

单相电力电子变压器中串联谐振型双有源桥电流特性分析

张航^{1,2}, 李耀华^{1,2}, 高范强^{1,2}, 李子欣^{1,2}, 楚遵方¹, 王哲^{1,2}, 王平¹

(1. 中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室, 中国科学院电工研究所, 北京 100190;
2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 三级式电力电子变压器(PET)因其良好的控制特性,受到了广泛关注和应用。三级式 PET 由输入级、隔离级和输出级构成,各级之间通过储能电容相连。由于功率半导体器件的耐压水平有限,一般此类 PET 由多个功率模块级联构成。各功率模块的中间环节通常采用串联谐振型双有源桥(DAB)变换器来实现不同直流电压等级之间的电能变换与电气隔离。本文在考虑 PET 交流输入侧、直流输出侧瞬时功率分布规律的基础上,建立了单相 PET 功率模块的动态等效电路模型,推导了其中串联谐振型 DAB 的电流时域解析表达式及其简化模型。通过所搭建的 Matlab/Simulink 仿真模型和电力电子变压器功率模块测试平台验证了该模型的正确性。

关键词: 电力电子变压器; 串联谐振型双有源桥; 等效电路模型

DOI: 10. 12067/ATEEE1712033 **文章编号:** 1003-3076(2019)02-0011-09 **中图分类号:** TM41

1 引言

未来智能电网要求电气设备智能化和电气性能优越化,能够灵活接纳包含风力发电、光伏发电、太阳能热发电及热利用、储电、储能等多类型分布式能源系统。配电网是电力网的重要组成部分,由于负荷和用电需求的日益多样化,导致传统交流配电网在可靠性、经济适用性和高效性方面面临巨大挑战。在配电网中,交流配电变压器是应用最普遍的一类设备,该变压器由于只能实现不同交流电压等级之间的电能变换,因此远满足不了未来智能电网高智能化的要求。

为解决上述问题,研究人员提出一种基于电力电子变换技术的新型变压器——电力电子变压器(Power Electronic Transformer, PET)。PET 能够实现电能质量控制、电气隔离、装置自动保护和不同交直流电压等级之间的能量交换^[1-4]。目前,具有输入级、隔离级和输出级的三级式 PET 由于具有良好的控制特性^[5,6],因此得到了广泛关注。

以单相 PET 为例,其电路拓扑如图 1 所示。该

PET 输入级一般由 H 桥变换器构成,可实现中、高压交流和直流之间的电能变换。中间隔离级可实现中、高压和低压直流之间的电能变换与电气隔离,串联谐振型双有源桥 (Dual Active Bridge, DAB) 变换器因具备结构对称、高功率密度、电气隔离、软开关容易实现和能量双向流动等优势^[7,8],可应用在 PET 的隔离级中。

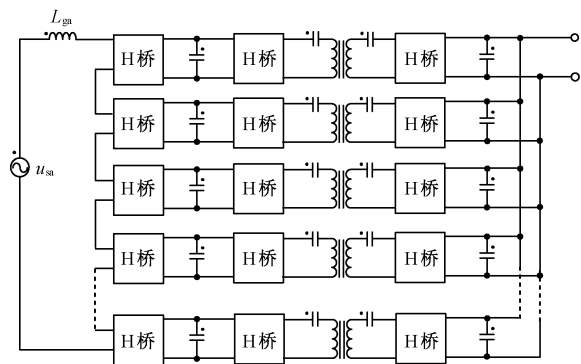


图 1 单相 PET 电路拓扑
Fig. 1 Topology of single-phase PET

收稿日期: 2017-12-18
基金项目: 国家重点研发计划项目(2017YFB0903300)
作者简介: 张航(1991-),男,河北籍,博士研究生,研究方向为大功率电力电子换流器;
李耀华(1966-),男,河南籍,研究员,博导,博士,研究方向为电力电子变流技术、电机分析与控制技术、磁悬浮及直线驱动技术、电力电子变压器。

串联谐振型 DAB 变换器通常由 H 桥电路、谐振电容和高压变压器构成,H 桥电路中的功率半导体器件可采用绝缘栅双极性晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor,IGBT)。另外,串联在高频变压器原、副边绕组中的谐振电容与变压器漏感构成 LC 谐振电路。文献[9]提出通过开环控制,当 H 桥中 IGBT 的开关频率与谐振频率相同,且输出电压为相位相同的 50% 占空比方波电压时,IGBT 可工作在零电流开关状态。由于中、高压交流侧电压等级较高,而 IGBT 耐压水平有限^[10],三级式 PET 一般由多个功率模块级联构成,且每个功率模块可由输入级的 H 桥变换器和隔离级的串联谐振型 DAB 组成。通过将功率模块输出侧并联产生低压直流供给用户使用。另外,PET 各级之间通过储能电容相连。

目前,应用在电力系统的级联型 PET 可分为单相 PET 和三相 PET,而三相 PET 可由三个单相 PET 按照星接或角接方式组成^[11,12]。通常单相 PET 的储能电容电压中一般含有二倍电网工频波动。通过分析单相 PET 功率模块中串联谐振型 DAB 的电流特性,可为连接各级的储能电容参数设计及优化提供参考,而建立功率模块等效电路模型是该分析的基础。目前,研究工作多集中在串联谐振型 DAB 的等效电路模型方面。文献[13]通过使用受控电压源和电流源建立串联谐振型 DAB 的交流小信号模型。文献[14]考虑了非线性特性,通过使用直接分段线性化的方法,建立了串联谐振型 DAB 的等效模型。文献[15]结合串联谐振型 DAB 的实际应用场合,提出一种动态电路模型,但该模型中电路参数并不精确。文献[16]考虑谐振电路特点,采用线性动态电路的复频率分析方法,在文献[15]基础上,提出一种较为精确的动态电路模型。但是,在单相 PET 中由于串联谐振型 DAB 并不是单独使用,而是与输入级和输出级的逆变器或整流器相连,同时各功率模块之间相互影响,导致串联谐振型 DAB 中电流求解起来较为复杂。

为了解决上述问题,本文建立了单相 PET 功率模块的动态等效模型,推导了串联谐振型 DAB 的电流时域解析表达式及其简化模型,并分析了中间储能电容的电压波动。同时通过计算机仿真和电力电子变压器功率模块测试平台验证了该模型的正确性。

2 串联谐振型双有源桥电流特性分析

单相 PET 功率模块电路拓扑如图 2 所示。级

联型单相 PET 每个功率模块由 H 桥变换器、串联谐振型 DAB 和输出级负载 R'_L 构成。 u_a 、 i_a 为功率模块交流端口输入电压和电流, i_1 为经整流后的输出电流, i_2' 为流入串联谐振型 DAB 中的电流, C_1 为串联谐振型 DAB 高压侧电容, i_{c1} 为流入电容 C_1 的电流。 C_2' 为串联谐振型 DAB 低压侧电容, i_{c2}' 为流入电容 C_2' 的电流。 u_{c1} 和 u_{c2}' 分别为电容 C_1 和 C_2' 的电压。 C_{r1} 和 C_{r2} 为串联在高频变压器原、副边的电容。 R'_L 为负载电阻, u_o' 为负载输出电压, i_L' 为负载输出电流。

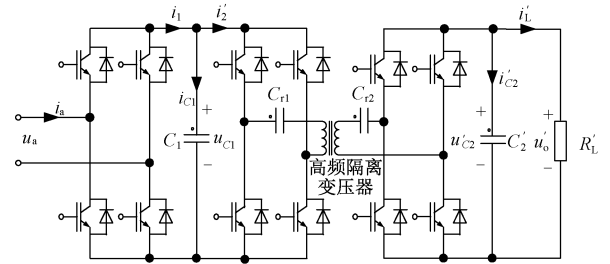


图 2 单相 PET 功率模块电路拓扑

Fig. 2 Topology of single-phase PET power module

文献[16,17]中,串联谐振型 DAB 变换器的动态电路模型建立在文献[9]所述控制方式下,为便于分析,该模型将所有参数折算到变压器高压侧,并得到单相 PET 功率模块的等效电路,如图 3 所示。其中, i_2 为 i_2' 在每个谐振周期内的平均值, R_{eq} 、 L_{eq} 分别为串联谐振型 DAB 的动态等效电阻和电感, C_2 、 i_{c2} 和 u_{c2} 分别为经折算后的低压侧电容、流入 C_2' 电流和 C_2' 的电压, u_o 和 i_L 为经折算后的负载输出电压和电流, R_L 为折算后的负载电阻。

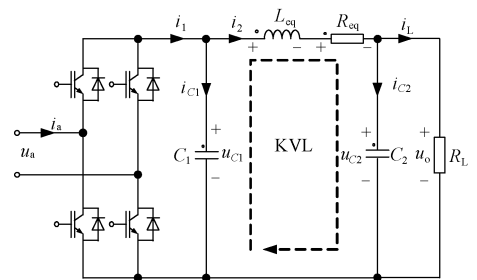


图 3 单相 PET 功率模块等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of single-phase PET power module

从图 3 电路模型中可知,由于等效电阻 R_{eq} 存在,导致串联谐振 DAB 变换器中电容电压 u_{c1} 和 u_{c2} 不一致,当能量从左向右流动时,存在 u_{c1} 大于 u_{c2} ,反之,则存在 u_{c2} 大于 u_{c1} 。图 3 中,当单相 PET 输出侧外接纯电阻负载时,串联谐振 DAB 变换器中

能量从左向右进行传输。由于储能电容 C_1 和 C_2 电压中除直流分量外,还存在二倍电网工频波动,结合基尔霍夫电压定律,则作用在等效电阻 R_{eq} 和等效电感 L_{eq} 上的电压也会存在上述分量,从而导致串联谐振 DAB 变换器的电流 i_2 中应包含直流和二倍频电流分量,在稳定运行时,电流 i_2 波形如图 4 所示。

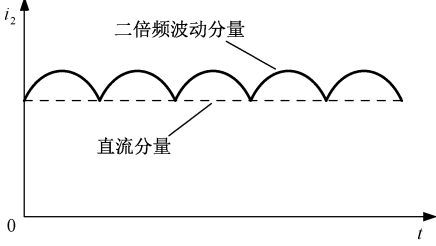


图 4 稳态电流 i_2 示意图

Fig. 4 Schematic of steady current i_2

设输入级 H 桥变换器的开关函数为 S_a , 则 i_1 可表示为:

$$i_1 = i_a S_a \quad (1)$$

结合 KCL, 则串联谐振型 DAB 电容电压 u_{C1} 可表示为:

$$u_{C1} = \frac{1}{C_1} \int (i_1 - i_2) dt + u_{C1}(0) \quad (2)$$

式中, $u_{C1}(0)$ 为电容 C_1 电压初始值。根据 KVL, 联合式(1)和式(2)可得电压方程:

$$\frac{1}{C_1} \int (i_a S_a - i_2) dt + u_{C1}(0) - L_{eq} \frac{di_2}{dt} - i_2 R_{eq} = u_o \quad (3)$$

另外, 输出侧电容电压 u_o 可表示为:

$$u_o = \frac{1}{C_2} \int (i_2 - i_L) dt + u_o(0) \quad (4)$$

式中, $u_o(0)$ 为输出侧电容 C_2 电压初始值。同时输出电压 u_o 又可表示为:

$$u_o = i_L R_L \quad (5)$$

联合式(4)和式(5), 可得:

$$\frac{1}{C_2} \int (i_2 - i_L) dt + u_o(0) = i_L R_L \quad (6)$$

对式(3)和式(6)方程两边同时求导, 进行整理后可得:

$$k_2 = \frac{2\omega K_{const} \left[8L_{eq} \omega^3 - 2\omega \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{R_{eq}}{R_L C_2} \right) \right] - \frac{K_{const}}{R_L C_2} \left[\frac{1}{R_L C_1 C_2} - 4\omega^2 \left(R_{eq} + \frac{L_{eq}}{R_L C_2} \right) \right]}{\left[8L_{eq} \omega^3 - 2\omega \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{R_{eq}}{R_L C_2} \right) \right]^2 + \left[\frac{1}{R_L C_1 C_2} - 4\omega^2 \left(R_{eq} + \frac{L_{eq}}{R_L C_2} \right) \right]^2} \quad (17)$$

$$L_{eq} \frac{d^2 i_2}{dt^2} + R_{eq} \frac{di_2}{dt} + \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) i_2 = \frac{1}{C_1} i_a S_a + \frac{1}{C_2} i_L \quad (7)$$

$$R_L \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C_2} i_L = \frac{1}{C_2} i_2 \quad (8)$$

对于 H 桥变换器, S_a 可近似为:

$$S_a = m \sin(\omega t) \quad (9)$$

式中, m 为调制比, 其表达式为:

$$m = \frac{U_{a_peak}}{U_{C1}} \quad (10)$$

式中, U_{C1} 为稳态运行时电容 C_1 的恒定直流电压。仅考虑基频成分, 功率模块交流端口输入电压 u_a 可近似为:

$$u_a = U_{a_peak} \sin(\omega t) \quad (11)$$

当单相 PET 系统交流端口输入电流与电压相位相同时, 可表示为:

$$i_a = I_{a_peak} \sin(\omega t) \quad (12)$$

式中, U_{a_peak} 和 I_{a_peak} 分别为输入侧交流电压和电流峰值。联立式(7)~式(12)并结合三角函数倍角公式整理可得:

$$L_{eq} \frac{d^3 i_2}{dt^3} + \left(R_{eq} + \frac{L_{eq}}{R_L C_2} \right) \frac{d^2 i_2}{dt^2} + \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{R_{eq}}{R_L C_2} \right) \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{R_L C_1 C_2} i_2 = 2\omega K_{const} \sin(2\omega t) + \frac{K_{const}}{R_L C_2} [1 - \cos(2\omega t)] \quad (13)$$

式中, K_{const} 为常系数, 可表示为:

$$K_{const} = \frac{U_{a_peak} I_{a_peak}}{2C_1 U_{C1}} \quad (14)$$

式(13)为三阶常系数非齐次线性微分方程, 求解起来较为复杂, 由于在整个电路分析过程中只关注 i_2 的稳态分量, 其暂态分量会随时间的增加衰减至零, 因此, 根据线性系统的特点, 可假设 i_2 达到稳态时的 i_{2_steady} 为:

$$i_{2_steady} = I_{2_dc} + k_2 \cos(2\omega t) + k_3 \sin(2\omega t) \quad (15)$$

式中, I_{2_dc} 为 i_{2_steady} 的直流分量; $k_2 \cos(2\omega t)$ 和 $k_3 \sin(2\omega t)$ 为 i_{2_steady} 中的二倍频分量。将式(15)代入式(13)中可得:

$$I_{2_dc} = C_1 K_{const} \quad (16)$$

$$k_3 = \frac{2\omega K_{\text{const}} \left[\frac{1}{R_L C_1 C_2} - 4\omega^2 (R_{\text{eq}} + \frac{L_{\text{eq}}}{R_L C_2}) \right] + \frac{K_{\text{const}}}{R_L C_2} \left[8L_{\text{eq}} \omega^3 - 2\omega \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{R_{\text{eq}}}{R_L C_2} \right) \right]}{\left[8L_{\text{eq}} \omega^3 - 2\omega \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{R_{\text{eq}}}{R_L C_2} \right) \right]^2 + \left[\frac{1}{R_L C_1 C_2} - 4\omega^2 (R_{\text{eq}} + \frac{L_{\text{eq}}}{R_L C_2}) \right]^2} \quad (18)$$

因此, i_{2_steady} 可表示为:

$$i_{2_steady} = I_{2_dc} + I_{\text{peak}} \cos(2\omega t - \varphi) \quad (19)$$

式中, i_{2_steady} 电流峰值 I_{peak} 和相位 φ 为:

$$I_{\text{peak}} = \sqrt{k_2^2 + k_3^2} \quad (20)$$

$$\varphi = \arctan \frac{k_3}{k_2} \quad (21)$$

根据文献[16]所述,式(16)中和式(17)中 R_{eq} 和 L_{eq} 可表示为:

$$R_{\text{eq}} = \pi^2 R_{\text{loss}} / 8 \quad (22)$$

$$L_{\text{eq}} = \pi^2 L_{\text{res}} / 4 \quad (23)$$

式中, R_{loss} 为串联谐振型 DAB 中的损耗电阻,主要包括功率半导体和变压器原、副边线路电阻; L_{res} 为高频变压器的副边绕组短路时,变压器原边绕组测量得到的电感。

由于上述分析采用的是 DAB 在每个谐振周期内的平均值模型,理论分析所得的电流 i_{2_steady} 为真实 i'_2 稳定运行时每个谐振周期内的平均值。此外,真实 i'_2 又可表示为:

$$i'_2 = i_{r1} S \quad (24)$$

式中, i_{r1} 为流入串联谐振型 DAB 中高频变压器原边电流; S 为串联谐振型 DAB 中 H 桥变换器的开关函数,当串联谐振型 DAB 采用文献[9]的控制方式时,根据文献[16], S 可表示为:

$$S = \begin{cases} 1 & \frac{2k\pi - \varphi}{\omega_{\text{res}}} \leq t < \frac{(2k+1)\pi - \varphi}{\omega_{\text{res}}} \\ -1 & \frac{(2k+1)\pi - \varphi}{\omega_{\text{res}}} \leq t \leq \frac{(2k+2)\pi - \varphi}{\omega_{\text{res}}} \end{cases} \quad (25)$$

式中, $k=0, 1, 2, \dots$; ω_{res} 为串联谐振角频率。DAB 在额定工况下, i_{r1} 可表示为:

$$i_{r1} = i_{2_envelope} \sin(\omega_{\text{res}} t + \varphi) \quad (26)$$

式中, $i_{2_envelope}$ 为 i'_2 和 i_{r1} 的包络线。结合式(24)~式(26),则当电路处于稳定状态时 i'_2 可表示为:

$$i'_2 = i_{2_envelope} |\sin(\omega_{\text{res}} t + \varphi)| \quad (27)$$

则 i_{2_steady} 又可表示为:

$$i_{2_steady} = \frac{1}{T} \int_{\frac{2k\pi - \varphi}{\omega_{\text{res}}}}^{\frac{(2k+2)\pi - \varphi}{\omega_{\text{res}}}} i_{2_envelope} |\sin(\omega_{\text{res}} t + \varphi)| dt \quad (28)$$

由于 $i_{2_envelope}$ 的变化频率远小于谐振频率(小于10倍以上),在每个谐振周期内 $i_{2_envelope}$ 可视为恒值,同时由于在每个谐振周期内存在:

$$\frac{2}{\pi} = \frac{1}{T} \int_{\frac{2k\pi - \varphi}{\omega_{\text{res}}}}^{\frac{(2k+2)\pi - \varphi}{\omega_{\text{res}}}} |\sin(\omega_{\text{res}} t + \varphi)| dt \quad (29)$$

所以可得:

$$i_{2_steady} = \frac{2}{\pi} i_{2_envelope} \quad (30)$$

进而,稳定运行时 i'_2 的包络线 $i_{2_envelope}$ 为:

$$i_{2_envelope} = \frac{\pi}{2} i_{2_steady} \quad (31)$$

3 仿真结果

为了验证所提出关于单相 PET 中串联谐振型 DAB 变换器电流特性分析的正确性,在 Matlab/Simulink 环境中搭建了 6kV/750V、500kV·A 单相 PET 的仿真模型,电路拓扑如图1所示,每个功率模块的电路拓扑如图2所示,仿真参数见表1。

表1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

参数	数值
单相 PET 容量/(kV·A)	500
功率模块数量	6
单相网侧输入电压 u_{sa} /kV	5.77
单相网侧输入电压频率/Hz	50
单相网侧滤波电感 L_{ga} /mH	10
单相输出侧额定电压 u'_o /V	750
高压侧储能电容 C_1 /mF	2
低压侧储能电容 C'_2 /mF	4
高压侧储能电容 C_1 额定电压/V	1600
低压侧储能电容 C'_2 额定电压/V	750
高频变压器变压比	1600:750
高频变压器工作频率/kHz	5
高频变压器漏感/ μ H	62.5
高频变压器原、副边谐振电容 C_{r1}, C_{r2} / μ H	90, 90
损耗电阻 R_{loss} /m Ω	50
每个功率模块三角波载波频率/Hz	800
调制方式	CSPWM
负载 R'_L/Ω	1.125

该仿真的控制框图如图5所示。采用低压侧输出电压 u'_o 作为外环,闭环控制器为 PI 调节器,该调

节器的传递函数为: $PI_{uo'}(s) = 3 + 400/s$; 高压交流输入电流 i_a 作为内环, 且控制功率因数为 1, 闭环控制器采用 PR 调节器, 该调节器的传递函数为: $PR_{ia}(s) = 30 + 30000s/(s^2 + 98696)$ 。由于低压输出侧电压和高压交流输入侧电流有关, 因此, 经电压外环调节器输出的信号, 可作为电流内环参考交流信号的幅值。根据文献[18,19], 若忽略系统损耗, 从瞬时功率守恒角度出发, 则单相 PET 输出会存在二倍频波动, 为保持电流幅值恒定, 避免网侧电流幅值出现二倍频波动, 在电压外环控制器的输出引入二倍电网工频滤波算法。对于串联谐振型 DAB 变换器, 采用文献[9]提到的开环控制方式。

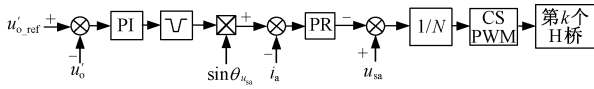


图 5 单相 PET 控制系统框图 ($k=1,2,\dots,6$)

Fig. 5 Control system diagram of single-phase PET

根据仿真参数, 可求得等效模型参数为: $L_{eq} = 0.156\text{mH}$, $R_{eq} = 0.08\Omega$, $C_1 = 2\text{mF}$, C'_2 和 R'_L 折算到变压器高压侧可得: $C_2 = 0.879\text{mF}$, $R_L = 5.12\Omega$ 。代入式(15)~式(23)可得稳态下 i_{2_steady} 为:

$$i_{2_steady} = 52.45 - 17.41\cos(2\omega t - 15.73) \quad (32)$$

i'_2 和 i_{r1} 的包络线 $i_{2_envelope}$ 为:

$$i_{2_envelope} = 82.4 - 27.33\cos(2\omega t - 15.73) \quad (33)$$

根据式(2), 可得高压侧电容电压为:

$$u_{C1} = 1600 - 28.46\sin(2\omega t + 7.52) \quad (34)$$

仿真结果如图 6~图 10 所示。单相 PET 输入电压和电流同相位且串联谐振型 DAB 变换器采用开环控制, 当该变换器工作在稳定状态时, 由图 6 可知, 变换器的电流主要含有直流分量和高频交流分量, Simulink 单相 PET 功率模块中的 DAB 电流最大值为 104A, 最小值为 57A, 理论分析中所得电流最大值为 109A, 最小值为 55A, 误差在 5% 以内。从图 7 可知, DAB 中高频变压器的电流幅值并非恒定, 其电流包络线中存在二倍频波动, 且该电流的包络线与理论分析所得到的电流包络线基本一致。从图 8 可知, DAB 高压侧直流电容电压含有波动, 理论分析与仿真波形的电压差值小于 100V。如图 9 和图 10 所示, 当流入高频变压器电流为零时, 与其原、副边相连的 H 桥变换器输出方波电压发生跳变, 表明此时 DAB 中的所有 IGBT 均工作在 ZCS 状态。

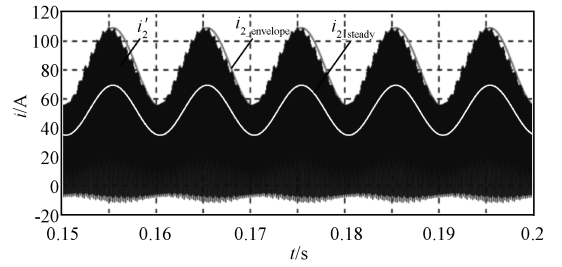


图 6 串联谐振型 DAB 稳态电流 i'_2 、 i_{2_steady} 和 $i_{2_envelope}$
Fig. 6 Steady current i'_2 , i_{2_steady} and $i_{2_envelope}$ of series resonant dual active bridge converter

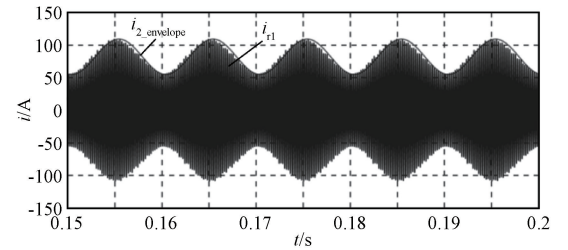


图 7 稳态电流 $i_{2_envelope}$ 和高频变压器原边电流 i_{r1}
Fig. 7 Steady current $i_{2_envelope}$ and i_{r1} in primary windings of high-frequency transformer

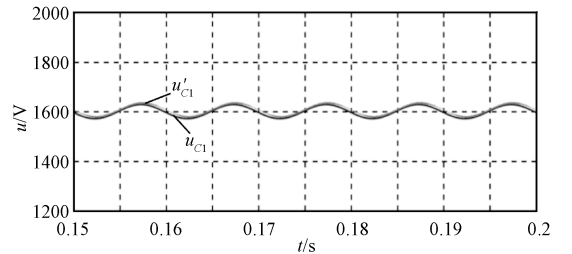


图 8 理论分析 DAB 电容电压 u_{C1} 和仿真中 u'_{C1}
Fig. 8 DAB capacitor voltage u_{C1} obtained by analysis and u'_{C1} from simulation

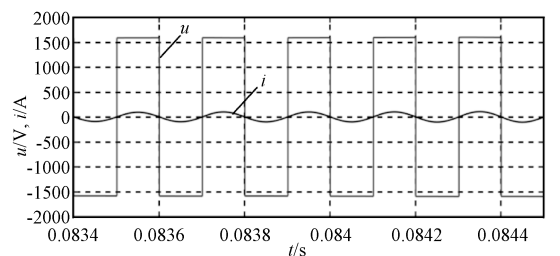


图 9 高频变压器原边电压和电流
Fig. 9 High-frequency transformer primary voltage and current

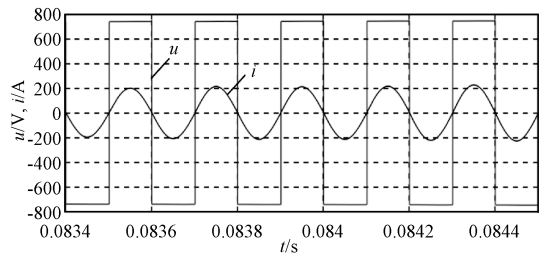


图 10 高频变压器副边电压和电流

Fig. 10 High-frequency transformer secondary voltage and current

4 实验验证

为进一步验证该模型的正确性,搭建了电力电子变压器功率模块测试平台,如图 11 所示,实验参数见表 2。

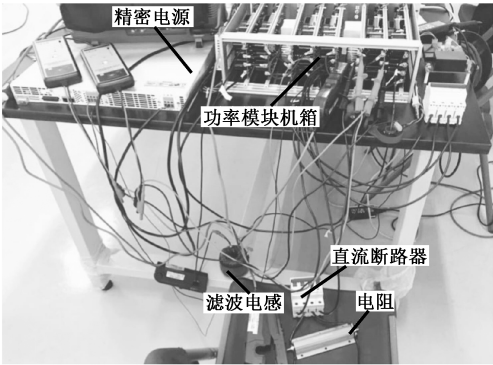


图 11 电力电力变压器功率模块测试平台

Fig. 11 Photo of PET power modules test platform

表 2 实验参数

Tab. 2 Experiment parameters

参数	数值
功率模块数量	2
滤波电感 L_g /mH	4
高压侧储能电容 C_1 /mF	13.12
低压侧储能电容 C'_2 /mF	6.56
高压侧储能电容 C_1 额定电压/V	75
低压侧储能电容 C'_2 额定电压/V	75
高频变压器变比	1:1
高频变压器工作频率/kHz	5
高频变压器漏感/ μ H	22.8
高频变压器原、副边谐振电容 C_{r1}, C_{r2} / μ H	88.88, 88.88
损耗电阻 R_{loss} /m Ω	10
每个功率模块三角波载波频率/Hz	2000
H 桥参考电压幅值 V_1 /V	62
负载 R_L / Ω	50

该套系统的电路拓扑如图 12 所示。在机箱的内部集成了两个如图 2 所示的 PET 功率模块,第二功率模块 DAB 低压侧电容 C'_2 外接精密电源为其提供直流电压,第一功率模块 DAB 低压侧电容 C'_2 外接负载电阻 R_L 。当该系统正常运行时,闭合直流断路器 K_1 ,同时断开 K_2 ,另外两个功率模块中的 DAB 均按照文献[9]所提出的开环控制方法运行。两个功率模块中与 DAB 高压侧电容 C_1 相连 H 桥变换器按照正弦脉宽调制 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) 方式输出电压,且在进行调制时两个功率模块采用的正弦电压参考信号的幅值相同,均为 V_1 ,相位相差 δ 角度,此时根据文献[20]的控制方法,当两功率模块中 H 桥变换器采用相同的载波进行调制时,可以在两个功率模块之间进行功率传递,其中无功功率近似为零,而有功功率 P 可以表示为:

$$P = \frac{V_1^2 \sin \delta}{2 \omega_g L_g} \tag{35}$$

式中, ω_g 为工频角频率; L_g 为连接两个功率模块的滤波电感,且第二功率模块 H 桥参考信号超前第一功率模块 H 桥 δ 角度。

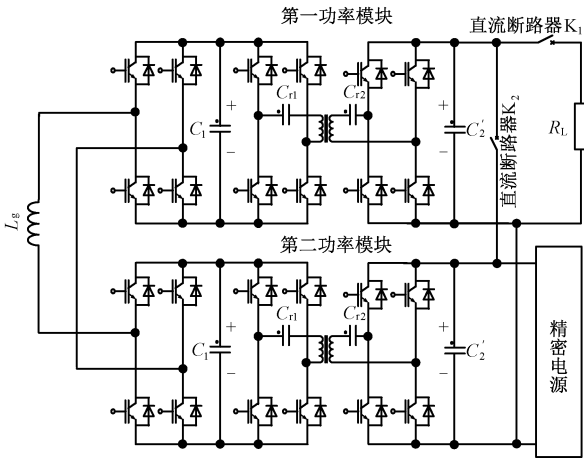


图 12 功率模块测试平台电路拓扑

Fig. 12 Topology of power modules test platform

根据表 2 的实验参数,可以求得等效模型的参数为: $L_{eq} = 0.056\text{mH}$, $R_{eq} = 12.34\text{m}\Omega$, $C_1 = 13.12\text{mF}$, C'_2 和 R'_L 折算到变压器高压侧可得 $C_2 = 6.56\text{mF}$, $R_L = 50\Omega$ 。代入式(15)~式(23)可以得稳态下 i_{2_steady} 为:

$$i_{2_steady} = 1.5 - 0.553 \cos(2\omega t - 2.35) \tag{36}$$

i'_2 和 i_{r1} 的包络线 $i_{2_envelope}$ 为:

$$i_{2_envelope} = 2.36 - 0.87 \cos(2\omega t - 2.35) \tag{37}$$

对于 DAB 高压侧,主要关注其中的二倍频波动,因此根据式(2)可求得该波动电压 \tilde{u}_{C1} 为:

$$\tilde{u}_{C1} = 0.12\sin(2\omega t + 181.37) \quad (38)$$

实验结果如图 13~图 18 所示。为避免突加负载导致滤波电感中电流冲击过大,使 DAB 变换器发生损坏,在两个功率模块 H 桥进行调制时,其参考波相相差在 1s 内从 0° 缓慢增加至额定值,此时功率模块输入侧电流如图 13 所示。当该装置在额定工况运行时,输入侧桥臂电抗器电流如图 14 所示。为增加系统运行可靠性,在 DAB 变换器的 H 桥中加入 $1\mu\text{s}$ 死区,此时与高频变压器原边连接的 H 桥输出方波电压和流入高频变压器原边电流波形如图 15 所示。另外,由于高频变压器变比为 1,高频变压器副边连接的 H 桥输出方波电压和流入高频变压器副边电流与原边一致,不难看出,此时 DAB 变换器中所有 IGBT 均处于 ZCS 状态。从图 17 和图 18 中可以看出,流入高频变压器的电流二倍频波动、高压侧电容 C_1 的电压波动与通过该模型得到的理论分析基本一致,实验所得波形中高频变压器原边电流最大值为 3A,最小值为 1.8A,理论分析中所得电流最大值为 3.2A,最小值为 1.5A。从上述实验结果可看出,理论分析误差小于 5%。

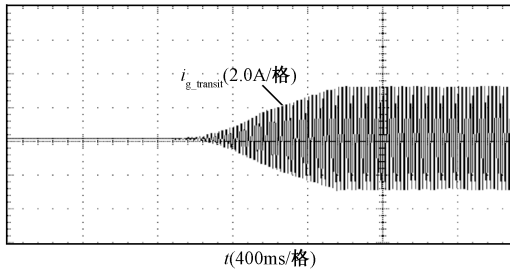


图 13 负载投入时输入侧电流 $i_{g_transit}$

Fig. 13 Input current $i_{g_transit}$ with rated load

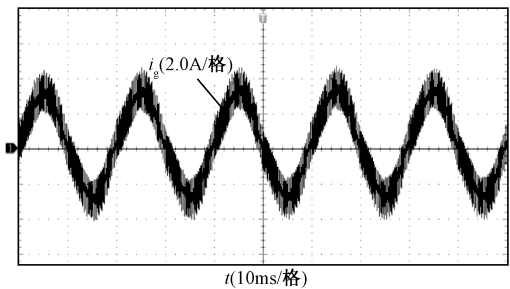


图 14 滤波电感带载稳态电流 i_g

Fig. 14 Steady current in filter inductance L_g

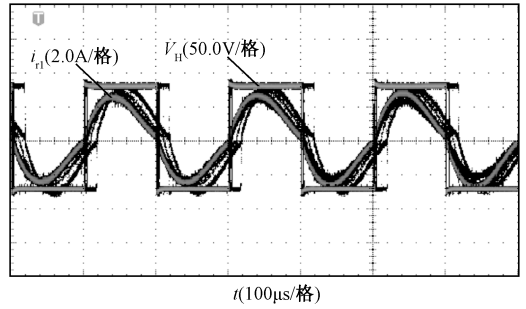


图 15 H 桥变换器输出方波电压 V_H 和高压变压器原边电流 i_{r1}

Fig. 15 Output square wave voltage V_H in H-bridge converter and current i_{r1} in primary windings of high-frequency transformer

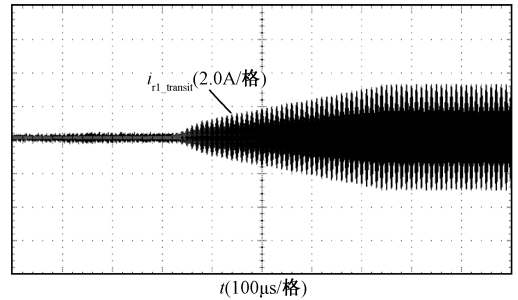


图 16 负载投入时高频变压原边电流 $i_{r1_transit}$

Fig. 16 Current $i_{r1_transit}$ in primary windings of high-frequency transformer with rated load

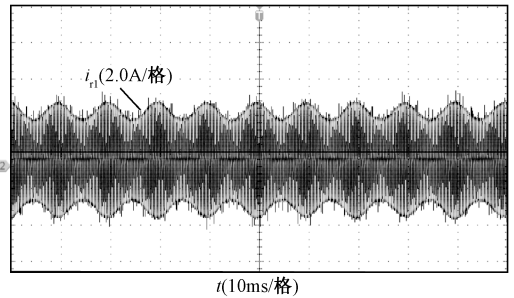


图 17 高频变压器带载稳态原边电流 i_{r1}

Fig. 17 Steady current i_{r1} in primary windings of high-frequency transformer

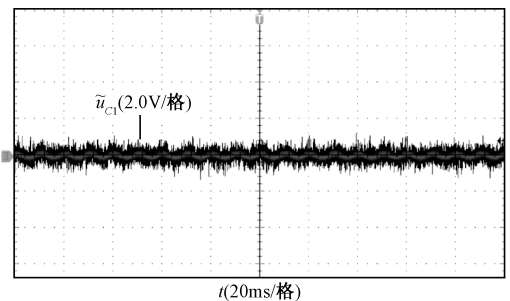


图 18 电容 C_1 波动电压

Fig. 18 Wave voltage of capacitor C_1

5 结论

本文通过建立单相 PET 功率模块的动态电路模型,分析了其中串联谐振型双有源桥变换器的电流特性。在所搭建的 6kV/750V、500kV·A 单相 PET 中,当该系统工作在稳定状态时,串联谐振型双有源桥电流的包络与理论分析一致,相对误差最大为 5%,表明该模型具有较高的精度。同时,通过搭建的电力电子变压器功率模块测试平台,进一步验证了该模型的正确性。

参考文献 (References):

- [1] 陈启超, 纪延超, 潘延林, 等 (Chen Qichao, Ji Yan-chao, Pan Yanlin, et al.). 配电系统电力电子变压器拓扑结构综述 (Review of power electronic transformer topologies applied to distribution system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (3): 41-48.
- [2] 王优, 郑泽东, 李永东 (Wang You, Zheng Zedong, Li Yongdong). 中高压电力电子变压器拓扑与控制应用综述 (Review of topology and control application of medium and high voltage power electronic transformer) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (5): 1-10.
- [3] 李子欣, 高范强, 徐飞, 等 (Li Zixin, Gao Fanqiang, Xu Fei, et al.). 中压配电网用 10kVac-750Vdc/1MVA 电力电子变压器功率密度影响因素研究 (Power density analysis of 10kVac-750Vdc/1MVA power electronic transformer/solid-state transformer for medium voltage distribution grid) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (6): 1-6.
- [4] 高范强, 李子欣, 徐飞, 等 (Gao Fanqiang, Li Zixin, Xu Fei, et al.). 一种高频链模块化电力电子变压器 (Power electronic transformer based on modular converter with high-frequency link) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (5): 51-58.
- [5] 汪洋, 赵楠, 张捷颖, 等 (Wang Yang, Zhao Nan, Zhang Jieying, et al.). 应用于电力电子变压器的双向 DC-DC 变换器综述 (A summary of bidirectional DC-DC converter applied in power electronic transformer) [J]. 大功率变流技术 (High Power Converter Technology), 2017, (4): 31-36.
- [6] 季振东, 李东野, 孙毅超, 等 (Ji Zhendong, Li Dongye, Sun Yichao, et al.). 一种三相级联型电力电子变压器及其控制策略研究 (Research on a three-phase cascaded power electronic transformer and its control strategy) [J]. 电机与控制学报 (Electric Machines and Control), 2016, 20 (8): 32-39, 47.
- [7] Inoue S, Akagi H. A bidirectional isolated DC-DC converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (2): 535-542.
- [8] 王世恩, 郑泽东, 李永东 (Wang Shi'en, Zheng Zedong, Li Yongdong). 串联谐振双有源桥 DC-DC 变换器的频域分析 (Frequency domain analysis of dual active bridge DC-DC converter with series resonant) [J]. 大功率变流技术 (High Power Converter Technology), 2017, (4): 26-30.
- [9] Steiner M, Reinold H. Medium frequency topology in railway applications [A]. Proceedings of 2007 European Conference on Power Electronics and Applications [C]. Aalborg, Denmark, 2007. 1-10.
- [10] 王轩, 付永生, 晋湾湾, 等 (Wang Xuan, Fu Yongsheng, Jin Wanwan, et al.). 一种新型结构的电力电子变压器 (Novel topology of power electronic transformer) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (5): 67-74.
- [11] 李子欣, 王平, 楚遵方, 等 (Li Zixin, Wang Ping, Chu Zunfang, et al.). 面向中高压智能配电网的电力电子变压器研究 (Research on medium- and high-voltage smart distribution grid oriented power electronic transformer) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2013, 37 (9): 2592-2601.
- [12] 刘闯, 齐瑞鹏, 刘海军, 等 (Liu Chuang, Qi Ruipeng, Liu Haijun, et al.). 一种减小三相级联型 PET 各中间直流侧电容的方法 (Method of decreasing intermediate DC-link capacitors for three-phase cascaded power electronics transformer) [J]. 电力自动化设备 (Electric Power Automation Equipment), 2017, 37 (11): 46-53.
- [13] Witulski Arthur F, Hernandez Adhn F, Erickson Robert W. Small signal equivalent circuit modeling of resonant converter [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 1991, 6 (1): 11-27.
- [14] Molla-Ahmadian Hamed, Karimpour Ali, Pariz Naser, et al. Hybrid modeling of a DC-DC series resonant converter: Direct piecewise affine approach [J]. IEEE Transaction on Circuits and Systems - I: Regular Papers, 2012, 59 (12): 3112-3120.
- [15] Esser Albert, Skudelny Hans-Christoph. A new approach to power supplies for robots [J]. IEEE Transaction on

- Industry Applications, 1991, 27 (5): 872-875.
- [16] Li Zixin, Qu Ping, Wang Ping, et al. DC terminal dynamic model of dual active bridge series resonant converters [A]. 2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific) [C]. Beijing, China, 2014. 1-5.
- [17] Huber Jonas E, Kolar Johann W. Analysis and design of fixed voltage transformer ratio DC/DC converter cells for phase-modular solid-state transformers [A]. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) [C]. Montreal, Canada, 2015. 5021-5029.
- [18] 徐欢, 朱国荣, 梁标, 等 (Xu Huan, Zhu Guorong, Liang Biao, et al.). 在单相高频整流器中抑制直流纹波电流的控制方法研究 (Research on control strategy of mitigating the DC ripple current in single-phase high frequency rectifier) [J]. 电力电容器与无功补偿 (Power Capacitor & Reactive Power Compensation), 2017, 38 (2): 141-148.
- [19] 高吉磊, 张雅静, 林飞, 等 (Gao Jilei, Zhang Yajing, Lin Fei, et al.). 单相 PWM 整流器谐波电流抑制算法研究 (Research on harmonic current elimination method of single-phase PWM rectifiers) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2010, 30 (21): 32-39.
- [20] 李建国, 宋强, 刘文华, 等 (Li Jianguo, Song Qiang, Liu Wenhua, et al.). 一种模块化多电平换流阀的等效功率对冲实验及控制方法 (An equivalent converter valve's back to back power test and its control method for modular multilevel converters) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2016, 36 (7): 1951-1958.

Analysis of current characteristics of series resonant dual active bridge in single-phase power electronic transformer

ZHANG Hang^{1,2}, LI Yao-hua^{1,2}, GAO Fan-qiang^{1,2}, LI Zi-xin^{1,2}, CHU Zun-fang¹,
WANG Zhe^{1,2}, WANG Ping¹

(1. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive, Institute of Electrical Engineering,
Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: The three-stage power electronic transformer (PET) has been widely concerned and applied because of its good control performances. This type PET is composed of input, isolation and output stages, which are connected by the energy storage capacitance. Owing to the limited voltage level of power semiconductor devices, a plurality of power modules constitute the PET through cascade connection. The intermediate part of the power module usually adopts the series resonant dual active bridge (DAB) to realize electrical isolation and energy conversion between different DC voltage levels. On account of the instantaneous power distribution characteristic of the single-phase PET AC input and DC output sides, a dynamic equivalent circuit model of the power module is proposed in this paper. Then, this paper derives the analytical current expression and simplified model of the series resonate DAB in time domain. The validity of the model is verified by the simulation built in the Matlab/Simulink and PET power submodules test platform.

Key words: power electronic transformer; series resonant dual active bridge; equivalent circuit model