三相级联H桥型电力电子变压器电容值设计方法

王 哲^{1,2,3},李耀华^{1,2,3},李子欣^{1,2,3},赵 聪^{1,2,3},高范强^{1,2,3},张 航^{1,2,3},王 平^{1,2,3},张宸宇⁴

(1. 中国科学院 电力电子与电气驱动重点实验室,北京 100190;2. 中国科学院电工研究所,北京 100190;

3. 中国科学院大学 电子电气与通信工程学院,北京 100049;

4. 国网江苏省电力公司电力科学研究院,江苏 南京 211103)

摘要:针对三相级联H桥型电力电子变压器(PET),分析了输入侧瞬时功率波动特性,建立了其直流侧电容 电压及中间级高频变压器原、副边电流的时域解析模型,并基于该模型提出一种PET电容值设计方法。基于 MATLAB / Simulink 仿真平台搭建三相级联H桥型 PET 仿真模型,并在功率模块测试平台进行实验验证。仿 真及实验结果表明该解析模型可以准确地描述电容电压及变压器高频电流的波动特性,进而为主电路参数 设计与控制系统设计提供研究基础。

关键词:级联H桥;电力电子变压器;瞬时功率波动特性;时域解析模型;电容值设计方法

中图分类号:TM 41;TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202001011

0 引言

电力电子变压器 PET (Power Electronic Transformer) 又称为固态变压器 SST (Solid-State Transformer),是一种把电压变换、频率变换、动态无功补 偿、电能质量控制和不间断电源等功能集于一身的 智能配电设备[1-3]。近年来,随着电力电子技术的发 展和进步,特别是自从"智能电网"的概念被提出以 后,PET得到了诸多国内外学者的广泛研究^[48]。但 由于受到功率半导体器件发展水平的限制,PET仍 需通过电路拓扑的串、并联方式来匹配高电压和大 功率的应用需求。综合分析现有文献中研制成功的 中高压配电系统的网用PET可以发现,其均采用级 联H桥CHB(Cascaded H-Bridge)型PET拓扑结 构[9-12],即高压交流输入侧采用多个H桥级联的形 式,中间为隔离型DC-DC变换器,常见的DC-DC变 换器为双有源桥 DAB(Dual Active Bridge),输出侧 将各个 DC-DC 变换器的直流输出端口直接并联。 虽然该种级联型PET变换环节和器件数量较多,但 此类PET具有良好的工作特性,能够实现变压器原、 副边的电压、电流和功率的灵活控制,尤其在采用模 块化的级联技术后,其电压等级、容量等级均可以达 到较高的水平。由于CHB只需在每个H桥功率模 块的交流侧并联机械开关即可实现功率模块的冗余 设计及故障旁路。因此该拓扑结构与控制特点有利 于该类变换器研究与应用,并提高实际应用中变换 器的可靠性[13-14]。然而由于该种拓扑本质上为单相 拓扑结构,会导致电网在其输入侧产生二倍频的瞬

收稿日期:2019-04-13;修回日期:2019-11-18 基金项目:国家重点研发计划项目(2017YFB0903300) Projected supported by the National Key R&D Program of China(2017YFB0903300) 时功率波动,同时增加了电容电压波动及高频变压 器的电流应力,对系统参数的设计产生了较大的影 响。因此,为了便于对系统参数设计提供研究基础, 针对电容电压波动和变压器高频电流波动特性建立 准确的数学模型,并基于该模型探究上述变量对系 统参数设计的影响。

目前,关于描述PET动态及稳态数学模型的相 关文献主要集中在中间隔离级的DAB环节。文献 [15]针对移相式DAB建立了一种考虑器件导通损 耗及变压器铁芯损耗的降阶平均值数学模型,但由 于PET中的每台DAB均不是单独存在,仍需连接至 输入侧整流 H桥电路中,因此在建模过程中不能对 其进行单独考虑;文献[16,21-22]利用状态空间平 均值法获得了DAB输入输出变量的小信号传递函 数,但该模型难以分析变压器中含有的交流分量,进 而会引起较大的计算误差,降低模型精度;文献[17] 通过傅里叶级数变换建立了一种基于移相控制 DAB 的高阶平均值数学模型,但该模型并不适用于谐振 运行模式;文献[18]针对CHB型PET拓扑分析了一 种平均值数学模型,但该模型并未考虑电网侧瞬时 二倍频功率波动对系统动态及稳态特性造成的影 响,并且依然不适用于谐振控制模式;文献[19]针对 传统谐振式 DAB 等效数学模型做了进一步修正,将 系统的高频谐振环节等效到直流端口处,可认为是 一种具有较高精度的简化模型;文献[20]在考虑模 块间参数差异性的条件下建立了一种统一降阶数学 模型,并通过仿真验证了其正确性,但该模型同样没 有考虑输入侧H桥及电网侧瞬时二倍频功率波动对 系统产生的影响。综上所述,现有文献针对基于谐 振式 DC-DC 变换器的 PET 数学模型未能进行全面 且深入的分析,仍需建立一种能够清晰描述PET网

侧二倍频瞬时功率波动特性的简化数学模型。

因此,本文将在文献[19]的基础上建立三相 CHB型PET时域解析模型,分别针对稳态电容电压 与变压器高频电流进行建模分析,并利用该模型为 系统电容值参数设计提供理论研究基础,最终通过 仿真及实验结果验证其正确性。

1 CHB型单模块时域解析模型及电容值设计方法

图1为CHB型PET拓扑结构,图中L_{am}为桥臂电 感。该拓扑由输入级、隔离级和输出级3个部分组 成。其中,输入侧由n个H桥级联构成,连接至交流 电网;中间环节为n个独立的双向DC-DC变换器,起 到电气隔离和电压等级变换的作用;输出侧将各个 独立的双向DC-DC变换器直流侧直接并联,连接至 负载端。

输入级采用功率模块级联的结构,可以降低各 个功率模块中开关器件的耐压等级,并通过有效控 制实现输入侧电压电流同相位,即以单位功率因数 运行。隔离级采用谐振型DAB拓扑为直流负载提 供接口,通过潮流控制功率双向流动。当DAB工作 在开环谐振模式时,其内部开关器件均可实现零电 流软开关,降低自身损耗,进而提升系统效率。输出 级则可视为电压源,提供恒定的直流电压。

由于该拓扑本质上为单相结构,电网在其输入 侧与隔离级会分别产生二倍频瞬时功率波动,造成 电容电压及变压器高频电流均存在二倍频波动。此 外PET的输出侧并联在一起,使得三相系统之间存 在功率耦合,上述的高频波动及变量之间的耦合关 系会对系统电容值设计与高频变压器绕组电流应力 等系统参数产生较大的影响。因此本文针对 CHB 型PET建立系统电容电压及变压器高频电流稳态时 域解析模型,探究电容电压及变压器高频电流的波 动特性,为主电路参数和控制系统参数设计提供研 究基础。

1.1 PET单模块电容电压、变压器高频电流时域解

析模型

根据文献[19]分析的电流平均值等效模型,以a 相电路单个功率模块为例,将图1隔离级中的谐振 型DAB高频环节等效为一阶RL电路,如图2所示。 图中,*L*_{eq}=π²*L*_{re}/4,*L*_{re}为谐振电感;*R*_{eq}=π²*R*_{los}/8,*R*_{los}为 线路等效漏电阻;*u*_d。为输出级直流侧电压;*i*_a、*u*_a分别 为输入级交流电流、电压;*i*_c、*u*_c。分别为电容电流、电 压;*i*为电容输出电流;*C*为电容值。此外由于三相 PET输出电容均并联在一起,每相二倍频瞬时功率 波动在输出侧相互抵消,因此可以认为稳态输出电 容电压为恒定值。

HB	i	$L_{\rm eq}$	$R_{\rm eq}$	DAB	
\mathbb{E}	u_{C_a}			+	u,

图2 CHB型PET单模块等效模型拓扑

Fig.2 Equivalent topology of PET based on CHB

a相电路单个功率模块的状态方程为:

$$u_{C_a} - u_{dc} = L_{eq} \mathrm{d}i / \mathrm{d}t + iR_{eq} \tag{1}$$

$$S_{a}i_{a} - i = i_{c} \tag{2}$$

$$C \mathrm{d} u_{C_a} / \mathrm{d} t = i_c \tag{3}$$

其中,*S*_a为CHB侧H桥开关函数。 根据式(1)—(3)可得:

$$L_{\rm eq}C \frac{d^2 u_{C_{a}}}{dt^2} + CR_{\rm eq} \frac{du_{C_{a}}}{dt} + u_{C_{a}} = u_{\rm dc} + L_{\rm eq} \frac{d(S_{\rm a}i_{\rm a})}{dt} + S_{\rm a}i_{\rm a}R_{\rm eq}$$
(4)

式(4)为二阶常系数非齐次线性微分方程,其通 解的形式为对应的齐次通解加上非齐次特解。根据 特征方程的根可以得出齐次微分方程的通解为:

$$y = A_1 e^{r_1 t} + A_2 e^{r_2 t}$$
(5)

$$\begin{cases} r_{1} = -R_{eq}/(2L_{eq}) + \sqrt{\left[R_{eq}/(2L_{eq})\right]^{2} - 1/(L_{eq}C)} \\ r_{2} = -R_{eq}/(2L_{eq}) - \sqrt{\left[R_{eq}/(2L_{eq})\right]^{2} - 1/(L_{eq}C)} \end{cases}$$
(6)



图 1 CHB型PET拓扑结构 Fig.1 Topology structure of PET based on CHB

$$\begin{cases} A_{1} = r_{2}U_{0}/(r_{2} - r_{1}) \\ A_{2} = -r_{1}U_{0}/(r_{2} - r_{1}) \end{cases}$$
(7)

其中, U₀为电容电压的初始值。

假设:

$$\begin{cases} i_a = a \sin(\omega t) \\ S_a = m \sin(\omega t + \varphi) \end{cases}$$
(8)

其中,*a*为电网电流幅值;*m*为电压调制比;ω为电网 角频率;φ为功率因数角。

令A=am,则式(4)等号右侧可以等效为: $L_{eq}Cd^{2}u_{C_{a}}/dt^{2} + CR_{eq}du_{C_{a}}/dt + u_{C_{a}} = u_{de} + R_{eq}A \times \frac{1}{2}\cos\varphi - \frac{R_{eq}A}{2}\cos(2\omega t + \varphi) + L_{eq}A\omega\sin(2\omega t + \varphi)$ (9)

根据式(4)可以将非齐次线性方程特解的标准 形式假设为:

$$y_0 = C_1 \cos(2\omega t + \varphi) + C_2 \sin(2\omega t + \varphi) + C_3 \quad (10)$$

将式(10)代入式(4)中,进而可以得到:

$$\begin{cases} C_{1} = -\frac{2L_{eq}A\omega^{2}CR_{eq} + AR_{eq}(1 - 4L_{eq}C\omega^{2})/2}{(1 - 4L_{eq}C\omega^{2})^{2} + (2CR_{eq}\omega)^{2}} \\ C_{2} = \frac{L_{eq}A\omega(1 - 4L_{eq}C\omega^{2}) - AR_{eq}CR_{eq}\omega}{(1 - 4L_{eq}C\omega^{2})^{2} + (2CR_{eq}\omega)^{2}} \\ C_{3} = u_{de} + \frac{R_{eq}A}{2}\cos\varphi \end{cases}$$
(11)
因此,电容电压的通解表达式为:

$$u_c = A_1 e^{r_1 t} - A_2 e^{r_2 t} + C_1 \cos(2\omega t + \varphi) + C_2 \sin(2\omega t + \varphi) + C_3$$
(12)

由于齐次通解项最终衰减至0,电容电压稳态 时域解析表达式为:

$$u_c = C_1 \cos(2\omega t + \varphi) + C_2 \sin(2\omega t + \varphi) + C_3$$
 (13)
如图2所示,电容输出电流的解析表达式为:

 $i = -A \left[\cos \left(2\omega t + \varphi \right) - \cos \varphi \right] / 2 - C du_c / dt = i_{de} + i_{ae} (14)$ 其中, $i_{ae} \setminus i_{de}$ 分别为 i 的交流分量和直流分量, $i_{ae} = 2\omega C C_1 \sin \left(2\omega t + \varphi \right) - \left(2\omega C C_2 + A/2 \right) \cos \left(2\omega t + \varphi \right), i_{de} = \frac{A}{2} \cos \varphi_{\circ}$

此外 DAB 环节中的高频电流与电容输出电流的关系式为:

$$i = i_{\rm r}S \tag{15}$$

其中,*i*,为变压器高频电流;*S*为DAB中H桥开关函数。*i*,和*S*可分别表示为:

$$i_{\rm r} = i_{\rm r_en} \sin\left(\omega_{\rm res} + \varphi\right)$$
(16)
$$S = \begin{cases} 1 & \frac{2k\pi - \varphi}{\omega_{\rm res}} \le t < \frac{(2k+1)\pi - \varphi}{\omega_{\rm res}} \\ -1 & \frac{(2k+1)\pi - \varphi}{\omega_{\rm res}} \le t < \frac{(2k+2)\pi - \varphi}{\omega_{\rm res}} \end{cases}$$
(17)

其中, $\omega_{res}=2\pi f_{res}$, f_{res} 为谐振频率;k为自然数; $i_{r,en}$ 为 i_{r} 的包络曲线。由于上述分析均是采用 DAB 谐振周期内的平均值数学模型,因此在每个谐振周期内电容输出电流的包络曲线可表示为:

$$i_{\rm en} = \frac{1}{T} \int_{(2k\pi - \varphi)/\omega_{\rm res}}^{[(2k+2)\pi - \varphi]/\omega_{\rm res}} i_{\rm r} \left| \sin\left(\omega_{\rm res}t + \varphi\right) \right| dt \qquad (18)$$

其中,T为谐振周期。

$$i_{r_{\rm en}} = \frac{1}{T} \int_{(2k\pi - \varphi)/\omega_{\rm res}}^{[(2k+2)\pi - \varphi]/\omega_{\rm res}} \left| \sin\left(\omega_{\rm res}t + \varphi\right) \right| dt = 2/\pi \quad (19)$$

电容输出电流包络曲线 $i_{r_{en}}$ 与 i_{en} 的关系式为: $i_{r_{en}} = \pi i_{en}/2$ (20)

1.2 PET电容值设计方法

由于电网在PET输入侧产生二倍频瞬时功率波动,影响电容额定工作状态以及电压电流应力,同时 电容会输出负向电流,产生回流功率,导致系统工作 效率降低。因此有必要设计PET参数值以减小电容 电压及电容输出电流波动大小。由上节分析可知, 根据式(13)、式(14)即可得到输入侧电容电压二倍 频波动*u*_{c_2}、电容输出电流二倍频波动*i*_{c_2}与电容值 大小的关系式。

$$u_{C_2} = \sqrt{C_1^2 + C_2^2} \tag{21}$$

$$E_{C_{2}} = \sqrt{\left(2\omega CC_{1}\right)^{2} + \left(2\omega CC_{2} + A/2\right)^{2}}$$
(22)

电容输出负向电流的峰值*i*_h为:

$$i_{\rm h} = i_{c_2} - \frac{A}{2}\cos\varphi \tag{23}$$

如图 3、4 所示,结合附录 A 中表 A1 的系统参数,当电容值选取为 0.009 F 时, u_{c_2}、i_{c_2}均会出现极大值点,并且波动峰值会随着调制比 m 的增加而增



Fig.4 Waveform of u_{C2} fluctuation

加。因此通过上述分析可以认为在设计系统电容值 时应尽量避免选取该极值点。此外仍需注意到,一 旦电容值取值过小,极限情况下电容值为0,此时系 统将会处于失稳状态。综上所述,设计电容值应遵 循的原则为:考虑电容电压的纹波系数(额定电压值 的5%~10%)以及电容体积、成本等因素,同时也需 考虑将系统工作至安全运行区间内并尽量远离上文 所分析的电容电压波动极大值点。

2 仿真验证

222

为了验证本文所分析的级联H桥型PET中电容 电压及变压器高频电流时域解析模型的正确性, 在 MATLAB/Simulink 仿真软件中搭建了容量为 20 kW的PET电路仿真模型,仿真参数如附录A中 表A1所示。

将上述参数代入式(13)、(14)中,即可得到稳态 电容电压解析表达式为 u_c =75.6+6.28 sin(2 ω t+2.62°);变压器高频电流包络曲线解析表达式为 $i_{r_{en}}$ =23.56+46.5 sin(2 ω t - 56.28°)。

该仿真模型中,输入侧H桥控制策略如图5所 示。图中, $u_{dc_{ref}}$ 为直流母线电压参考值; i_{ref} 为网侧 电流参考值; $\theta_{sa}, \theta_{sb}, \theta_{sc}$ 为三相电网电压相位; i_{a}, i_{b}, i_{c} 分别为三相电网电流; u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} 分别三相电网电 压。CPS-PWM(Carrier Phase Shift-PWM)为载波相 移脉冲宽度调制。本文采用三相独立 CHB 双闭环 控制策略,其中外环为输出侧直流电压反馈控制 环,电压外环比例积分(PI)调节器的传递函数为 $G_{PL_{u_{a}}}(s) = 10 + 300/s;$ 内环为电网电流控制环,电流 内环比例谐振(PR)调节器的传递函数为 $G_{PR,i_{s}}(s) =$ 80 + 10 000 s/(s^{2} + 98 696)。中间隔离型 DC-DC 变换 器均采用开环控制策略,即变压器原、副边的电压均 为占空比50%的方波电压,其中开关频率为5 kHz。







图 6、7 分别为 u_c、i_r稳态仿真波形。由图可知, 稳态电容电压波形中含有直流分量与二倍频分量, 变压器高频电流波形中含有二倍频分量与高频分 量,其中二倍频分量是由网侧二倍频瞬时功率波动 所导致,与上文分析结果一致。基于本文所分析的 时域解析模型与系统仿真模型结果几乎完全一致, 其吻合度较高。





图 8、9分别为电容值取 6、9、20 mF条件下的 u_c 、 i_r 波形图。当 C=9 mF时, u_c 波动范围最大,同时 i_r 负 向分量最多;当 C=6 mF与C=20 mF时, u_c 、 i_r 波动范 围相对较小,进而降低了系统的耐压与耐流等级。



图 8 不同容值条件下 u_c 稳态仿真波形





图 9 不同容值条件下 *i*,稳态仿真波形 Fig.9 Steady-state simulative results of *i*, with

different capacitances

上述仿真结果验证了式(21)—(23)的正确性, 同时表明*u_c*,*i*,相对电容值呈现非正相关性,即存在 *u_c*波动极大值点。综合上述结论及理论推导可为系 统电容值设计方法提供参考依据。

3 实验验证

本文研制了一套PET功率模块测试系统,实验 装置如附录B中图B1所示。系统主电路结构主要 包括三相变压器、三相调压器、二极管整流桥、滤波 电感以及2个待测PET功率模块。其中每个功率模 块均由H桥单元与DAB串联谐振型DC-DC变换器



组成,2个模块通过滤波电感L_s并联连接。在稳态工 况下,DAB输出直流侧可被视为箝位电源,通过控制 功率模块间的调制波相位差即可控制模块输出的有 功功率。并且测试电路的固有特性,导致其在H桥 交流侧会产生二倍频的瞬时功率波动。因此,该套 测试系统与三相CHB型PET具有相同的工作特性, 进而可以有效针对上述理论推导进行实验验证。附 录 B 中图 B2 为系统工作原理图。

附录 B 中表 B1 为模块测试系统实验参数,其中 高频变压器原副边漏电阻取值为谐振基波电抗值 的 20%,因此通过计算可求出 DAB等效参数为: L_{eq} = 86 μH、 R_{eq} =46.475 mΩ。将表中参数代入式(14)、 (20)中即可得到电容输出电流及变压器高频电流包 络曲线解析表达式分别为:i=68.5+75sin(2ωt+ 84.43°)、 i_h =272.6+298.4 sin(2ωt+84.43°)。

高频变压器电压、电流波形如附录B中图B3所示。由图可知,高频变压器电流二倍频包络曲线的幅值大小与上述理论分析结果基本一致。其中电流峰值约为560A,理论计算峰值为571A,相对误差值不超过2%(约为1.9%)。图10为高频变压器电压电流细节展开图。图中, u_pri为变压器原边电压; u_sec为变压器副边电压; i_sec为变压器副边电流。由图可知, DAB环节中高频变压器原副边H桥交流电压均在谐振电流为0时发生跳变,即所有IGBT均实现零电流开关,可以显著降低中间隔离级DC-DC变换器的开关损耗,进而提升PET系统运行效率。



图 10 高频变压器电压、电流细节展开图 Fig.10 Detailed waveforms of voltage and current in high-frequency transformer

4 结论

本文建立一种 CHB 型 PET 稳态工况下电容电 压及变压器高频电流时域解析模型,基于该模型分 析了电容值大小对上述2个物理量相互间的影响, 并提出 PET 电容值参数设计方法。通过仿真结果和 模块测试平台的实验结果验证了解析模型的正确 性,上述结果表明该模型可以准确地描述电容电压 及变压器高频电流的波动特性,其误差不大于2%, 进而为主电路参数设计与控制系统设计提供研究 基础。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

- [1]张文亮,汤广福,查鲲鹏,等. 先进电力电子技术在智能电网中的应用[J]. 中国电机工程学报,2010,30(4):1-7.
 ZHANG Wenliang, TANG Guangfu, ZHA Kunpeng, et al. Application of advanced power electronics in smart grid[J]. Proceedings of the CSEE,2010,30(4):1-7.
- [2] KOLAR J W. Intelligent Solid State Transformers(SSTs)-a key building block of future smart grid system [R]. Zürich, Switzerland:Eidgenossische Technische Hochschule Zürich,2011.
- [3] KANG M, ENJETI P N, PITEL I J. Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(6):1133-1141.
- [4] 袁义生,唐喆. 智能配电网电压跌落下的电力电子变压器运行 研究[J]. 电力自动化设备,2019,39(2):44-49.
 YUAN Yisheng,TANG Zhe. Research on PET in smart distribution network under voltage sag[J]. Electric Power Automation Equipment,2019,39(2):44-49.
- [5] EDWARD R, SCOTT S, STEVEN G, et al. A power electronicbased distribution transformer[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2002, 17(2):537-543.
- [6] LI Zixin, WANG Ping, ZHU Haibin. A three-phase 10 kV·A-750 V DC power electronic transformer for smart distribution grid[C]//15th European Conference on Power Electronics and Applications(EPE). Lille, France: IEEE, 2013:1-9.
- [7] SHE X, HUANG A Q, BURGOS R. Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems [J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2013, 1(3):186-198.
- [8] 王优,郑泽东,李永东.中高压电力电子变压器拓扑与控制应用综述[J].电工电能新技术,2017,36(5):1-10.
 WANG You,ZHENG Zedong,LI Yongdong. Review of topology and control application of medium and high voltage power electronic transformer[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy,2017,36(5):1-10.
- [9] 李子欣,王平,楚遵方,等.面向中高压智能配电网的电力电子 变压器研究[J].电网技术,2013,37(9):2592-2601.
 LI Zixin,WANG Ping,CHU Zunfang, et al. Research on medium and high voltage smart distribution grid oriented power electronic transformer[J]. Power System Technology, 2013, 37 (9):2592-2601.
- [10] MADHAV M, RICK K, GIRI V. Power Electronic Transformer (PET) fed nine-level H-bridge inverter for large induction motor drives[C]//IEEE Industry Applications Conference. Pisa, Italy:IEEE,2000:2489-2495.
- [11] ZHAO Biao, SONG Qiang, LI Jiangguo, et al. High-frequencylink DC transformer based on switched capacitor for mediumvoltage DC power distribution application [J]. IEEE Transactions on Power Electrionics, 2016, 31(7):4766-4777.
- [12] HUANG A Q, CROW M L, HEYDT G T, et al. The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FRE-EDM) system: the energy internet[J]. Proceedings of the IEEE, 2011,99(1):133-148.
- [13] KOURO S, MALINOWSKI M, GOPAKUMAR K, et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters
 [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(8): 2553-2580.
- [14] IOV F, BLAABJERG F, BASSETT R, et al. Advanced power converter for universal and flexible power management in future electricity network[C] //19th International Conference

on Electricity Distribution. Neuss, Germany: IEC, 2007: 1-4.

- [15] ZHANG K, SHAN Z, JATSKEVICH J, et al. Large and small average value modeling of dual active bridge DC-DC converter considering power losses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3):1964-1974.
- [16] WESTER G W, MIDDLEBROOK R D. Low frequency characterization of switched DC-DC converters[C] //IEEE Power Processing and Electronic Specialists Conference. Atlantic, USA:IEEE, 1972:376-385.
- [17] QIN H, KIMBALL W J. Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 2078-2084.
- [18] ZHAO T, ZENG J, BHATTACHARYA S. An average model of solid state transformer for dynamic system simulation [C]// IEEE Power & Energy Society General Meeting. Calgary, Canada: IEEE, 2009:1-8.
- [19] LI Zixin, QU Ping, WANG Ping. DC terminal dynamic model of dual active bridge series resonant converter [C] //2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific. Beijing, China: IEEE, 2014: 1-5.
- [20] 刘海军,李刚,王志凯,等.面向中高压智能配电网的电力电子 变压器建模方法与控制策略研究[J].电力系统保护与控制, 2017,45(2):85-93.

LIU Haijun, LI Gang, WANG Zhikai, et al. Research on medium and high-voltage smart distribution grid oriented power electronic transformer modeling and control strategies [J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(2):85-93.

- [21] XU Dong, SHI Yong, SUN Jianhui. Modeling and control of parallel dual-active-bridge converter in PET[C]//13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications(ICIEA). Wuhan, China: IEEE, 2018:1362-1367.
- [22] 许加柱,韦杰,潘宏杰,等.基于双主动桥输入输出电流协调控制的二次纹波电压抑制策略[J].电力自动化设备,2019,39(4):70-77.

XU Jiazhu, WEI Jie, PAN Hongjie, et al. Secondary ripple voltage suppression strategy based on coordinated control of input and output currents for dual active bridge[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(4):70-77.

作者简介:



王 哲(1991—),男,北京人,博士研究 生,主要研究方向为电力电子变压器、轨道 牵引供电和柔性直流输电技术等(E-mail: wangzhe@mail.iee.ac.cn);

李耀华(1966—),男,河南正阳人,研 究员,博士研究生导师,博士,主要研究方向 为柔性直流输电技术、高速磁悬浮技术和直 线电机牵引等(E-mail:yhli@mail.iee.ac.cn); 李子欣(1981—),男,河北保定人,研

究员,博士研究生导师,博士,主要研究方向为柔性直流输 电技术、电力电子变压器、高压大功率换流器等(E-mail: lzx@mail.iee.ac.cn)。

(编辑 王欣竹)

Design method of capacitance value of three-phase cascaded H-bridge power electronic transformer

WANG Zhe^{1,2,3}, LI Yaohua^{1,2,3}, LI Zixin^{1,2,3}, ZHAO Cong^{1,2,3}, GAO Fanqiang^{1,2,3},

ZHANG Hang^{1,2,3}, WANG Ping^{1,2,3}, ZHANG Chenyu⁴

(1. Key Laboratory of Power Electronics and Electric, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

3. College of Electronic Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences,

Beijing 100049, China; 4. State Grid Jiangsu Electric Power Company Research Institute, Nanjing 211103, China)

Abstract: According to the three-phase cascaded H-bridge PET(Power Electronic Transformer), the instantaneous power fluctuation characteristics of its input side are analyzed, and the time domain analytical models of its DC side capacitor voltage and the primary and secondary side current of the intermediate highfrequency transformer are built. Based on the models, a design method of PET capacitor value is proposed. Based on the MATLAB/Simulink, three-phase cascaded H-bridge PET simulation model is built and verified in the power module test platform. Both simulative results and experimental results show that the model can accurately describe the fluctuation characteristic of the capacitor voltage and the high-frequency current of PET, and provide a research foundation for the design of the circuit parameters and control system. **Key words:** cascaded H-bridge; power electronic transformers; instantaneous power fluctuation characteristics;

time domain analytical model; method of capacitor design

附录 A

3

表 A1 仿真参数 Table A1 Simulation parameters

参数	数值	参数	数值	参数	数值
PET 容量	20 kW	高频变压器变压比	75 :75	高频变压器原、副边漏阻	15 mΩ 、15 mΩ
PET 输入侧滤波电感	15 mH	高频变压器工作频率	5 kHz	输入侧 H 桥调制方式	载波相移 PWM
PET 级联功率模块数量	5 台	高频变压器原、副边漏感	57.2 μH 、57.2 μH	输入侧 H 桥 IGBT 开关频率	800 Hz
储能电容 C1、C2 容值	13.12 mF、6.56 mF	高频谐振电容 Cr1、Cr2 容值	17.77 μF、17.77 μF	调制比	0.83
储能电容 C1、C2 额定电压	75 V 、75 V				







Fig.B2 Operating principle scheme of power modules

TableB1 Experimental parameters								
参数	数值	参数	数值	参数	数值			
PET 单模块容量	130 kW	高频变压器变压比	23 : 9	输入侧 H 桥调制方式	载波相移 PWM			
滤波电感	10 mH	高频变压器工作频率	5.6 kHz	H 桥单元 IGBT 开关频率	800 Hz			
储能电容 C1、C2 容值	3 mF、4 mF	高频变压器原、副边漏感	$2.45 \ \mu {\rm H_{\odot}} \ 5.05 \ \mu {\rm H}$	调制比	0.9			
储能电容 C1、C2 额定电压	1900 V、750 V	高频谐振电容 Crl、Cr2容值	330 µF、160 µF	移相角	13.5 °			



Fig.B3 Waveform of voltage and current in high-frequency transformer