

中点钳位型三电平逆变器通态损耗分析

王群京 陈 权 姜卫东 胡存刚

(合肥工业大学电气与自动化学院 合肥 230009)

摘要 研究了中点钳位型三电平逆变器通态损耗的一种简单计算方法。根据电流、电压关系确定器件导通规律,进而计算出器件导通占空比,由此推导出用于分析计算的导通损耗表达式。该表达式与器件静特性、功率因数、调制度及负载电流有关,利用其计算不同载波调制下通态损耗时只需改动导通占空比。另外,采用该损耗模型对正弦波调制和三次谐波注入法调制下的三电平逆变器通态损耗进行了分析比较,所得结论为三电平逆变器损耗研究奠定了基础。

关键词: 三电平逆变器 通态损耗 正弦波 PWM 三次谐波注入法 PWM

中图分类号: TM464

Analysis of Conduction Losses in Neutral-Point-Clamped Three-Level Inverter

Wang Qunjing Chen Quan Jiang Weidong Hu Cungang

(Hefei University of Technology Hefei 230009 China)

Abstract An effective and straightaway conduction-loss-analysis method, which is one of the important considerations in neutral-point-clamped (NPC) three-level inverter, is investigated. The conduction loss expressions are derived based on the knowledge of conduction devices, which are determined by the working condition and the conduction duty cycle. The results clearly show conduction losses are the function of semiconductor static characteristic, power factor, modulation depth and load current. They can be utilized to calculate conduction losses for different carrier-based modulation methods. The loss model is used for analysis and comparison on two different modulation strategies, sinusoidal PWM (SPWM) and third harmonic injection PWM (THIPWM), in the paper. This approach should benefit the prediction and further investigations of power semiconductor losses for three-level inverter.

Keywords: Three-level inverter, conduction losses, sinusoidal PWM (SPWM), third harmonic injection PWM (THIPWM)

1 引言

多电平逆变器适合应用于要求谐波小、高压、大功率的领域,但是随着输出电平数的增加,拓扑结构中半导体器件数目也需增加,因此从实用性和控制复杂性方面考虑,选择较多的拓扑方案仍然是中点钳位型(NPC)三电平拓扑结构。目前,在三电平 NPC 变换器中应用的主流器件仍然是 IGBT 和快恢复二极管,这些器件在运行时要产生损耗,主

要由通态损耗和开关损耗组成。随着器件开关特性的优化,通态损耗占变换器总体损耗的比重越来越大,特别是软开关技术的应用使得开关损耗大大减小^[1],通态损耗从而成为主要功率损耗源。因此,精确计算通态损耗是逆变器系统热设计的一个重要环节。

对于两电平逆变器,已经提出了一些分析通态损耗的方法^[2-4]。文献[2]以规则采样对称双极型正弦调制为例,先计算一个调制周期中每个脉冲的能量,然后再累加,由于逐次累加计算复杂,最终借助 Bessel 函数在一定条件下进行化简。文献[3]利用

半导体器件厂商提供的产品参数，在计算复杂性和精确性方面进行了合理折中，从而相对简单地计算出半导体损耗。文献[4]研究了另一种通态损耗计算方法，它主要根据逆变器开关器件在运行中可能的导通信息。虽然上述方法为变换器损耗研究奠定了基础，但它们不可以照搬应用于中点钳位型三电平逆变系统的损耗计算，因为三电平逆变器结构具有与两电平逆变器不同的特点：每个桥臂中各半导体器件的导通时间不对称；二极管钳位型逆变器中附加安装了两只钳位二极管；根据负载电流向和逆变器开关状态确定的同一时刻开通器件不是单一器件。

多电平逆变器的特点之一是半导体器件相对较多，计算其通态损耗的最大障碍主要是如何确定这些器件的导通规律及导通时间。文献[5]论及了作者提出的混合四电平中点钳位拓扑功率损耗计算，文献[6-8]则对级联式多电平通态损耗进行了研究。本文借鉴上述损耗计算方法，在分析 NPC 三电平逆变器开关器件导通、关断机理的基础上，提出分析计算通态损耗简单且精确的方法。该方法可用在假设输出电流为正弦波的情况下，调制算法具有确定关系式的通态损耗计算。文章还对三电平逆变器分别在 SPWM 和 THIPWM 调制方式下的通态损耗进行了理论计算和比较。

2 三电平逆变器通态损耗计算

2.1 运行时器件导通状况分析

NPC 型三电平逆变器在稳态工作时共有三种工作模式，相应的有 2、1、0 三种开关状态，如表 1 所示。根据负载电流向，又可分为六种电流通流方式。假设负载电流 i_L 由逆变器流入负载方向为正，反之为负，则六种电流通流方式如图 1 所示。例如，某桥臂工作于 2 状态，即主开关 VT_1 、 VT_2 导通， VT_3 、 VT_4 关断，当电流反向流入负载时，电流由 2 点流过 VT_1 、 VT_2 到达负载，即图 1a 所示；当电流由负载流出，此时电流由负载流过反并二极管 VD_2 、 VD_1 注入 2 点，即图 1d 所示。

表 1 三电平逆变器主开关工作模式

Tab.1 Switching model of three-level inverter

工作模式	VT_1	VT_2	VT_3	VT_4	输出电压	状态标记
1	通	通	断	断	$+U_d/2$	2
2	断	通	通	断	0	1
3	断	断	通	通	$-U_d/2$	0

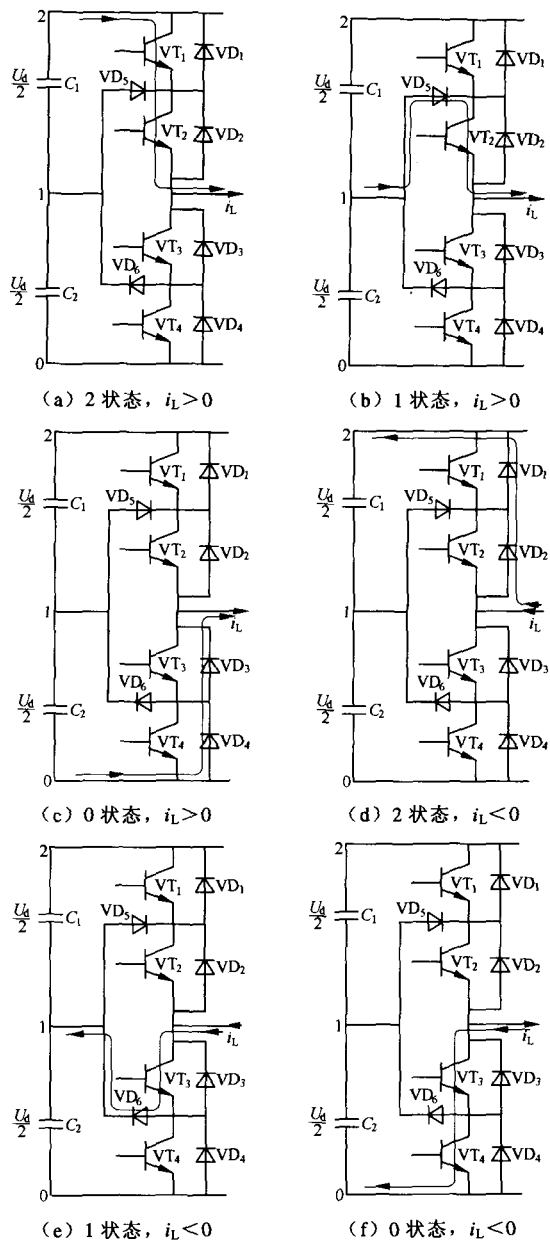


图 1 负载电流向与开关状态下电流通流路径

Fig.1 Current path based on load current and switching state

假设负载为感性或阻感性，采用载波调制方法，若载波比大于 10，则可认为负载电流波形为正弦^[2]。结合图 1 分析，同时确保三电平逆变器中只允许 2 → 1 → 0 或 0 → 1 → 2 开关状态切换原则，可得当功率因数角为 θ 时一个调制周期内电流流经的器件情况，如图 2 所示。

2.2 开关导通占空比计算

由图 2 可知，计算各导通器件的平均损耗需要确定相应器件在一个调制周期内的导通时间，它由每个载波周期内器件导通脉冲累加而成。如图 3 所示，设 α_k 为第 k 个脉冲的中心位置，两侧脉宽分别

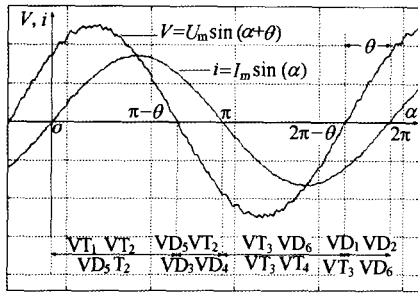


图2 载波周期内开通器件与电压、电流之间的关系

Fig.2 Relationship between conduction devices and voltage and current

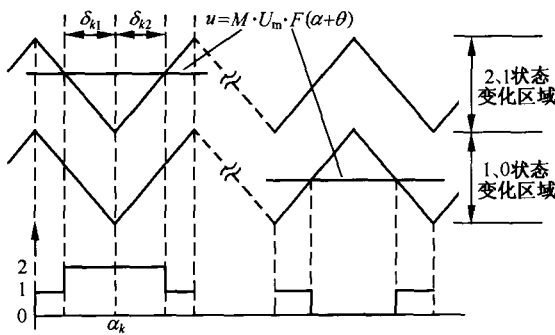


图3 载波调制三电平逆变器开关状态确定

Fig.3 Switching states determined by carrier-based modulation

为 δ_{k1} 、 δ_{k2} ，如果在应用中采取规则采样，那么 $\delta_{k1} = \delta_{k2}$ 。另外，图3也表明：由调制波信号与载波信号的比较结果可确定逆变器中半导体器件的开关状态。根据相似三角形原理，NPC三电平逆变器的通态占空比可计算得出，见表2。表2中 M 表示调制指数， $F(\theta + \alpha)$ 表示任意调制函数表达式， α 表示瞬时相位， D_{P2} 表示2、1变化区域内开关状态2的导通占空比 $MF(\theta + \alpha)$ ，同理，其他状态下的占空比分别用 D_{P1} 、 D_{N1} 、 D_{N0} 表示。定义载波周期内通态占空比为 $D = t_{on}/T_c$ ，其中 t_{on} 为器件导通时间， T_c 为载波周期。例如，当采用调制策略为 SPWM 和 THIPWM 时

$$F_{SPWM}(\theta + \alpha) = \sin(\theta + \alpha) \quad (1)$$

$$F_{THIPWM}(\theta + \alpha) = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\sin(\theta + \alpha) + \frac{1}{6} \sin(3(\theta + \alpha)) \right] \quad (2)$$

表2 开关器件导通占空比

Tab.2 The duty cycle of conduction devices

	开关状态	占空比	标记
2→1 状态变化区域	2	$MF(\theta + \alpha)$	D_{P2}
	1	$1 - MF(\theta + \alpha)$	D_{P1}
1→0 状态变化区域	1	$1 + MF(\theta + \alpha)$	D_{N1}
	0	$-MF(\theta + \alpha)$	D_{N0}

2.3 通态损耗计算

电流流经器件的静态特性是计算通态损耗的重要参数。下面研究的主开关器件以现代变换器中广泛应用的带续流二极管的 IGBT 模块为例，钳位二极管选用快恢复二极管。IGBT 典型静特性表达式定义为^[3]

$$V_{VT} = \frac{V_{CEN} - V_{CEO}}{I_{CN}} i_c + V_{CEO} \quad (3)$$

式中 I_{CN} 、 V_{CEN} ——器件制造商提供的额定电流和在额定电流下的集射极电压
 V_{CEO} ——饱和压降，取决于所应用的 IGBT 型号

同理，定义二极管静态特性表达式为

$$V_{VD} = \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_{CN}} i_c + V_{FO} \quad (4)$$

式中 V_{FN} ——二极管在额定电流下的二极管压降
 V_{FO} ——二极管门槛电压

在式(3)、式(4)中，一般选定 $T_j = 125^\circ\text{C}$ 时参数，因 $T_j \geq 125^\circ\text{C}$ 时参数误差比在 25°C 时低很多。

设负载电流

$$i_L = I_m \sin \alpha \quad (5)$$

式中 I_m ——负载电流幅值

下面以计算 VT_1 开关管损耗为例说明 NPC 三电平逆变器半导体器件通态损耗计算。在一个载波周期中 VT_1 的能量损耗计算式为

$$E_{VT1} = (R_{VT1} I_m \sin \alpha + V_{CEO}) \cdot I_m \sin \alpha \cdot D_{P2} \cdot T_c \quad (6)$$

式中 $R_{VT1} = (V_{CEN} - V_{CEO})/I_{CN}$ 。如果载波与调制波频比增大，则 T_c 减小，从而每个脉冲内能量损耗下降，脉冲数目相应增加，由文献[3, 9, 10]可知，式(6)可化为微分形式。 VT_1 在一个周期内的平均能量是在开通时间内能量微分的积分。如图2所示， VT_1 能耗的积分限为 $[0, \pi - \theta]$ ，因此 VT_1 管平均功率为

$$P_{VT1} = \frac{1}{T} \int dE_{VT1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi - \theta} (R_{VT1} I_m \sin \alpha + V_{CEO}) \cdot I_m \sin \alpha \cdot M \cdot F(\alpha + \theta) d\alpha \quad (7)$$

式中 T ——调制波周期

若采用 SPWM 调制，则只需将 $F(\alpha + \theta)$ 替换为 $\sin(\alpha + \theta)$ 进行积分即可。经积分得 VT_1 平均通态功耗为

$$P_{VT1} = \frac{MR_{VT1} I_m^2}{6\pi} (1 + \cos \theta)^2 + \frac{MI_m V_{CEO}}{4\pi} [(\pi - \theta) \cos \theta + \sin \theta] \quad (8)$$

同理，在正弦波调制下，参照 2.1 节分析，计算 VT₂、VD₃/VD₄、VD₅ 通态功率损耗式如下：

$$P_{VT2} = \frac{1}{T} \int dE_{VT1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} (R_{VT2} I_m \sin \alpha + V_{CEO2}) \cdot I_m \sin \alpha \cdot I d\alpha + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\theta}^{\pi} (R_{VT2} I_m \sin \alpha + V_{CEO2}) \cdot I_m \sin \alpha \cdot D_{N1} d\alpha \quad (9)$$

$$P_{VD3/VD4} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\theta}^{\pi} (R_{VD} I_m \sin \alpha + V_{FO3}) \cdot I_m \sin \alpha \cdot D_{N0} d\alpha \quad (10)$$

$$P_{VD5} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} (R_{VD5} I_m \sin \alpha + V_{FO5}) \cdot I_m \sin \alpha \cdot D_{P1} d\alpha + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\theta}^{\pi} (R_{VD5} I_m \sin \alpha + V_{FO5}) \cdot I_m \sin \alpha \cdot D_{N1} d\alpha \quad (11)$$

式 (9) ~ 式 (11) 积分得

$$P_{VT2} = \left(\frac{R_{VT2} I_m^2}{4} + \frac{I_m V_{CEO2}}{\pi} \right) - \frac{R_{VT2} I_m^2 M}{6\pi} (1 - \cos \theta)^2 + \frac{I_m V_{CEO2} M}{4\pi} (\theta \cos \theta - \sin \theta) \quad (12)$$

$$P_{VD3/VD4} = \frac{M V_{FO3} I_m}{4\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) + \frac{M R_{VD3} I_m^2}{6\pi} (1 - \cos \theta)^2 \quad (13)$$

$$P_{VD5} = \left(\frac{R_{VD5} I_m^2}{4} + \frac{I_m V_{FO5}}{\pi} \right) + M \left\{ \frac{V_{FO5} I_m}{4\pi} [(2\theta - \pi) \cos \theta - 2 \sin \theta] - \frac{R_{VD5} I_m^2}{3\pi} (1 + \cos^2 \theta) \right\} \quad (14)$$

在 NPC 三电平逆变器中，为了控制简单、可靠，通常选定的每个桥臂四个主开关器件特性几乎相同，两只钳位二极管特性也相同，因此有 P_{VT1}=P_{VT4}；P_{VT2}=P_{VT3}；P_{VD5}=P_{VD6}；P_{VD3/VD4}=P_{VD1/VD2}。从而总通态损耗为

$$P_{cond} = 3 \times (2P_{VT1} + 2P_{VT2} + 2P_{VD5} + 4P_{VD3/VD4}) \quad (15)$$

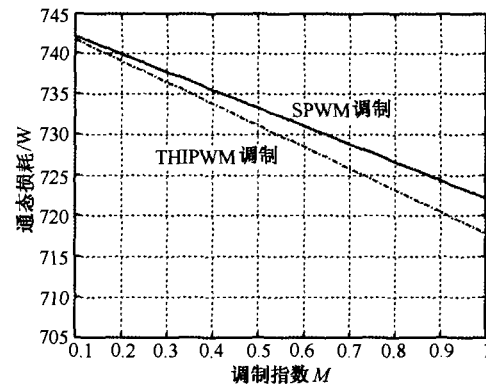
式 (7)、式 (11) ~ 式 (13) 是在 SPWM 下计算逆变器各开关器件的通态损耗表达式，对于 THIPWM 调制通态损耗计算只需根据式 (2) 改变相应占空比即可 (见附录)。上述表达式表明三电平逆变器通态损耗与负载电流、器件静态特性、调制系数 M、功率因数角 θ 有关。

3 通态损耗比较与分析

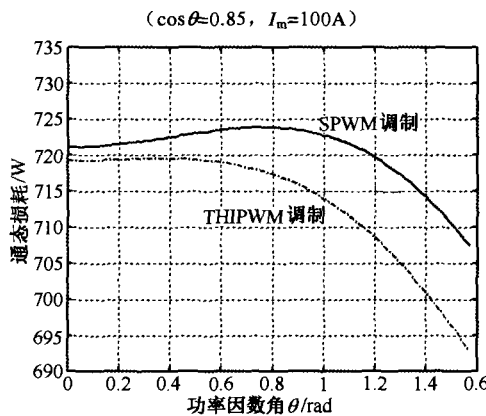
如果要合理地 NPC 三电平逆变器进行热设

计，那么就要了解不同负载工况和调制策略对损耗的影响。下面以 SPWM 和 THIPWM 调制为例，对这两种调制下的通态损耗进行比较。用于分析比较通态损耗的有关参数为：IGBT 模块型号 CM1200HC-50H；饱和压降 V_{CEO}=1.8V；IGBT 等效电阻 R_{VT}=1mΩ；反并二极管门槛电压 V_{FO}=1.5V；反并二极管等效电阻 R_{VD}=0.833mΩ；钳位二极管型号 2FI100G-100；门槛电压 V_{FM}=1.65V；等效电阻 R_{FD}=4.7mΩ；载波频率 f_c=1.5kHz。

图 4a, 4b 是在 SPWM 和 THIPWM 调制下，调制指数 M 和功率因数角 θ 变化对通态损耗的影响。由图 4 可知，THIPWM 在同等负载工况下产生的通态损耗比 SPWM 小，而且随着调制指数的增大通态损耗稍有减小，随着功率因数的减小两种调制方法通态损耗也有下降趋势。其原因首先是由于 M 和 θ 确定了不同器件导通占空比，其次是由于半导体开关静特性参数具有：V_{CEO}>V_{FM}>V_{FO}，R_{FD}>R_{VT}>R_{VD}。



(a) M 变化两种调制策略通态损耗比较



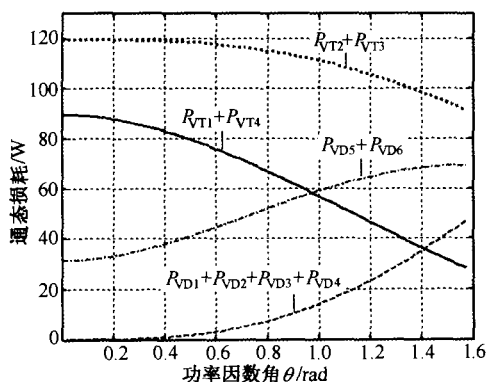
(b) θ 变化两种调制策略通态损耗比较

(M=0.95, I_m=100A)

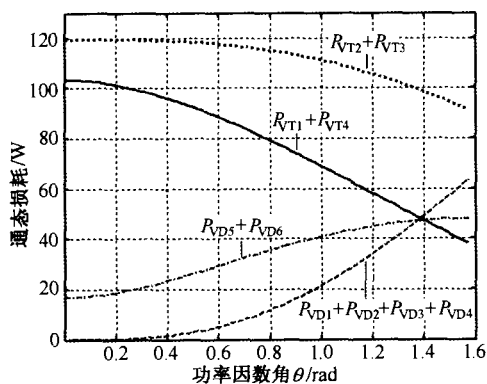
图 4 两种调制方式下通态损耗

Fig.4 Conduction losses for two modulation methods

图5是在SPWM和THIPWM调制下各功率器件的通态损耗。由图5可知，VT₂、VT₃产生的通态损耗最大，反并二极管通态损耗较小，这也可根据2.1节分析得出。例如，VT₂在[0, π-θ]范围内全导通，且在[π-θ, π]范围内导通占空比为D_{N1}，VT₃在[π, 2π]范围内与VT₂导通状况对称，而四只主开关器件的反并续流二极管仅在[π-θ, π]范围内导通，导通占空比为D_{N0}。



(a) θ变化SPWM调制每桥臂器件通态损耗



(b) θ变化THIPWM调制各桥臂器件通态损耗

图5 两种调制方式下通态损耗分布
(M=0.95, I_m=100A)

Fig.5 Distribution of conduction losses for two modulation techniques when M=0.95 and I_m=100A

图6表明NPC三电平逆变器的通态损耗与输出电流近似呈线性关系，与PWM调制策略几乎无关。其原因是由于此种型号IGBT转移特性、反并续流二极管和钳位二极管伏安特性较优，即其等效电阻很小，也即由这部分引起的通态损耗对电流与总通态损耗之间的关系影响不大。另外，在0<θ<1.347范围内F_{THIPWM}(θ+α)>F_{SPWM}(θ+α)，即采用THIPWM调制时D_{P2}、D_{N1}较大，也即主开关器件损耗稍大，但是此种情形下反并二极管与钳位二极管通态损耗较小，使得SPWM调制比THIPWM调制总体通态损耗稍大。在1.347<θ<π/2范围内，

采用THIPWM调制时D_{P2}、D_{N1}较THIPWM调制小，经分析也得出同样的结果，也可由图5中当θ=arccos0.85处的通态损耗值得到。图6验证了分析结果。

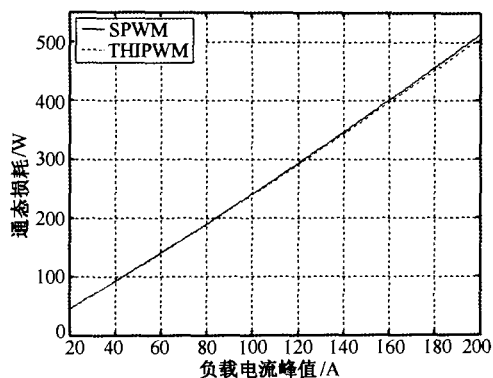


图6 负载电流对通态损耗影响
(M=0.95, cosθ=0.85)

Fig.6 Conduction losses effected by load current when M=0.95 and cosθ=0.85

图7是NPC三电平逆变器中IGBT、反并二极管和钳位二极管在两种调制方法下的通态损耗分布，表明IGBT模块反并二极管的通态损耗与其他半导体器件相比很小，实际中完全可以忽略不计。另外，由于在cosθ=0.85、M=0.95情形下，THIPWM调制的D_{P2}、D_{N1}较SPWM大，因此SPWM调制时IGBT产生的损耗比THIPWM调制稍小（实际上，在0.22<cosθ<1范围内均有此结论）。

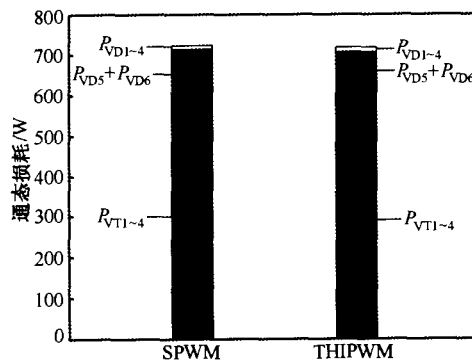


图7 三电平逆变器中通态损耗分布
(M=0.95, cosθ=0.85, I_m=100A)

Fig.7 Distribution of conduction losses in three-level inverter when M=0.95,cosθ=0.85 and I_m=100A

4 结论

中点钳位型三电平逆变器与两电平逆变器在运行方式和结构上均不相同，要准确分析三电平逆变

器各导通器件的通态损耗是一难点。同时本文针对三电平变换器的特点,在分析半导体器件在负载条件下导通、关断机理的基础上,推导了钳位型三电平变换器各器件的通态损耗表达式,该表达式具有通用性。同时,本文还利用推导的通态损耗表达式研究了两种常用调制三电平变换器策略下的通态损耗,研究结果表明

(1) 三电平逆变器的通态损耗与输出电流近似呈线性关系。

(2) 采用 SPWM 调制比 THIPWM 调制通态损耗稍大。

(3) 反并续流二极管的通态损耗很小,可忽略不计。

(4) 在功率因数角变化很宽范围内, SPWM 调制下主开关器件通态损耗比 THIPWM 稍小。

附 录

三次谐波注入法 PWM 控制中点钳位型三电平逆变器器件通态损耗计算如下:

$$P_{VT1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} (R_{VT1} I_m \sin \alpha + V_{CEO}) \cdot I_m \sin \alpha \cdot M \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\sin(\alpha + \theta) + \frac{1}{6} \sin 3(\alpha + \theta) \right] d\alpha$$

$$= \frac{I_m M}{180\sqrt{3}\pi} \left\{ 8I_m R_{VT1} \cos^4 \left(\frac{\theta}{2} \right) (37 - 8 \cos \theta) + 15V_{CEO} [6(\pi - \theta) \cos \theta + (6 + \sin^2 \theta) \sin \theta] \right\} \quad (A-1)$$

$$P_{VD3/VD4} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\theta}^{\pi} (R_{VD3} I_m \sin \alpha + V_{FO3}) \cdot I_m \sin \alpha \cdot (-1) \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\sin(\alpha + \theta) + \frac{1}{6} \sin 3(\alpha + \theta) \right] d\alpha$$

$$= \frac{I_m M}{180\sqrt{3}\pi} \left\{ 296I_m R_{VD3} \sin^4 \left(\frac{\theta}{2} \right) + \cos \theta \left[-90\theta V_{FO3} + 64I_m R_{VD3} \sin^4 \left(\frac{\theta}{2} \right) \right] + 15V_{FO3} (6 + \sin^2 \theta) \sin \theta \right\} \quad (A-2)$$

$$P_{VT2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} (R_{VT2} I_m \sin \alpha + V_{CEO2}) \cdot I_m \sin \alpha \cdot d\alpha + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\theta}^{\pi} (R_{VT2} I_m \sin \alpha + V_{CEO2}) \cdot I_m \sin \alpha \cdot \left[1 + \frac{2M}{\sqrt{3}} \left[\sin(\alpha + \theta) + \frac{1}{6} \sin 3(\alpha + \theta) \right] \right] d\alpha$$

$$= \frac{I_m}{540\pi} \left\{ -296\sqrt{3}I_m MR_{VT2} \sin^4 \left(\frac{\theta}{2} \right) + \right.$$

$$2\sqrt{3}M \cos \theta \left[45\theta V_{CEO2} - 32I_m R_{VT2} \sin^4 \left(\frac{\theta}{2} \right) \right] + 15(9I_m \pi R_{VT2} + 36V_{CEO2} - 6\sqrt{3}MV_{CEO2} \sin \theta - \sqrt{3}MV_{CEO2} \sin^3 \theta) \left. \right\} \quad (A-3)$$

$$P_{VD5} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} (R_{VD5} I_m \sin \alpha + V_{FO5}) \cdot I_m \sin \alpha \cdot \left\{ 1 - \frac{2M}{\sqrt{3}} \left[\sin(\alpha + \theta) + \frac{1}{6} \sin 3(\alpha + \theta) \right] \right\} d\alpha + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\theta}^{\pi} (R_{VD5} I_m \sin \alpha + V_{FO5}) \cdot I_m \sin \alpha \cdot \left\{ 1 + \frac{2M}{\sqrt{3}} \left[\sin(\alpha + \theta) + \frac{1}{6} \sin 3(\alpha + \theta) \right] \right\} d\alpha$$

$$= \frac{I_m}{1080\pi} \left\{ -180\sqrt{3}M(\pi - 2\theta)V_{FO5} \cos \theta - 84\sqrt{3}I_m MR_{VD5} \cos(2\theta) + 5[-76\sqrt{3}I_m MR_{VD5} + 54\pi I_m R_{VD5} + 216V_{FO5} - 81\sqrt{3}MV_{FO5} \sin \theta + 3\sqrt{3}MV_{FO5} \sin(3\theta)] \right\} \quad (A-4)$$

参 考 文 献

- [1] 明正峰,倪光正,钟彦儒. 软开关技术三相 PWM 逆变器及效率的分析研究[J]. 电工技术学报, 2003, 18 (4): 30-35.
Ming Zhengfeng, Ni Guangzheng, Zhong Yanru. Analysis and study of soft-switched inverter and its efficiency[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2003, 18 (4): 30-35.
- [2] Mestha L K, Evans P D. Analysis of on-state losses in PWM inverters[J]. IEE Proc. B, 1989, 136 (4): 189-195.
- [3] Casanellas F. Losses in PWM inverters using IGBTs[J]. IEE Proc. Elect. Power Appl., 1994, 141 (5): 235-239.
- [4] Dahono P A, Sato Y, Kataoka T. Analysis of conduction losses in inverters[J]. IEE Proc. Elect. Power Appl., 1995, 142 (4): 225-232.
- [5] Perantzakis G S, Xepapas F H, Manias S N. A new four-level PWM inverter topology for high power applications-effect of switching strategies on power

- performance of parallel-connected UPS inverters[J]. PESC '03, 2003: 1408-1413.
- [7] 林新春, 段善旭, 康勇, 等. UPS 无互联线并联中基于解耦控制的下垂特性控制方案[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24 (2): 117-122.
- Lin Xinchun, Duan Shanxu, Kang Yong, et al. The droop characteristic control scheme basing on decoupling control in the parallel operation of UPS with no control interconnection[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24 (2): 117-122.
- [8] 林新春, 段善旭, 康勇, 等. 基于下垂特性控制的无互联线并联 UPS 建模与稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23 (12): 33-38.
- Lin Xinchun, Duan Shanxu, Kang Yong, et al. Modeling and stability analysis for parallel operation of UPS with no control interconnection basing on droop characteristic[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23 (12): 33-38.
- [9] 向建玲, 邢岩, 吴渭, 等. 逆变电源中数字电压调节器的一种实现方法[J]. 南京航空航天大学学报, 2003, 23 (6): 625-628.
- Xiang Jianling, Xing Yan, Wu Wei, et al. Novel digital voltagereregulation for inverters with flux balance[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2003, 23(6): 625-628.
- [10] 王茂海, 刘会金. 通用瞬时功率定义及广义谐波理论[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21 (9): 68-73.
- Wang Maohai, Liu Huijin. A universal definition of instantaneous power and broad-harmonic theory[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21 (9): 68-73.
- [11] Byun Y B, Joe T Y, Kim E S, et al. Parallel operation of three-phase UPS inverter by wireless load sharing control[J]. IEEE Trans. on IA, 2000, 29 (1): 526-532.

作者简介

阚加荣 男, 1979 年生, 硕士研究生, 研究方向为逆变器并联控制技术。

谢少军 男, 1968 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事功率电子变换技术等方面的研究。

(上接第 71 页)

- losses distribution[C]. PESC 04, Aachen, Germany, 2004, 6: 4398-4404.
- [6] Massoud A M, Finney S J, Williams B W. Conduction loss calculation for multilevel inverter: a generalized approach for carrier-based PWM technique[C]. Second International Conference on PEMD, 2004: 226-230.
- [7] Sibylle D, Steffen B, Dietmar K. Power loss-oriented evaluation of high voltage IGBTs and multilevel converters in transformerless traction application[J]. IEEE Trans. on Power Elect., 2005, 20(6): 1328-1336.
- [8] Lai J Sh, Leslie L, Ferrell J, et al. Characterization of HV-IGBT for high-power inverter applications[C]. IEEE Conf. IAS'2005, 2005, 1: 377-382.
- [9] Berringer K, Marvin J, Perruchoud P. Semiconductor power losses in AC inverter[C]. IEEE Conf. IAS' 95, 1995, 1: 882-888.
- [10] Bierhoff M H, Fuchs F W. Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation[C]. PESC 04, Aachen, Germany, 2004, 4: 2836-2842.

作者简介

陈 权 男, 1975 年生, 博士研究生, 研究方向为电力电子技术及控制策略。

王群京 男, 1960 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事特种电机及其控制、电磁场计算等方面的研究。