

三电平逆变器直流侧支撑电容器纹波计算方法研究

张洪浩, 周 婷, 郭积晶, 钟 强, 余 情
(株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 三电平逆变器中直流侧支撑电容器的纹波电流影响电容器的容值选择和使用寿命, 同时电容纹波电压影响功率器件需承受的电压, 因此支撑电容器的纹波分析对逆变器设计至关重要。文章通过分析三电平逆变器主电路拓扑和调制方式, 推导得出 NPC 三电平逆变器直流侧支撑电容器纹波电流和纹波电压的数学表达式, 其中纹波电流的有效值与调制比和负载功率因数有关, 纹波电压则与支撑电容器容值和负载功率因数有关; 并通过仿真验证了所推导的数学表达式的正确性。此外, 文章还考虑了杂散电感对支撑电容器电流的影响, 并通过整机测试进行了验证。

关键词: 三电平逆变器; 支撑电容器; 纹波电流; 纹波电压; 杂散电感

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 2096-5427(2020)05-0040-06

doi:10.13889/j.issn.2096-5427.2020.05.008

Research on Calculation Method of DC Side Capacitor Ripple Components for Three-level Inverter

ZHANG Honghao, ZHOU Ting, GUO Jijin, ZHONG Qiang, YU Qing
(Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: Ripple current of DC side capacitor affects capacity selection and life of a capacitor, and ripple voltage of capacitor affects the voltage that power device needs to bear, so analysis of capacitor ripple components is very important for the design of inverter. In this paper, by analyzing topology and modulation mode of main circuit of a three-level inverter, mathematical expressions of ripple current and ripple voltage for DC side capacitor of NPC three-level converter are derived, in which the effective value of the current is related to the modulation ratio and the load power factor, and the ripple voltage is related to the capacitance and the load power factor. In addition, the mathematical expressions have been verified by simulation. The influence of stray inductance on ripple current is also verified by the inverter test.

Keywords: three-level inverter; support capacitor; ripple current; ripple voltage; stray inductance

0 引言

近年来, 二极管箝位 (neutral point clamped, NPC) 三电平逆变器被广泛应用于高压大功率场合。与传统的两电平逆变器相比, 三电平逆变器具有许多优点, 如输出电压等级更高、输出电压变化率更低和输出谐波含量更低等。

收稿日期: 2019-11-13

作者简介: 张洪浩 (1985—), 男, 工程师, 主要从事 IGBT 模块技术研究工作。

基金项目: 国家发改委重大技术装备攻关工程项目 (BZDT-07)

作为 NPC 三电平逆变器的重要组成部分, 直流侧支撑电容器的主要作用是稳定中间直流电压、缓冲中间直流侧与负载之间的能量交换、防止直流电压大幅度波动并抑制直流侧谐波电压^[1-3]。直流侧电容器的纹波成分是 NPC 三电平逆变器设计的关键^[4-5]。一方面流过电容器的纹波电流在电容器串联等效电路上产生的损耗决定了支撑电容器的工作温度, 其影响电容器的使用寿命。另一方面, 三电平模块中每个功率器件需承受的电压为支撑电容器端电压的一半, 同时支撑电容器的纹波电压

影响变流器输出谐波^[6]。在工程应用设计中,支撑电容器的选择对变流器的性能、体积及成本均有较大影响。直流侧支撑电容器容值越大,直流母线电压波动越小,但出于成本及可靠性考虑,需尽可能地减小直流侧支撑电容器容值^[7]。

支撑电容器的纹波电流与逆变器多种输入、输出量有关,目前三电平逆变器支撑电容器的选型主要通过经验和仿真进行估算^[8-10]。本文根据三电平电路拓扑和调制方式推导出理想纹波电流的数学表达式,进一步推导得到纹波电压的数学表达式,并通过搭建逆变器模型仿真验证了所推导的数学表达式的正确性,其可为三电平逆变器模块的工程设计提供参考。本文还考虑了杂散电感对支撑电容器电流的影响,并通过实际整机测试数据进行验证。

1 三电平逆变器结构拓扑

图1为NPC三电平逆变器主电路拓扑,其中VX1~VX4(X=A, B, C)为带反并联二极管的IGBT器件; U_{dc} 是直流输入电源电压;C1和C2为逆变器的上下直流支撑电容器,用于稳定直流母线电压; L_s 是直流电源到支撑电容器的杂散电感; i_{in} , i_s 和 i_{C1} 分别为直流母线输入电流、直流电源输出电流和流经支撑电容器C1的电流。

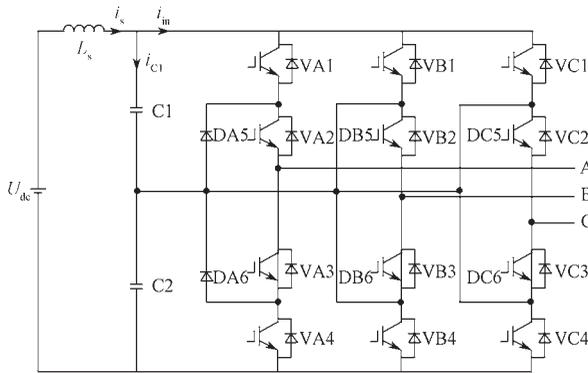


图1 NPC三电平逆变器主电路拓扑图
Fig. 1 Topology of NPC three-level circuit

三电平逆变器调制方式主要有基于载波的脉宽调制法(SPWM)和空间矢量脉宽调制法(SVPWM)^[4],本文以三电平逆变器常用的同相载波层叠法为例进行分析,图2为同相载波法的载波和调制波波形示意。此外,为了提高直流母线电压利用率,可以在调制波中注入三次谐波。

在逆变器各相模块中,VX1和VX3(X=A, B, C)的驱动信号互补,VX2和VX4(X=A, B, C)的驱动信号互补,且包含死区时间。若忽略注入波形和死区时间的影响,A相模块中各功率器件的占空比为

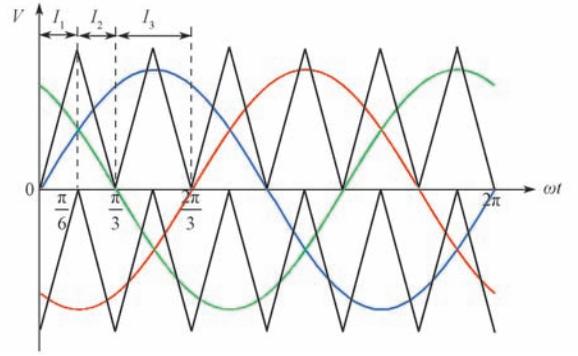


图2 三相调制波和载波波形

Fig. 2 Three-phase modulation waveform and carrier waveform

$$\begin{aligned} d_{VA1} &= \begin{cases} M \sin \omega t, & \sin \omega t > 0 \\ 0, & \sin \omega t < 0 \end{cases} \\ d_{VA2} &= \begin{cases} 1, & \sin \omega t > 0 \\ 1 + M \sin \omega t, & \sin \omega t < 0 \end{cases} \\ d_{VA3} &= \begin{cases} 1 - M \sin \omega t, & \sin \omega t > 0 \\ 1, & \sin \omega t < 0 \end{cases} \\ d_{VA4} &= \begin{cases} 0, & \sin \omega t > 0 \\ -M \sin \omega t, & \sin \omega t < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (1)$$

式中: M ——调制比; ω ——逆变器输出角频率。

2 直流侧支撑电容纹波电流计算

假设三电平逆变器直流侧电源电压为常数且逆变器的输出电流为正弦电流,忽略高次谐波电流的影响,则三相输出电流为

$$\begin{aligned} i_A &= I_N \sin(\omega t - \varphi) \\ i_B &= I_N \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \varphi\right) \\ i_C &= I_N \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \varphi\right) \end{aligned} \quad (2)$$

式中: I_N ——负载电流幅值; φ ——负载功率因数角。

直流母线输入电流 i_{in} 是流经各功率器件的总电流,根据调制规则并结合逆变器主电路结构, i_{in} 可由各相输出电流和器件VA1, VB1和VC1的开关状态表示

$$i_{in} = S_{VA1}i_A + S_{VB1}i_B + S_{VC1}i_C \quad (3)$$

式中: S_{VA1} , S_{VB1} , S_{VC1} ——器件VA1, VB1和VC1的开关状态,1表示开通,0表示关断。

根据图2和式(2),调制波和输出电流均为三相对称,其在每个 $2\pi/3$ 区间内的大小和变化趋势相同,因此只需计算 i_{in} 在 $\left[0, \frac{2\pi}{3}\right]$ 区间内的平均值和有效值。

将 $\left[0, \frac{2\pi}{3}\right]$ 区间划分为 I_1 , I_2 和 I_3 3个子区间,图3为子区间 I_1 内一个开关周期的调制波和三角载波波形,图中 $V_{ref,A}$, $V_{ref,B}$ 和 $V_{ref,C}$ 分别为三相电压参考值。时间段 T_0 , T_1 , T_2 分别为

$$\left. \begin{aligned} T_0 &= \frac{1}{2}(1-d_{VA1}) \times T_s \\ T_1 &= \frac{1}{2}(d_{VC1}-d_{VA1}) \times T_s \\ T_2 &= \frac{1}{2}d_{VA1} \times T_s \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: T_s ——开关周期; d_{VA1} , d_{VC1} ——器件 VA1 和 VC1 的占空比。

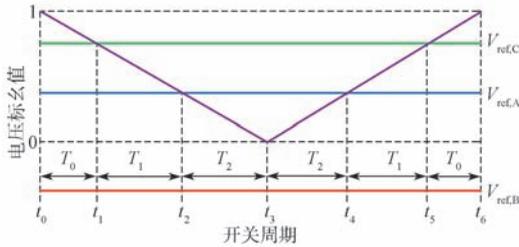


图3 开关周期 T_s 内各相参考电压和载波波形
Fig. 3 Reference voltages and carrier waveform in a switching cycle T_s

根据图3, 开关周期 T_s 内的直流母线输入电流 i_{in} 为

$$i_{in} = \begin{cases} 0, & t_0 \leq t < t_1 \\ i_C, & t_1 \leq t < t_2 \\ i_C + i_A, & t_2 \leq t < t_4 \\ i_C, & t_4 \leq t < t_5 \\ 0, & t_5 \leq t < t_6 \end{cases} \quad (5)$$

在子区间 I_1 内, 一个开关周期的 i_{in} 平均值为

$$i_{in, avg, I_1} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{in} dt = \frac{2}{T_s} (i_C T_1 - i_B T_2) = i_C (d_{VC1} - d_{VA1}) - i_B d_{VA1} \quad (6)$$

结合式(1)和式(2), 式(6)可被化简为

$$i_{in, avg, I_1} = M I_N \left[\cos \varphi - \frac{1}{2} \sin \left(2\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi \right) \right] \quad (7)$$

在子区间 I_1 内, 一个开关周期的 i_{in} 有效值为

$$i_{in, rms, I_1}^2 = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{in}^2 dt = \frac{2}{T_s} (i_C^2 T_1 + i_B^2 T_2) = i_C^2 (d_{VC1} - d_{VA1}) + i_B^2 d_{VA1} \quad (8)$$

结合式(1)和式(2), 则式(8)可改为

$$i_{in, rms, I_1}^2 = M^2 I_N^2 \left[\sqrt{3} \sin^2 \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) \times \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{3} \right) + \sin^2 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) \sin \omega t \right] \quad (9)$$

同理可得到直流母线输入电流 i_{in} 在子区间 I_2 和 I_3 内与式(7)和式(9)类似的平均值和有效值表达式,

则其在 $\left[0, \frac{2\pi}{3} \right]$ 区间的平均值和有效值分别为

$$I_{in, avg} = \frac{3}{2\pi} \left(\int_0^{\frac{\pi}{6}} i_{in, avg, I_1} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} i_{in, avg, I_2} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{in, avg, I_3} d\omega t \right) = \frac{3}{4} I_N M \cos \varphi \quad (10)$$

$$I_{in, rms} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left(\int_0^{\frac{\pi}{6}} i_{in, avg, I_1}^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} i_{in, avg, I_2}^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{in, avg, I_3}^2 d\omega t \right)} = I_N \sqrt{\frac{\sqrt{3}M}{4\pi} (1 + 4 \cos^2 \varphi)} \quad (11)$$

根据图1, i_{in} 、 i_s 和 i_{C1} 的关系为

$$i_{C1} = i_s - i_{in} \quad (12)$$

式(12)中的每个参数均包含直流分量和交流分量, 如式(13)所示。忽略直流电源电流的交流分量 \tilde{i}_s , 同时支撑电容器的直流分量 $I_{C1, avg}$ 为0, 则 i_{C1} 交流分量的表达式如式(14)所示。

$$\tilde{i}_{C1} + I_{C1, avg} = (\tilde{i}_s + I_{s, avg}) - (\tilde{i}_{in} + I_{in, avg}) \quad (13)$$

$$\tilde{i}_{C1} = -\tilde{i}_{in} = I_{in, avg} - i_{in} \quad (14)$$

i_{C1} 的有效值为

$$I_{C1, rms} = \sqrt{I_{in, rms}^2 - I_{in, avg}^2} = I_N \sqrt{\frac{M}{2} \left[\frac{\sqrt{3}}{2\pi} + \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{8} M \right) \cos^2 \varphi \right]} \quad (15)$$

根据式(15), 支撑电容器纹波电流仅与调制比、输出电流和负载功率因数有关, 与逆变器的开关频率无关。图4示出三电平逆变器支撑电容电流标幺值与调制比 M 和功率因数角 φ 的关系。

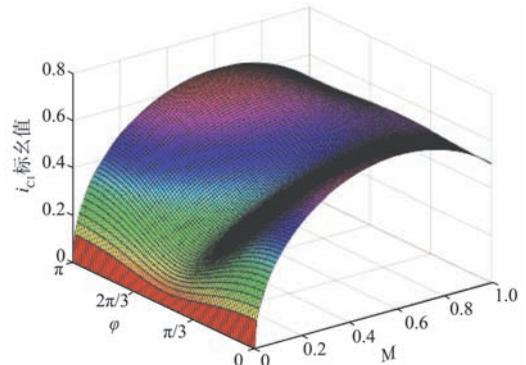


图4 φ , M 和 i_{C1} 标幺值的关系

Fig. 4 Relationship among φ , M and per-unit value of i_{C1}

3 直流侧支撑电容器纹波电压计算

直流侧支撑电容器 C1 充放电时, 其电压会随电流 i_{C1} 的变化而变化。在一个开关周期 T_s 内, 支撑电容器的充放电不等, 多个开关周期充放电量的累积差形成支撑电容器电压波动。结合式(14), 支撑电容器 C1 电压变化的计算式为

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C} \int \tilde{i}_{C1} dt = \frac{1}{C} \int -\tilde{i}_{in} dt = \frac{1}{C} \int (I_{in, avg} - i_{in}) dt \quad (16)$$

式中: C ——支撑电容器容量。

在子区间 I_1 的开关周期 T_s 内, 支撑电容器电压变化如下:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C} \begin{cases} I_{in, avg} T_0, & t_0 \leq t < t_1 \\ (I_{in, avg} - i_C) T_1, & t_1 \leq t < t_2 \\ 2 \cdot (I_{in, avg} + i_B) T_2, & t_2 \leq t < t_4 \\ (I_{in, avg} - i_C) T_1, & t_4 \leq t < t_5 \\ I_{in, avg} T_0, & t_5 \leq t < t_6 \end{cases} \quad (17)$$

子区间 I_1 的每个开关周期 T_s 包括 T_0 、 T_1 和 T_2 这 3 个时间段, 每个时间段内支撑电容器电压变化量分别为

$$\Delta V_{C1, T_0} = \frac{I_{in, avg} T_0}{C} = \frac{3I_N M T_s}{8C} \cos \varphi \left[1 - M \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (18)$$

$$\Delta V_{C1, T_1} = \frac{(I_{in, avg} - i_C) T_0}{C} = \frac{\sqrt{3} I_N M T_s}{2C} \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{3} \right) \times \left[\frac{3}{4} M \cos \varphi - \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) \right] \quad (19)$$

$$\Delta V_{C1, T_2} = \frac{(I_{in, avg} + i_B) T_2}{C} = \frac{I_N M T_s}{2C} \sin \omega t \times \left[\frac{3}{4} M \cos \varphi + \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) \right] \quad (20)$$

支撑电容器在开关周期 T_s 内的电压变化量为

$$\Delta V_{C1, I_1, T_s} = 2(\Delta V_{C1, T_0} + \Delta V_{C1, T_1} + \Delta V_{C1, T_2}) = \frac{M I_N T_s}{4C} \left[2 \cos \left(2\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) - \cos \varphi \right] \quad (21)$$

式(21)还可被表示为

$$\Delta V_{C1, I_1, T_s} = \frac{M I_N}{4C \omega_0} \left[2 \cos \left(2\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) - \cos \varphi \right] \Delta \theta \quad (22)$$

式中: ω_0 ——电容电压输出角频率; $\Delta \theta$ ——周期导通角度, $\Delta \theta = 2\pi f_o / f_s$ (f_o 和 f_s 分别为输出频率和开关频率)。

同理, 对于子区间 I_2 和 I_3 , 支撑电容器在开关周期 T_s 内的电压变化量分别为

$$\Delta V_{C1, I_2, T_s} = \frac{M I_N}{4C \omega_0} \left[2 \cos \left(2\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) - \cos \varphi \right] \Delta \theta \quad (23)$$

$$\Delta V_{C1, I_3, T_s} = \frac{M I_N}{4C \omega_0} \left[2 \cos (2\omega t - \varphi) + \cos \varphi \right] \Delta \theta \quad (24)$$

可见, 子区间 I_2 与子区间 I_1 的支撑电容器电压变化表达式相同。根据分析, 逆变器直流母线输入电流 i_{in} 以 $2\pi/3$ 为周期而变化。在 $\left[0, \frac{2\pi}{3} \right]$ 区间内, 支撑电容器电压变化量为

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C1, I_1} + \Delta V_{C1, I_2} + \Delta V_{C1, I_3} = \int_0^{\frac{\pi}{3}} \frac{M I_N}{4C \omega_0} \left[2 \cos \left(2\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) - \cos \varphi \right] d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{M I_N}{4C \omega_0} \left[2 \cos (2\omega t - \varphi) + \cos \varphi \right] d\theta = 0 \quad (25)$$

即支撑电容器电压也以 $2\pi/3$ 为周期而变化, 其电压输出角频率是逆变器输出角频率的 3 倍。以区间 I 为例进行计算, θ_1 为子区间 I_1 和 I_2 中的某一角度 ($0 \leq \theta_1 < \pi/3$), θ_2 为子区间 I_3 中的某一角度 ($\pi/3 \leq \theta_2 \leq 2\pi/3$)。在子区间 I_1 和 I_2 内, 支撑电容器电压变化量为

$$\Delta V_{C1, \theta_1} = \int_0^{\theta_1} \frac{M I_N}{4C \omega_0} \left[2 \cos \left(2\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) - \cos \varphi \right] d\theta = \frac{M I_N}{4C \omega_0} \left[2 \sin \theta_1 \cos \left(\theta_1 - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) - \theta_1 \cos \varphi \right] \quad (26)$$

在子区间 I_3 内, 支撑电容器电压变化量为

$$\Delta V_{C1, \theta_2} = \int_0^{\frac{\pi}{3}} \frac{M I_N}{4C \omega_0} \left[2 \cos \left(2\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) - \cos \varphi \right] d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\theta_2} \frac{M I_N}{4C \omega_0} \left[2 \cos (2\omega t - \varphi) + \cos \varphi \right] d\theta = \frac{M I_N}{24C \omega_0} \left[6 \sin (2\theta_2 - \varphi) - 3 \sin \varphi - (4\pi - 3\sqrt{3} - 6\theta_2) \cos \varphi \right] \quad (27)$$

综上分析, 支撑电容器电压的极值点需满足的条件为

$$2 \cos \left(2\theta_1 - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) = -\cos \varphi \text{ 或 } 2 \cos (2\theta_2 - \varphi) = -\cos \varphi \quad (28)$$

若功率因数 $\cos \varphi = 1$, 计算得到支撑电容器电压变化最大值:

$$\Delta V_{C1, \max} = \frac{(3\sqrt{3} - \pi) M I_N}{12C \omega_0} \quad (29)$$

4 仿真测试验证

以某工业三电平逆变器为例, 对直流侧支撑电容器纹波电流和纹波电压计算公式进行仿真和测试验证。逆变器的主电路结构如图 1 所示, 直流侧支撑电容器 C1 和 C2 分别由 9 个同规格型号的电容器并联构成, 利用 Matlab 搭建逆变器仿真模型, 其基本参数如表 1 所示。

表 1 逆变器基本参数

Tab. 1 Basic parameters of the inverter

参数	数值
额定输出功率/(kV·A)	630
额定输出电压/V	550
负载功率因数	1
输出频率/Hz	50
直流母线电压/V	1 100
开关频率/Hz	4 950
支撑电容/mF	15.8

4.1 纹波电流

根据表 1, 逆变器额定工况下的输出电流为 662 A。改变逆变器输出电流, 仿真得到不同输出电流条件下流经支撑电容器 C1 的电流有效值 $I_{C1, rms}$, 如表 2 所示。将

仿真结果与根据式(15)计算的结果进行比较,可以看出,两者的数值基本保持一致。

表2 直流侧支撑电容器纹波电流仿真结果
Tab. 2 Simulation results of capacitor ripple current in the DC side

序号	输出电流有效值/A	纹波电流计算值/A	纹波电流仿真值/A
1	665	318.8	319.6
2	440	234.5	232.5
3	220	126	123

图5为额定工况下的直流电源输出电流 i_s 、直流母线输入电流 i_{in} 和支撑电容器C1纹波电流 i_{C1} 的仿真波形。根据图5,直流电源输出电流 i_s 基本保持不变,直流母线输入电流 i_{in} 和支撑电容器C1纹波电流 i_{C1} 均以 $2\pi/3$ 为周期而波动,与第2节分析相符。

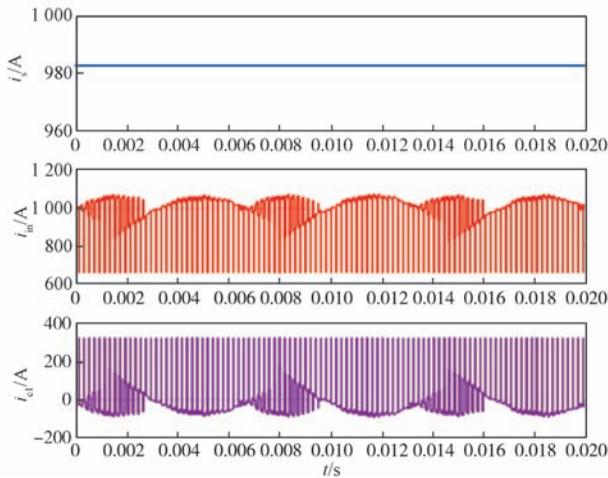


图5 直流电源输出电流、直流母线输入电流和支撑电容器C1纹波电流的仿真波形

Fig. 5 Simulation waveforms of DC power output current, DC bus input current and ripple current of capacitor C1

4.2 纹波电压

改变逆变器输出电流,仿真得到不同运行工况下的支撑电容C1电压变化最大值 $\Delta V_{C1,max}$,如表3所示。将仿真结果与据式(29)得出的计算结果进行比较,两者的数值基本保持一致。

表3 直流侧支撑电容电压变化最大值
Tab. 3 Maximum voltage variation of DC side support capacitor

序号	输出电流有效值/A	电压变化计算值/V	电压变化仿真值/V
1	665	11.1	10
2	440	6.8	6
3	220	3.3	3.5

图6为额定工况下的支撑电容器C1纹波电压 U_C 的仿真波形,结合逆变器输出频率,支撑电容器纹波电压以 $2\pi/3$ 为波动周期,每个波动周期的纹波电压总变化为0。受逆变器闭环控制的影响,每个波动周期内的纹波电压变化略有不同,但总的趋势一致,这与第3节的分析结果相符。

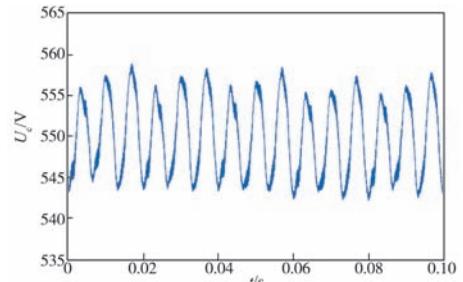


图6 C1纹波电压仿真波形

Fig. 6 Simulation waveform of ripple voltage of C1

4.3 寄生参数对纹波的影响

逆变器模块通常采用相模块形式,直流侧支撑电容器可能分布于每个相模块中,也可能被集中放置,模块连接母排、电容器和紧固件中不可避免会存在杂散电感。图7为考虑杂散电感影响时的逆变器主电路拓扑。

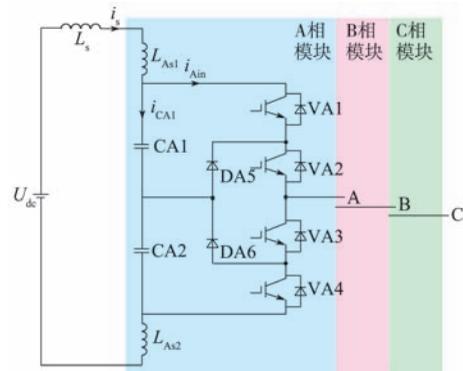


图7 考虑杂散电感影响时的逆变器主电路拓扑

Fig. 7 Main circuit topology of inverter considering stray inductance

假定A相模块和C相模块的等效杂散电感为150 nH ($L_{As1}=L_{As2}=L_{Cs1}=L_{Cs2}=150$ nH),B相模块的等效杂散电感为100 nH,搭建新的逆变器仿真模型,仿真得到不同运行工况下的支撑电容器纹波电流值(表4和表5)。可以看出,考虑相模块杂散电感影响后,三相模块总的支撑电容器纹波电流仿真值和采用式(29)得到的计算结果基本一致,但每相模块的支撑电容器纹波电流值较大,超过了三相模块总的支撑电容器纹波电流有效值,

表4 考虑杂散电感的支撑电容器纹波电流

Tab. 4 Ripple currents of support capacitor considering stray inductance

序号	输出电流有效值/A	纹波电流计算值/A	纹波电流仿真值/A
1	665	318.8	320.6
2	440	234.5	234.9
3	225	126	126.9

表5 考虑杂散电感的各相电容纹波电流仿真值

Tab. 5 Simulated capacitor ripple currents of each phase considering stray inductance

序号	输出电流有效值/A	A相纹波电流/A	B相纹波电流/A	C相纹波电流/A
1	665	326.6	239.1	325.9
2	440	257.7	169.5	257.4
3	225	144.4	95.8	143.8

且杂散电感越大纹波电流有效值越大。

该逆变器支撑电容器采用集中放置方式,由若干个电容器并联组成。在整机试验台测试不同运行工况下的支撑电容电流,测试结果如表6所示。可以看出,同等工况下,受杂散电感的影响,在逆变器实际运行时测量得到的支撑电容纹波电流将大于未考虑杂散电感的纹波电流计算值^[9]。图8为额定工况下的单个电容器电流测试波形,单个电容器电流为38.7 A;支撑电容器包含9个电容器,总纹波电流为348.3 A。

表6 直流侧支撑电容纹波电流测试结果

Tab. 6 Test results of ripple currents of DC side support capacitor

序号	输出电流有效值/A	纹波电流计算值/A	纹波电流测试值/A
1	665	318.8	348.3
2	440	234.5	258.0
3	220	126.0	144.2

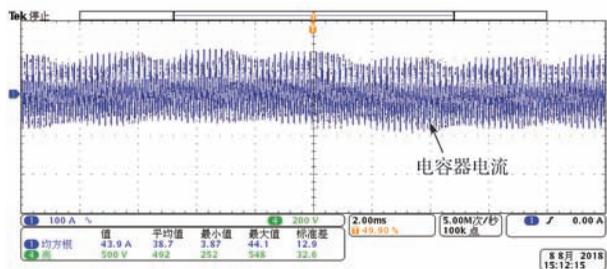


图8 电容器电流测试波形

Fig. 8 Test waveform of capacitor current

5 结语

本文推导了NPC三电平逆变器的直流侧支撑电容器纹波电流和纹波电压的数学表达式,其直观反映出运行参数对支撑电容器纹波电流和纹波电压的影响。根据数学表达式可直接计算出支撑电容纹波电流有效值和电

容纹波电压的最大变化量;在限制纹波电压变化条件下,可求得直流侧支撑电容的理论最小值,为NPC三电平变流器直流侧支撑电容器的选型设计提供理论参考。为了验证所推导公式的有效性,搭建逆变器仿真模型对不同运行工况进行仿真,仿真结果与计算值基本吻合。此外,由于支撑电容器寄生参数会对系统性能产生影响,考虑参数影响的支撑电容器选型设计计算和优化是下一步研究重点。

参考文献:

- [1] LI J R, CHEN Q, LI G L, et al. Electrolytic Capacitor Ripple Current Analysis of SPWM NPC Three-Level Inverter[C]// 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Wuhan, 2018: 222-226.
- [2] GUO J, YE J, EMADI A. DC-Link Current and Voltage Ripple Analysis Considering Antiparallel Diode Reverse Recovery in Voltage Source Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018,33(6): 5171-5180.
- [3] 李星宇, 李崇坚, 朱春毅, 等. 三电平变流器直流侧电容的纹波分析[J]. 电气传动, 2013, 43(增刊1): 93-97.
- [4] JIANG D, WANG F. Current-Ripple Prediction for Three-Phase PWM Converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1): 531-538.
- [5] 蔡聪朝, 李翔, 刘乐陶, 等. 光伏逆变器母线电容纹波电流计算及分析[J]. 自动化应用, 2015(4): 91-93.
- [6] 王正, 于新平. 逆变电源直流母线纹波电流分析与抑制研究[J]. 电力电子技术, 2013, 47(3): 93-95.
- [7] 刘海涛, 陈涛. AC-DC-AC变频器直流支撑电容电流计算及分析[J]. 大功率变流技术, 2012(4): 5-8.
- [8] 应婷, 张宇, 王坚, 等. 直流母线支撑电容纹波电流研究[J]. 大功率变流技术, 2015(1): 15-19, 48.
- [9] 裴雪军, 陈材, 康勇. 三相电压源逆变器直流侧支撑电容的电压脉动分析与设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 254-259, 269.
- [10] 柯建兴, 贾吴松, 林哲侃, 等. 大功率三电平逆变器直流母线电容的纹波电流问题研究[J]. 通信电源技术, 2019, 36(7): 1-4, 16.

全球首列机场捷运系统用自动驾驶储能式有轨电车下线

2020年8月22日,全球首列应用于机场捷运系统、可自动驾驶的储能式有轨电车在中车株洲电力机车有限公司下线,其核心子系统如整套电气牵引系统、辅助系统及网络控制系统等由株洲中车时代电气股份有限公司提供。

该列车为7模块编组,采用100%低地板技术,客室内无台阶,方便旅客携带行李上下车。列车最大载客量为500人,采用高能量超级电容器供电,其可吸收85%以上的制动能量,实现能量的高效、循环利用。线路采用无接触网设计,仅利用乘客上下车30s的时间充电就能运行5km。列车最高时速为70km,将运行于昆明长水国际机场。

(刘勇, 袁文辉)