

中点活箝位三相三级逆变器

陈贤明

(国网电力科学研究院, 江苏 南京 210003)

摘要: 适用于中、大功率电气装置的多级逆变器, 常用的有二极管中点箝位(NPC)、飞跨电容(FC)和串级H桥(CHB)三种, 其中中点箝位多级逆变器用得较多。为了得到输出正弦波电压和电流, 常要用脉宽调制(PWM)。实践证明, 这种中点箝位多级逆变器中开关元件损耗不均匀, 如三相三级NPC逆变器中只有外围的6只电力电子开关元件可作PWM控制, 导致其开关的损耗和发热远大于内圈6只元件的。为解决上述问题, 充分发挥多级逆变器潜力, 中点活箝位(Active neutral point clamped, ANPC)多级逆变器被提出。文章分析了ANPC三相三级逆变器的原理, 并提出了其PWM控制原理。仿真结果表明达到了预期效果, 为进一步开发实际装置奠定了基础。

关键词: 中点活箝位(ANPC); 三相三级逆变器; 脉宽调制(PWM); 单周控制(OCC); Matlab/Simulink 仿真
中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 2095-3631(2012)05-0010-07

ANPC Three-phase Three-level Inverter

CHEN Xian-ming

(State Grid Electric Power Research Institute, Nanjing, Jiangsu 210003, China)

Abstract: There are three kinds of multi-level inverters (MLI) suitable for medium and large power application, such as neutral point clamped (NPC) with diodes, flying capacitor (FC) and cascade H bridge (CHB). Among them NPC MLI is used popular nowadays. In order to obtain sinusoidal voltage and current from the inverter, PWM control is needed. However, practice shows that power loss of power electronic switch devices for NPC MLI is different. For instance, only six external switch devices inside NPC three-phase three-level inverter are able to realize control with PWM, which causes them more loss and higher heating than that of other six internal switch devices. In order to solve above problem and fully develop the potential of multi-level inverter, active neutral point clamped (ANPC) MLI is suggested. The operation principle and PMW control principle of ANPC three-phase three-level inverter are analyzed in the paper. Simulation results show that expected aim is attained, and it has laid a foundation for developing a practical device.

Key words: ANPC; three-phase three-level inverter; PWM; one-cycle control; Matlab/Simulink simulation

0 引言

多级逆变器在中、大功率的电气装置中应用日益广泛, 即在各种需要变频的装置(如风机、水泵、卷扬、轧机和抽水蓄能电站等)中, 为节能减排起着很大的作用。多级逆变器主要有三类: 即二极管中点箝位(Neutral Point Clamped, NPC)、飞跨电容(Flying Capacitor, FC)和串联H桥(Cascaded H-bridge, CHB)多级逆变器, 其中二极管中点箝位多级逆变器占有较大份额。当前世界

各国为节能减排而大力发展风力和光伏等清洁能源, 均要用到逆变器, 且单台设备的容量日益增大(已向大于5 MW发展); 同时为了使逆变器输出电压波形接近正弦, 省去并网用滤波器, 常要用脉宽调制(PWM)控制。NPC三级逆变器作PWM控制的电路拓扑只能对其外围的全控型电力电子开关件(如IGBT、IGCT、GTO等, 以下均简称为T管)作PWM控制, 这样导致外围T管比内圈的T管损耗大、发热严重、无法充分利用逆变器的潜力。为解决该问题, 提出了中点活箝位(ANPC)多级逆变器, 即在NPC多级逆变器箝位二极管上反并联T管的方案^[1-3]。本文将ANPC的原理做出说明, 提出控制ANPC三相三级逆变器的PWM方法, 并进行Matlab/Simulink仿真, 为

收稿日期: 2012-04-11

作者简介: 陈贤明(1934-), 男, 高级工程师(教授级), 主要从事发电机可控硅励磁及微处理励磁调节器的研制和电力电子技术应用研究。

进一步开发ANPC的三相三级逆变器奠定基础。

1 NPC 三级逆变器的 PWM 控制

图1为用于并网的NPC三相三级逆变器的电路图。当T1和T2导通时，a点输出正电平；当T2和T3导通时，输出零电平；而T3和T4导通时，输出负电平。为了得到接近正弦波输出，省去滤波器，该类三级逆变器的运行通常采用PWM控制。但逆变器某相输出电压变到零电平或从零电平变出，都会引起相关的T管出现开关损耗。图1中 D_{ap} 和 D_{an} 是a相箝位二极管，图1还表示出了逆变器输出三相负荷电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的正方向。在零电平下，感性负荷电流 i_a 有两条路径： $0 \rightarrow D_{ap} \rightarrow T2 \rightarrow a$ 和 $a \rightarrow T3 \rightarrow D_{an} \rightarrow 0$ ，它取决于电流的方向。图2(a)表示T1 (PWM为“1”)和T2导通， U_a 输出为正电平，电流 i_a 为负向流动，路径为： $a \rightarrow D2 \rightarrow D1 \rightarrow +$ ；当T1因PWM为“0”而关断时， U_a 变零电平，因感性负荷电流 i_a 不变向， i_a 路径为： $a \rightarrow T3 \rightarrow D_{an} \rightarrow 0$ 。图2(b)表示T1 (PWM为“1”)和T2导通， U_a 输出为正电平，电流 i_a 为正向流动，路径为： $+ \rightarrow T1 \rightarrow T2 \rightarrow a$ ；当T1因PWM为“0”而关断， U_a 变零电平，因感性 i_a 不变向， i_a 路径为： $0 \rightarrow D_{ap} \rightarrow T2 \rightarrow a$ 。以上对图2的讨论是在 U_a 为正电平的前提下；当 U_a 为负电平，下臂T4作PWM控制，T3恒导通时，情况类似。

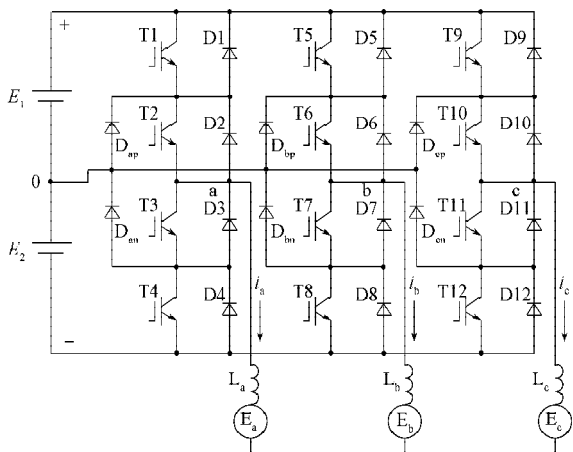


图1 并网的NPC三相三级逆变器

Fig.1 NPC three-phase three-level inverter connected to power grid

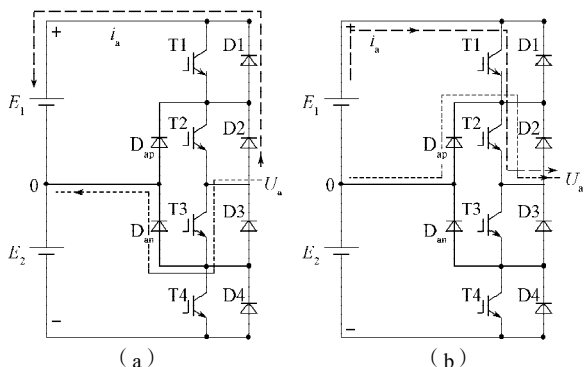


图2 正电平输出 i_a 为负向(a)和正向(b)路径

Fig.2 i_a negative(a)& positive(b) path with positive level output

应该指出，中点箝位三相三级逆变器内圈的6只T管无法作PWM控制，比如T2作PWM控制时，T2断开，瞬间 U_a 为零电平，正向流动的 i_a 无通路。因此，实际上只有外围的6只T管，即T1、T4、T5、T8、T9和T12作PWM控制，由于它们的开关损耗大，发热比内圈恒导通的6只T管大许多，不能充分发挥内圈器件的能力，浪费了资源，特别是用在风电和光伏发电的5 MW及以上的大型逆变器上。

2 ANPC 原理说明

图3为ANPC三级逆变器(3-level inverter, 3LI)a相电路，这里箝位二极管 D_{ap} 和 D_{an} 各反并联了 T_{ap} 和 T_{an} 的T管。通常T1和 T_{an} 同步导通，T4和 T_{ap} 同步导通。当T1和T2导通，而T3和T4关断时，输出 U_a 为正电平。而 T_{an} 导通保证了T3和T4的均压，因此可省去其均压电阻以及避免其带来的损耗。以下仍假定电流 i_a 是感性的，不能瞬间变化，可以看出有了 T_{ap} 和 T_{an} 后，在零电平下，感性负荷电流路径除了 $0 \rightarrow D_{ap} \rightarrow T2 \rightarrow a$ (图3(b))和 $a \rightarrow T3 \rightarrow D_{an} \rightarrow 0$ (图3(a))外，还有 $a \rightarrow D2 \rightarrow T_{ap} \rightarrow 0$ (图3(c))和 $0 \rightarrow T_{an} \rightarrow D3 \rightarrow a$ (图3(d))。

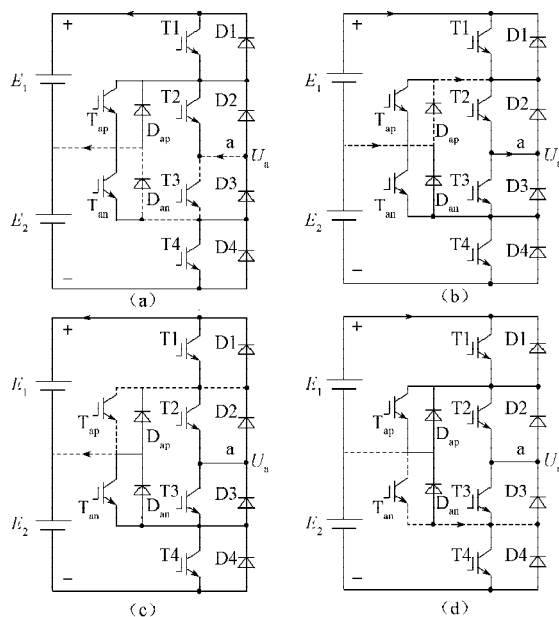


图3 ANPC 逆变器a相电路

Fig.3 Phase a of ANPC inverter

图3(c)和图3(d)保证了内圈T管T2和T3作PWM控制，当它们在PWM控制为“0”不导通时， U_a 为零电平，为感性负荷电流 i_a 提供了通路，这就使内圈T管作PWM控制成为可能。

表1列出了ANPC逆变器a相电路工作的6种状态，除了 U_a 输出为正、负电平外，零电平位有4种状态，上臂工作有两种：0上1和0上2，下臂工作时有两种：0下

1和0下2。注意这里零电平下, T2和T3已不再是NPC情况下的同时导通, 而是互补导通。在ANPC电路的上、下臂 i_a 途径在a点输出零电平下各有2种选择, 从而有可能使逆变器中的T管开关损耗均匀化, 有利于充分发挥T管的能力。

表1 单相ANPC的工作状态

Tab.1 Operation status of single-phase ANPC

T1	T2	T3	T4	T5	T6	a点电平
1	1	0	0	0	1	+
0	1	0	0	1	1	0上2
0	1	0	1	1	0	0上1
1	0	1	0	0	1	0下1
0	0	1	0	0	1	0下2
0	0	1	1	1	0	-

3 ANPC 三相三级逆变器仿真

仿真用Matlab/Simulink 7.0版软件^[5-7], 本仿真假定ANPC三相逆变器用于光伏发电, 向电网输送功率因数为1的正弦波电流的功率。这里用了3种PWM驱动信

号:(1)向外围T1、T4、T5、T8、T9和T12等6只T管发PWM控制信号;(2)向内圈T2、T3、T6、T7、T10和T11等6只T管发PWM控制信号;(3)按电网电压的周波, 轮流向外围和内圈的6只T管发PWM信号。最后一种PWM控制信号可保证所有T管有相同的开关损耗, 即是本文所期望的控制目标。应该指出, 上述3种PWM信号下的外部仿真结果应完全相同。图4为ANPC三相三级PWM逆变器的仿真结构图, 属并网逆变器。图5为主电路模块ANPC-3LI的展开。图6为a相上桥臂Ap和下桥臂An, 它们均由两组T管和反并联的二极管D串联组成, 并带有各自的箝位T管和二极管。逆变器输出经电感L连接至三相交流电网模块ac power。

图4中控制电路有2种:

(1)逆变器T管的驱动模块Drv Sgnl

逆变器T管的驱动模块Drv Sgnl用来产生图5的18个T管的驱动信号, 本仿真中采用了上述3种PWM驱动模式。

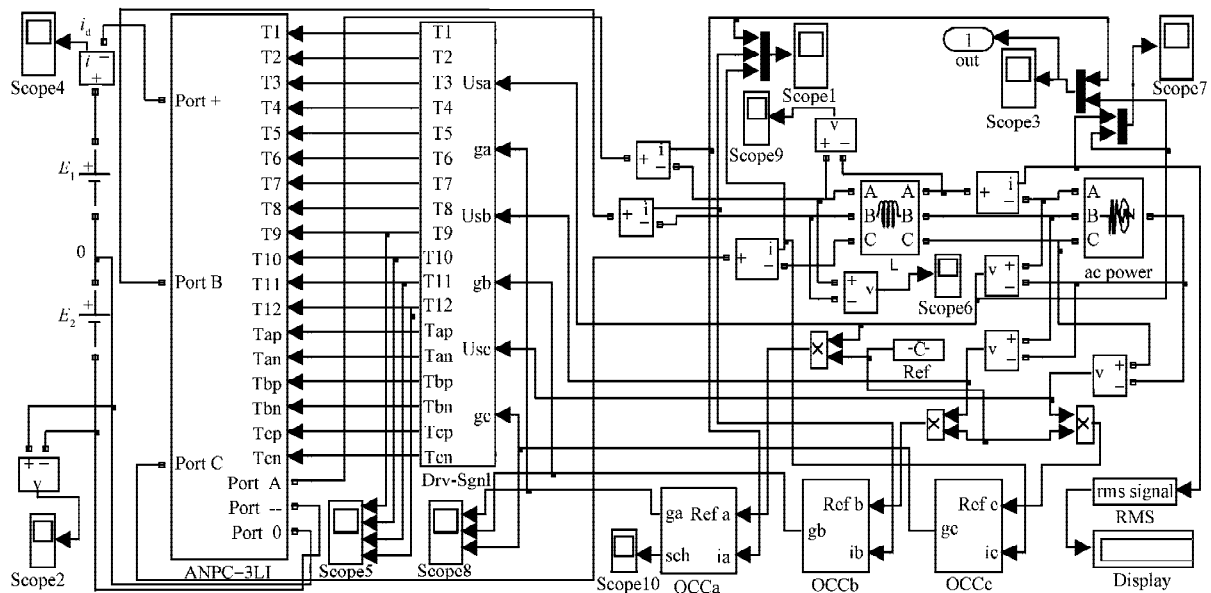


图4 并网的ANPC三相三级PWM逆变器的仿真结构图

Fig.4 Simulation structure of three-phase three-level ANPC-PWM inverter connected to power grid

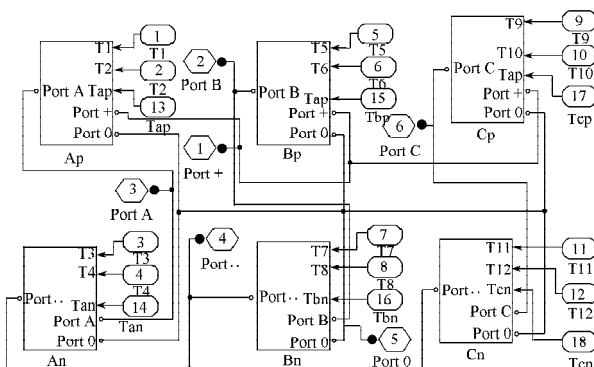


图5 ANPC-3LI模块的展开

Fig.5 Expanding of module ANPC-3LI

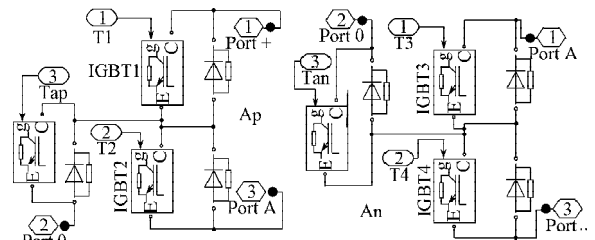


图6 ANPC-3LI的a相上臂(Ap)和下臂(An)的展开

Fig.6 Expanding of upper arm(Ap)& lower arm(An) of phase a of ANPC-3LI

图7示出a相6只T管的驱动信号生成的逻辑结构。图7(a)表示同步电压 U_{sa} 为正时, 外围T1管和T_{an}管作

PWM 控制, T2管导通, T3、T4和 T_{ap} 管断开。其中 g_a 为PWM信号。当 U_{sa} 为负时, a相上臂关断, 下臂作类似的控制。图7(b)表示a相内圈T管作PWM控制时, 即T2或T3作PWM控制, T1和T4恒导通时, 驱动信号生成逻辑结构。图8为按工频周波交替用PWM信号驱动外围和内圈三相6只T管。也就是第一周波按图7(a)结构驱动外围6只T管, 下一周波按图7(b)结构驱动内圈6只T管, 如此不断地交替驱动。

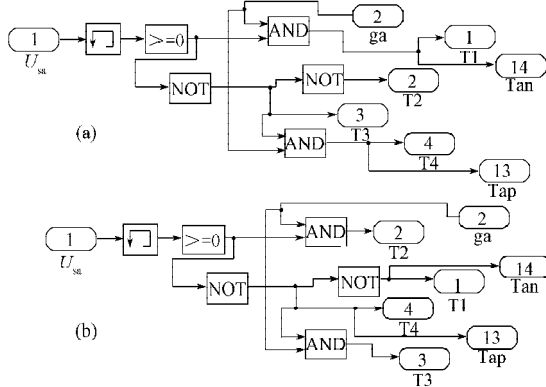


图7 a相外围(a)和内圈(b)T管PWM信号生成逻辑结构
Fig.7 PWM signals forming logic structure for tubes T of inner and outer ring of phase a

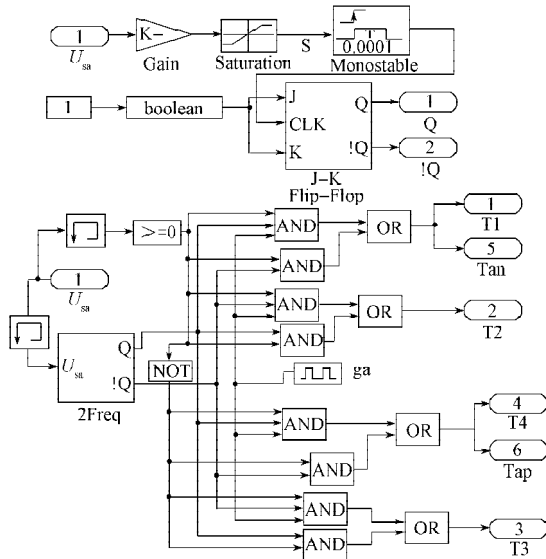


图8 内外圈T管PWM信号交替生成结构图
Fig.8 Alternative forming structure of PWM signals for tubes T of inner and outer ring

图8下部表示该PWM信号生成结构, 图8上部为其子模块2Freq的展开, 它是用来生成交替控制信号Q、!Q的, 其相关点波形如图9所示。

(2)三相用3个单周控制^[4]模块(OCC_a, OCC_b, OCC_c)

三相用3个完全相同的单周控制^[4]模块(OCC_a, OCC_b, OCC_c), 图10为 OCC_a 的展开图。其输入: 被控信号是逆变器a相输出电流 i_a , 参考信号Refa采用的是与电网a相电压 E_a 成正比的信号, Refa的大小受图4中的Ref控

制。因为要让OCC中比较器Compa正确比较, i_a 和Refa均需用绝对值, 图10中的开关Switch用于积分器 $1/s$ 清零。

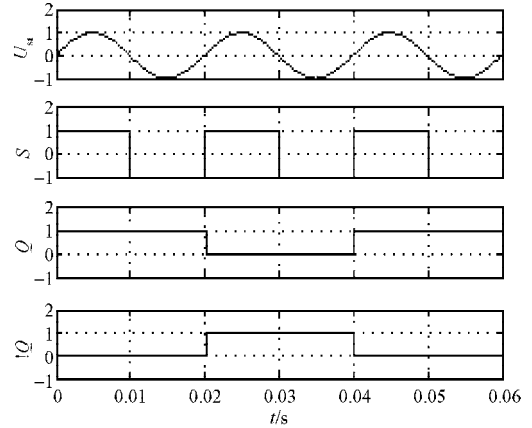


图9 交替控制用信号Q、!Q的波形

Fig.9 Waveforms of alternative control signals Q and !Q

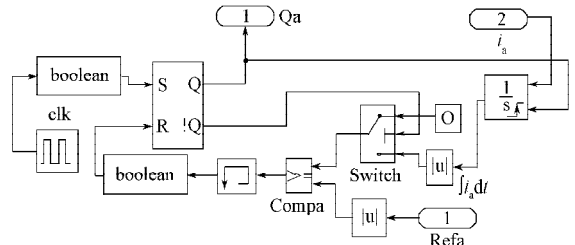


图10 OCC_a 模块的展开

Fig.10 Expanding of module OCC_a

注意这里逆变器输出电流 i_a 要跟随其参考信号Refa, 亦即电网a相电压 E_a , 这就能保证功率因数接近1。图4结构图中还有一些用于测量电压、电流的单元, 电流有效值的显示以及若干示波器Scope用于观察仿真结果。

图4仿真电路元件参数如下: 直流电源 $E_1=E_2=120$ V; 电感 $L_a=L_b=L_c=L=0.3$ mH; 电网电压ac Power, 三相, 50 Hz, 线电压有效值100 V, 每相内阻0.02 Ω ; 二极管D管压降0.8 V; 全控型开关T管为IGBT, 管压降1 V, 通态电阻 $R_{on}=0.001$ Ω , 吸收电路电阻 $R_s=100$ k Ω ; 单周控制用的时钟频率clk=1 kHz; 仿真用参考值Ref=(1~6) $\times 10^{-4}$ A $\cdot$ s。图11为静态仿真, 示出当OCC模块输入随参考值Ref变化时逆变器输出a相电流 i_a 的有效值, 可以看出两者成正比关系。图12是Ref=0.000 2 A $\cdot$ s时, 对单周控制三相三级PWM逆变器的仿真结果。

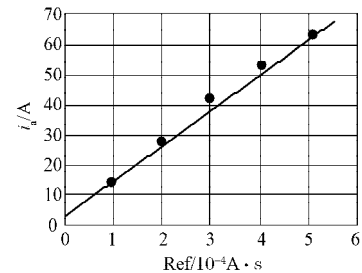


图11 参考值Ref和逆变器输出a相电流 i_a

Fig.11 Relationship between Ref and i_a of phase a of inverter

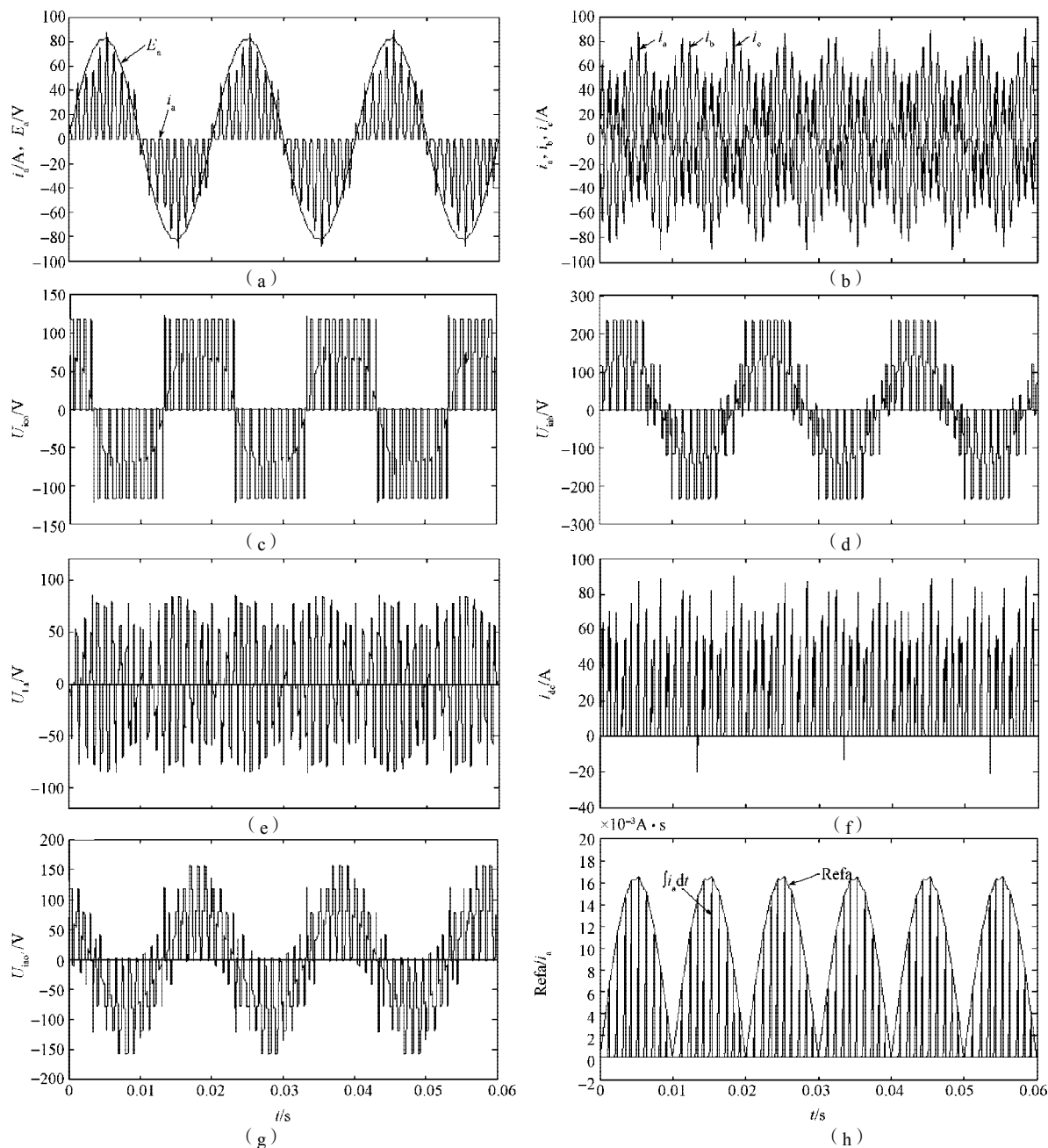


图 12 ANPC 三相三级 PWM 逆变器的仿真结果

Fig.12 Simulation results of three-phase three-level ANPC PWM inverter

图 12(a)为电网电压 E_a 和逆变器输出a相电流 i_a ,可看出电压、电流同相,功率因数接近1,电流 i_a 接近正弦。初看起来似乎为电网输出功率,但这里正电流 i_a 是逆变器输出电流,实际上与 E_a 反向,所以是电网吸收功率。

图 12 (b)为逆变器输出的三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c ,是三相对称的幅值80多安培的正弦波形。

图 12 (c)为逆变器c相输出对直流侧中点的电压 U_{ico} ,即幅值120 V的多脉冲组成的单极性方波,该方波中脉宽按正弦分布。

图 12(d)是逆变器输出a、b相间电压 U_{iab} ,为5级的阶梯波。

图 12(e)是跨在a相电感 L_a 上的电压波形,它保证了逆变器输出方波电压过渡到电网的正弦电压波形。

图 12(f)为直流电源输出电流 i_{dc} 的波形, i_{dc} 为正,直流电源可输出功率。

图 12(g)为逆变器a相输出对电网中性点 o' 的波形。

图 12(h)为单周控制模块OCC_a参考输入Ref_a与a相电流 i_a 相比较的情况,显然 i_a 能很好地跟随Ref_a,保证了功率因数接近1。

应当指出,联网电感的大小对逆变器输出电流的大小和波形影响很大,在实际应用中宜谨慎选择。

图13表示了在其他参数不变,联网电感 L 由0.3 mH增加至5 mH时,逆变器输出三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的波形,该电流呈接近正弦的连续波形,幅值降至约30 A。

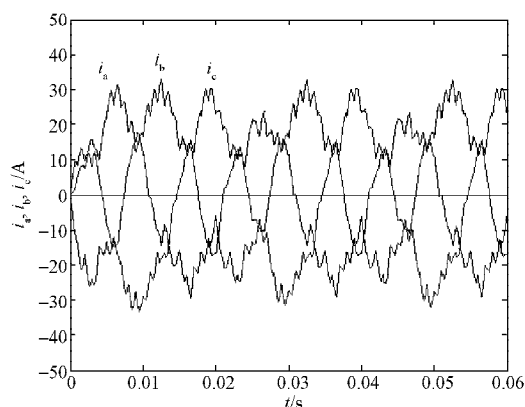


图13 联网电感 L 增大后的三相电流

Fig.13 Three-phase currents after inductance L connected to power grid increasing

图14上部示出三种情况下c相T9、T10、T11和T12的驱动信号,左图——内圈T10和T11作PWM控制,中

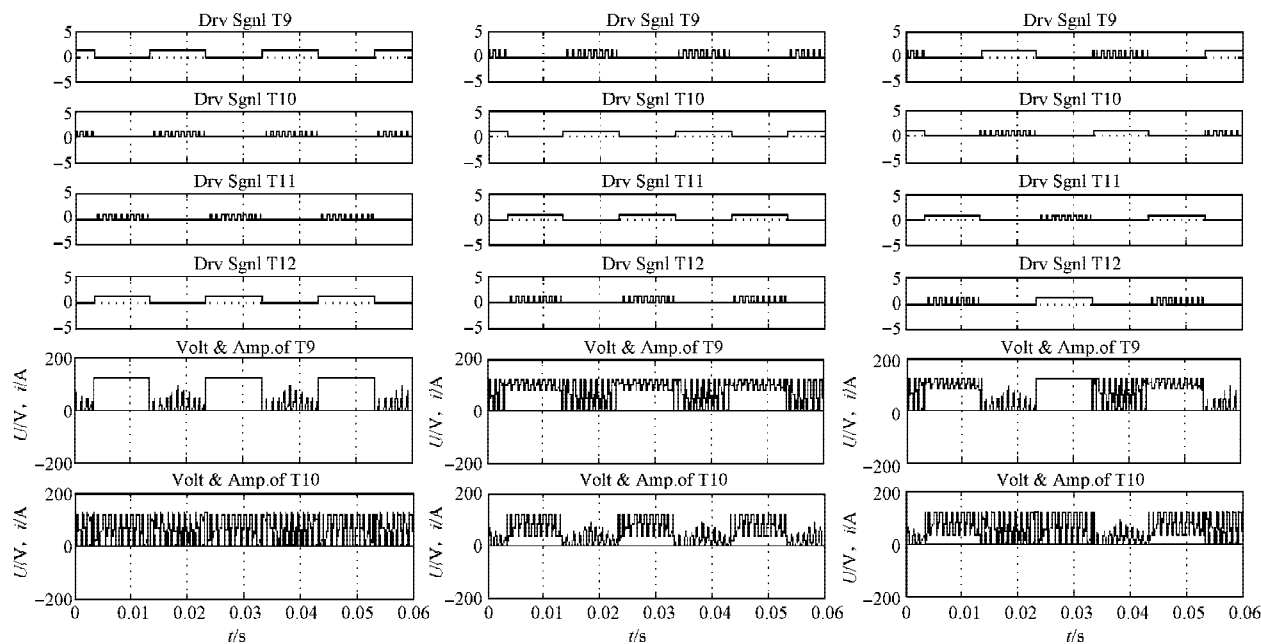


图14 内圈(左)、外围(中)、外围和内圈T管依次(右)作PWM控制时,c相T9、T10、T11和T12管的驱动信号和T9和T10管压降和电流

Fig.14 Driving signal of tube T9,T10,T11,T12 of phase c, voltage drop and current of T9,T10, while tube T of inner (left), outer (middle) ring and tube T of inner, outer ring alternatively (right) under PWM control

4 结语

NPC多级逆变器适用于中、大功率变频器,为节能减排做出了贡献。近年来风电和太阳能光伏等清洁能源的开发也用到逆变器,其容量也愈来愈大,采用多级逆变器是必然的,此外还希望不要或尽量少采用滤波器等器件,这就要求对逆变器采用PWM控制。然而就目前常用的NPC三级逆变器而言,只能对外围的T管作

图——外围T9和T12作PWM控制,右图——内圈T10和T11和外围T9和T12每隔一周波的交替作PWM控制。图14下部为T9和T10管压降和电流。

图14左图正半波时T9恒导通,无电压(导通压降可不计)只有电流脉冲状波形;T10除了相同电流外,因作PWM控制,电压呈脉冲状。在负半波时T9关断,无电流,只有 E_1 电压加在T9上。当T11,T12导通时T10加上 E_2 电压,当T11因PWM为“0”时,T10上电压为0,这样导致T10在负半波时电压也成脉冲状。

图14中图电压正半波时T10恒导通,无电压只有流过电流;而T9除了电流外,因作PWM控制,电压呈脉冲状。

图14右图电压正半波时,T9和T10电压电流波形正好是上述两种波形的交替,这完全证明了ANPC三相三级逆变器所有T管均匀作PWM控制,有相同的开关损耗,有利于其均匀发热,从而最大地发挥三级逆变器的潜力。

PWM控制,导致逆变器T管损耗、发热不均等,从而难以充分利用设备潜能,ANPC多级逆变器解决了这个问题。本文针对ANPC的三相三级逆变器提出按电网电压周波,轮流对三相三级逆变器外围和内圈的T管作PWM控制,以保证所有T管有相同的开关损耗和发热,并且通过Matlab/Simulink仿真予以证实。其广泛应用将会带来巨大的经济效益。

参考文献:

- [1] Rodriguez J. Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2219-2230.
- [2] Florica D. New Active Stacked NPC Multilevel Converter: Operation and Features [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2272-2278.
- [3] Bruckner T, Bernet S, Guldner H. The active NPC converter and its loss-balancing control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(3): 855-868.
- [4] Smedley K M, Cuk S. One-cycle control of switching converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6): 625-633.
- [5] 邱晓林, 李天柁, 弟宇鸣, 等. 基于Matlab的动态模型与系统仿真工具——Simulink 3.0/4.X [M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2003.
- [6] 王忠礼, 段慧达, 高玉峰. MATLAB应用技术——在电气工程与自动化专业中的应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2007.
- [7] 吴天明, 谢小竹, 彭彬. MATLAB电力系统设计与分析[M]. 北京: 国防工业出版社, 2004.

(上接第4页) 局部放电量都在4 pC以下, B厂家样品封装的模块有一个局部放电量超过了10 pC。这表明: 在相同的封装和测试条件下, A厂家样品封装的模块有更好的绝缘性能。

AlN覆铜衬板的理论绝缘电压很高, 可以达到15 kV/mm。但是AlN陶瓷板中的孔洞、AlN陶瓷板和附铜层之间的空洞均会降低AlN覆铜衬板的绝缘电压。金属层表面的凸起或者外形瑕疵也会导致局部电场增强, 降低AlN覆铜衬板的绝缘性能。衬板在氟油中测试的跳变电压差异较大, 从4.8 kV到9 kV不等, 这主要缘于AlN覆铜衬板本身的缺陷差异。AlN覆铜衬板封装成模块后, 在6 kV条件下只有一个模块局部放电量超过10 pC, 其绝缘性能明显提高。这一差异主要取决于测试环境。在氟油中对衬板进行测试, 没有经过真空处理, 衬板表面以及氟油中都会有残存的空气和水汽, 这些残留杂质会被高压击穿, 增加局部放电量, 降低AlN覆铜衬板跳变电压的测量值。而封装在模块中的AlN覆铜衬板被环氧树脂和硅胶密封, 可以有效隔绝外界空气和水汽, 保证了AlN覆铜衬板跳变电压测量值的准确性。

3 结语

本文研究了高压IGBT模块AlN覆铜衬板的特性。对AlN覆铜衬板进行了正面可焊性和背面可焊性实验, 测试了其阻焊层效果, 并对焊接空洞率进行了对比分析, 发现基板焊接的空洞率明显大于芯片焊接的。在可键合性验证中, 采用键合点外观和推力值对其键合效果

进行了分析。通过衬板级和模块级局部放电测试, 验证了AlN覆铜衬板的绝缘性。对比测试结果发现, 局布放电测试环境对材料绝缘性的影响非常大。经过对两个厂家的AlN覆铜衬板各项性能的测试, 掌握了AlN覆铜衬板的评估技术。实验验证结果表明, 它们都满足高压IGBT模块封装的要求, 但是A厂家的样品AlN覆铜衬板的键合强度和绝缘性能更好。

参考文献:

- [1] Yoshitaka N, Kazunaga O, Fumihiko M, et al. 高可靠性IGBT模块封装的设计[J]. 袁海斌, 译. 电力电子, 2010(4): 62-66.
- [2] William W S, Ronald P C. Power Electronic Modules Design and Manufacture[M]. New York: CRC Press LLC, 2005.
- [3] Fabian J H, Hartmann S, Hamidi A. Analysis of Insulation Failure Modes in High Power IGBT Modules[C]//Industry Applications Conference, 2005: 799-805.
- [4] Kluge W P, Gobrecht J. Directly Bonded Copper Metallization of AlN Substrate for Power Hybrids[C]//Material Research Society Symposia Proceedings. Boston, 1985: 399-404.
- [5] Kurihara Y, Shigeru T, Satoru O, et al. Bonding Mechanism between Aluminum Nitride Substrate and Ag-Cu-Ti Solder[J]. Components, Packaging, and Manufacturing Technology, 1992, 15(3): 361-368.
- [6] Chamund D J, Coulbeck L, Newcombe R, et al. High Power Density IGBT Module for High Reliability Applications[C]//Power Electronics and Motion Control Conference, 2009: 274-280.
- [7] Ramy A, Florin U, Wai T N, et al. The Current Sharing Optimization of Paralleled IGBTs in a Power Module Tile Using a PSpice Frequency Dependent Impedance Model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (1): 206-217.
- [8] 覃荣震, 张泉. 大功率IGBT模块封装中的超声引线键合技术[J]. 大功率变流技术, 2011(2): 22-25, 48.