loss calculation and model for IGBT[J]. Power Supply Technologies and Applications,2006,9(5):55-60.
- [12] BENDRE A,CUZNER R,KRSTIC S. Design consideration for neutral point clamped converters[C]//Electric Machines and Drives. San Antonio,USA:IEEE,2005:1423-1430.
- [13] KURNIA A,CHERRADI H,DIVAN D M. Impact of IGBT behavior on design optimization of soft switching inverter topologies[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1995,31(2): 280-286.
- [14] CLEMENTE S. A simple tool for the selection of IGBTs for motor drives and UPSs[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. Dallas,USA:IEEE,1995:755-764.
- [15] PANG Hui,TANG Guangfu,HE Zhiyuan. Evaluation of losses in VSC-HVDC transmission System[C]//Power and Energy Society General Meeting. Piscataway,USA:IEEE,2008:1-6.

(编辑: 李育燕)

作者简介:

刘军娜(1984-),女,河北石家庄人,硕士研究生,研究方向为高压直流输电及柔性交流输电(E-mail:winnergreen@126.com);

赵成勇(1964-),男,浙江丽水人,教授,博士研究生导师,研究方向为高压直流输电与FACTS、电能质量分析与控制、电力系统RTDS建模等(E-mail:chengyongzhao@ncepu.edu.cn);

李广凯(1975-),男,山东聊城人,副教授,博士,研究方向为高压直流输电与FACTS技术等(E-mail:lgk@ncepu.edu.cn)。

Power loss analysis of diode-clamped three-level VSC

LIU Junna¹,ZHAO Chengyong¹,LI Guangkai²

(1. Key Laboratory of Power System Protection and Dynamic Security Monitoring and Control under Ministry of Education, North China Electric Power University, Baoding 071003, China;
2. China Southern Power Grid Technology Research Center, Guangzhou 510623, China)

Abstract: The nonlinear relationships between their on-state voltage drop or switching loss and the current are represented by the quadratic polynomial for IGBT and diode at specified temperature, which is simple and accurate. Based on the mechanism analysis of diode-clamped three-level converter, the conduction rules and conduction duty cycle are determined according to the relationship between voltage and current. The characteristic curve of IGBT is fitted with polynomial to establish its loss model, based on which its loss calculation method is proposed. With the proposed method, the power loss of each switching device is calculated for the diode-clamped three-level converter. It is concluded that, the loss distribution of each switching device is unbalanced, varying with the power factor and the modulation index. The loss distribution graphs are given for four special operating conditions.

Key words: diode-clamped three-level converter; loss calculation; loss distribution; fitting