

DOI: 10.7667/PSPC160137

# 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

刘海军<sup>1</sup>, 李刚<sup>2</sup>, 王志凯<sup>1</sup>, 赵国亮<sup>1</sup>, 田鑫<sup>1</sup>, 刘闯<sup>3</sup>

(1. 国网智能电网研究院, 北京 102209; 2. 国家电网公司科技部, 北京 100031;  
3. 东北电力大学, 吉林 吉林 132000)

**摘要:** 分析了传统电力电子变压器建模及控制策略的国内外研究现状, 以及面向中高压配电网的电力电子变压器建模及控制策略的局限性。在此基础上, 基于谐振变换器的工作特点, 提出了面向中高压电网的电力电子变压器统一降阶建模方法及单级控制策略。该策略结构简单, 控制能力强。相比于传统电力电子变压器的建模方法与控制策略, 所提出的控制策略有效地利用了高频隔离型变换器的工作特点, 将高频隔离型变换器与前端级联型变换器结合为一体, 简化了控制系统, 使其不会随着模块数增加而变得复杂。最后在 PSCAD 仿真环境中验证了 10 kV 电力电子变压器的拓扑及其控制策略的可行性。

**关键词:** 智能电网; 配电网; 电力电子变压器; 控制策略; 统一降阶模型

## Research on medium and high-voltage smart distribution grid oriented power electronic transformer modeling and control strategies

LIU Haijun<sup>1</sup>, LI Gang<sup>2</sup>, WANG Zhikai<sup>1</sup>, ZHAO Guoliang<sup>1</sup>, TIAN Xin<sup>1</sup>, LIU Chuang<sup>3</sup>

(1. Institute of State Grid Smart Grid, Beijing 102209, China; 2. State Grid Corporation of Science and Technology, Beijing 100031, China; 3. Northeast Dianli University, Jilin 132000, China)

**Abstract:** This paper analyzes the research status of traditional power electronic transformer modeling and control strategies, as well as limitations for medium and high voltage distribution network of power electronic transformer modeling and control strategy. According to the analysis above, based on the working characteristics of the resonant converter, a unified reduced order modeling and single-level control strategy is proposed for the high-voltage power electronics transformer. Such strategy owns a simpler topology and more effective control ability. Compared with the traditional power electronic transformer modeling approach and control strategy, the proposed control strategy utilizes the work characteristics of high-frequency isolated converters, high-frequency transformer-isolated converter in conjunction with front-end cascaded as a whole, it simplifies the control system, so that it will not be more complicated with the number of modules increase. Finally, a 10 kV power electronic transformer topology and its control feasibility of the strategy are verified in PSCAD simulation environment.

**Key words:** smart grid; distribution network; power electronics transformer; control strategies; unified reduced order model

## 0 引言

现代电网正在进入以“新能源+互联网”为特征的后碳时代, 积极发展能源互联网, 是中国应对下一次能源革命的主要策略<sup>[1]</sup>。在能源互联网构建过程中, 需要逐步完成“以清洁能源替代化石能源, 大力推动可再生能源产业进步”的清洁替代, 和“以电代煤、以电代油, 提高电能终端能源消费的比

重”的电替代, 从而缓解因能源消费过度依赖化石能源所造成的生态环境问题和能源安全问题<sup>[2]</sup>。随着各种大规模可再生能源接入电网, 传统的电力装备、电网结构和运行技术等在接受超大规模可再生能源方面越来越力不从心, 为此必须采用新技术、新装备和新电网结构来满足未来能源格局的深刻变化。

作为配电网的关键组成设备, 传统配电变压器利用工频铁芯实现变压、隔离和能量传递等基本功

能，其可控性、兼容性较差，已不能满足电网转型对电气设备智能化水平的要求。因此，国内外学者提出了“电力电子变压器 (Power Electronic Transformer, PET)”的概念，它是由电力电子换流器和高频变压器组成的新型智能化电气设备，具有高度的可控性，除去传统变压器的功能外，还可实现潮流控制、无功补偿、谐波治理、频率变换、交直流变换、可再生能源接入等能量管控功能<sup>[3]</sup>。

正是因为电力电子变压器的诸多优点，对其的研究也得到了国内外学者的广泛关注。目前国内外的电力电子变压器根据其工作原理及拓扑结构大体可以分为三类：AC/AC 型；AC/DC-DC/AC 型；以及 AC/DC/DC 型。

AC-AC 型电力电子变压器一般由入口端变换器及出口端变换器构成。其中入口端变换器将工频量变为高频量，然后通过一个高频变压器，之后通过出口变换器再转化为工频量。由于其中的变压器工作在高频的状态，因此有较高的效率，同时能够很大程度地减少变压器的体积。然而，这种变压器需要双向的半导体开关，且可控性差，容易产生谐波<sup>[4-6]</sup>。

AC-DC-DC-AC 型电力电子变压器一般包含三级结构：AC/DC 级；DC/DC 级；DC/AC 级。相比于传统的 AC/AC 型电力电子变压器，这种结构具

有更好的适用性，且传统的 IGBT/MOSFETs 器件就能满足要求。这种结构具有更好的动态特性，同时对于输出电压的调节能力更强，能够改善电能质量。然而，由于采用了三级结构，使得这种电力电子变压器的控制策略变得复杂，且随着电压等级的不断提高，必然导致级联模块数增多，使得控制环节变得更加复杂冗余，难以真正工程实现<sup>[7-9]</sup>。

本文正是考虑到这一点，在分析已有电力电子变压器控制策略的基础上，将谐振变换器应用到电力电子变压器中，提出了一种适用于中高压智能配电网的新型电力电子变压器控制策略。本文详尽地分析了所提出的控制策略的数学模型及不同能量转化环节的控制策略，并进行了 PSCAD 环境下的仿真验证。

必须指出，由于后端 DC/AC 控制策略已经非常成熟，含有多级能量环节的电力电子变压器的控制关键在于 AC/DC 及 DC/DC 级，因此本文只着眼于 AC/DC 级及 DC/DC 级控制策略的研究。

### 1 传统电力电子变压器的控制方法

一种典型的传统电力电子变压器的控制方法如图 1 所示。由图可知，传统的电力电子变压器的数学模型和控制方法均可以分为 AC/DC 以及 DC/DC 两级<sup>[10-15]</sup>。下面分别进行介绍。

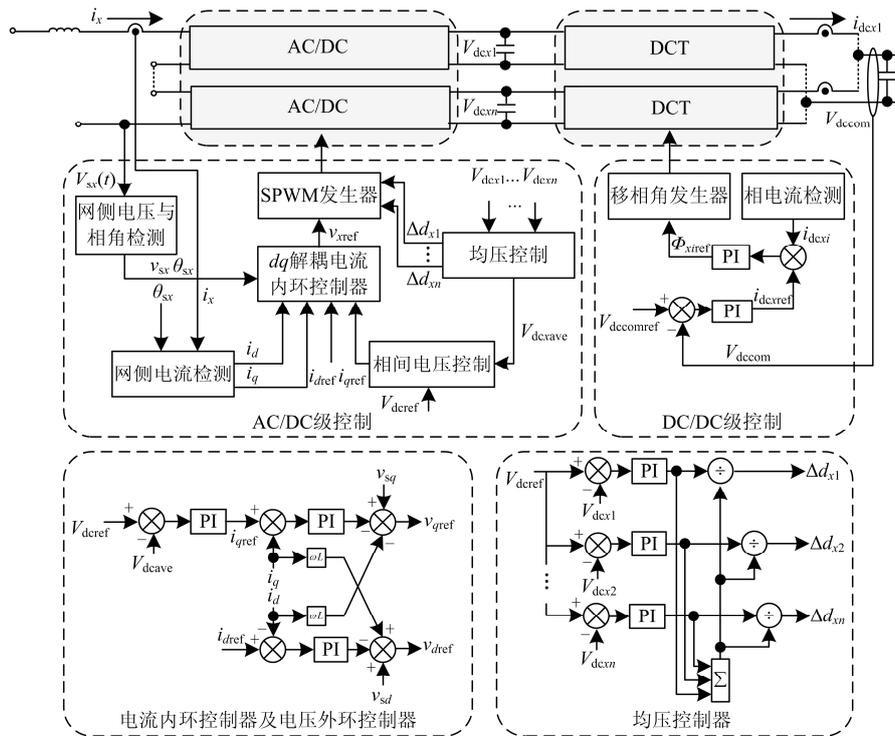


图 1 传统电力电子变压器控制策略示意图

Fig. 1 Control strategy of traditional PET

### 1.1 电力电子变压器前端 AC/DC 变换器控制策略

对于 PET 前端的 AC/DC 变换器, 控制目标主要是交流侧的三相电流、中间直流侧的电压、以及各个级联模块中间直流侧电压的平衡度。由图 1 可知, 与控制目标相对应, 传统的电力电子变压器分 AC/DC 变换器的控制策略可同样分为电流内环控制、中间直流侧电压外环控制以及中间直流侧电压均压控制。

#### 1.1.1 电流内环控制

本文采用的一种典型 VSC 全桥变换器拓扑如图 2(a)所示, 全桥 VSC 变换器实际是由两个独立的桥臂并联而成, 因此对两个桥臂分别进行分析是合理的。两个桥臂的等效电路图如图 2(b)、2(c)所示; 其中,  $V_s$  为交流侧电压源电压,  $i_{ac}$  为交流侧电流,  $L$  为交流侧电感,  $r$  为交流侧电阻,  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$  为用理想开关等效的功率器件, 开关损耗用电阻  $r_s$  等效, 定义开关函数  $S_1$  和  $S_2$ :  $S_1(S_2)$  为 1 表示开关  $S_1(S_2)$  导通,  $S_1(S_2)$  为 0 表示开关  $S_1(S_2)$  截止。

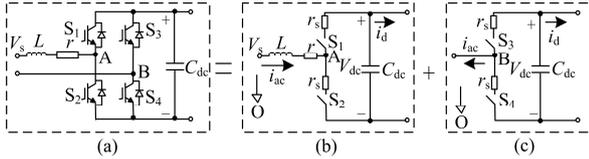


图 2 (a) 典型 VSC 全桥变换器拓扑 (b) 桥臂 1 等效电路  
(c) 桥臂 2 等效电路

Fig. 2 (a) Topology of typical VSC full-bridge converter (b) Equivalent circuit of bridge leg 1 (c) Equivalent circuit of bridge leg 2

根据 VSC 的工作原理, 在正常运行的过程中, 同一桥臂的上下桥臂不能同时导通, 即上桥臂开关  $S_1$  和下桥臂开关  $S_2$  的状态互补, 这意味着开关函数存在如式(1)所示关系。

$$S_1 + S_2 = 1 \quad (1)$$

因此, 对于图 2(b)电路可以建立数学模型如式(2)所示。

$$\begin{cases} V_a = i_{ac} r + L \frac{di_{ac}}{dt} + V_{AC} + V_{CO} \\ V_{AC} = r_s i_{ac} + S_1 v_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

同理, 对于图 2(c)电路可以建立数学模型如式(3)所示。

$$\begin{cases} 0 = V_{BC} + V_{CO} \\ V_{BC} = S_3 (-i_{ac} r_s + u_{dc}) - S_4 i_{ac} r_s \\ V_{CO} = i_{ac} r_s - v_{dc} S_3 \end{cases} \quad (3)$$

将式(3)代入式(2), 可得

$$L \frac{di_{ac}}{dt} = -(r + 2r_s) i_{ac} - v_{dc} (S_1 - S_3) + V_s \quad (4)$$

式(4)采用的是开关函数表述, 这种表述方式知识和分析波形, 而不适合分析静态和动态性能, 也不利于控制的设计, 因此引入傅里叶变换, 采用占空比描述。又根据 VSC 的工作原理, 式(4)可以转化为式(5)。

$$L \frac{di_{ac}}{dt} = -(r + 2r_s) i_{ac} - v_{dc} d + V_s \quad (5)$$

式中,  $d$  为该变换器功率开关器件的占空比。

若忽略功率开关器件的开关损耗  $r_s$ , 上式可以进一步简化为

$$L \frac{di_{ac}}{dt} = -v_{dc} d - r i_{ac} + V_s \quad (6)$$

而直流环节滤波电容的动态方程为

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{ac} d \quad (7)$$

至此, 单相 VSC 全桥变换器的数学模型已经全部推导完毕, 式(6)、式(7)即为其数学模型。

因此, 若忽略线路电阻  $r$ , 对于三相 VSC 全桥变换器, 有:

$$p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -v_{dcave} \begin{bmatrix} d_{ae} \\ d_{be} \\ d_{ce} \end{bmatrix} - r \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (8)$$

考虑到传统的 PI 控制器对直流量能够产生无穷大增益, 而对于工频量增益存在静态差, 因此一般利用  $dq0$  坐标系, 将工频交流量转化为直流量, 再用 PI 控制器进行无静差控制。

在  $dq$  下, 上式可以转化为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{-r}{L} i_d + \frac{1}{L} (d_d v_{dcave} - v_{sd} - \omega L i_q) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{-r}{L} i_q + \frac{1}{L} (d_q v_{dcave} - v_{sq} + \omega L i_d) \end{cases} \quad (9)$$

由上式可以得到, 等效调制比  $d_d, d_q$  可由电流  $i_d, i_q$  及其参考值的差值经过 PI 控制器并进行如图 1 解耦后得到。

当中间直流侧电压稳定在参考值时, 上述控制环节能够保证三相交流电流稳定在参考值下。

#### 1.1.2 中间直流侧电压外环控制

对于如图 2 所示的典型级联型全桥 VSC 变换器, 有

$$C_e \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dcave} - \frac{V_{dcave}}{R} \quad (10)$$

则根据能量平衡有

$$P_{ac} = V_d i_d + V_q i_q = V_{dcave} i_{dcave} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10), 可以得到:

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{V_d i_d + V_q i_q}{V_{dc}} - \frac{V_{dcave}}{R} \quad (12)$$

不妨设  $dq0$  坐标系中的  $q$  轴与  $a$  相电压重合则式(12)可以进一步近似等效为

$$\frac{V_q i_q}{CV_{dcave}} - \frac{V_{dc}}{RC} = \frac{dV_{dcave}}{dt} \quad (13)$$

由上式可知:

电流  $i_{qref}$  可由中间直流侧电压的平均值  $V_{dcave}$  及其参考值的差值经过 PI 控制器得到。而  $i_{dref}$  则由系统的无功功率决定。

显然, 上述控制环可以保证中间直流侧电压的平均值被控制在参考值。

### 1.1.3 中间直流侧电压均压控制

事实上, 各并联运行的 DC-DC 变换器具有相同功率变换, 但是实际中各模块的损耗不同并且在动态调节时, 各有源前端变换模块看到的功率相对之间存在一定差异性。因此, 各模块直流侧电压平衡控制的目的是使得各模块的直流侧电压维持在同一参考电压下, 即使各模块直流侧输出功率存在明显不平衡时, 也能达到同样的功能。

通过前述的电流内环和电压外环控制, 可以得到级联型 VSC 型变换器所需产生的等效交流电压  $d_e V_{dcave}$ , 其为各模块所需产生交流电压  $d_i V_{dci}$  的总和。由于各模块串联关系, 各模块的直流侧电压通过共同的输入交流  $i_{ac}$  来调节。因此, 当各变换器模块具有相同的参考直流电压时,  $d_i/(d_1 + d_2 + \dots + d_n)$  可以表示各模块直流侧电压的相对大小。

通过上述各级联的数学模型分析, 各模块有功电流的峰值参考值  $i_{qrefi}$  可以通过 PI 控制器  $G_{AC}(s)$  来产生, 该控制器的输入为各模块实际直流电压与参考直流电压的差 ( $V_{ref} - V_{dci}$ )。因此, 若要保证各个级联模块的中间直流侧电压均衡, 即要保证:

$$\frac{|d_1|}{i_{qref1}} = \frac{|d_2|}{i_{qref2}} = \dots = \frac{|d_n|}{i_{qrefn}} \quad (14)$$

因为  $|d_1| + |d_2| + \dots + |d_n| = |d_e|$ , 所以级联型变换器各模块的调制比可以表示为式(15)。图 1 给出了级联型的各模块直流侧电压平衡值控制框图。

$$d_i = \frac{i_{qrefi}}{\sum_{j=1}^n i_{qrefj}} d_e = \Delta d_i d_e \quad (15)$$

## 1.2 电力电子变压器中间 DC/DC 变换器控制策略

中间 DC/DC 变换器的控制策略如图 1 所示, 对于后端并联的 DC/DC 变换器, 控制目标为后端输出电压稳定在参考值以及各个 DC/DC 变换器模

块间的均流。由图 1 可知, DC/DC 变换器的控制策略同样可以分为电压外环和电流内环。

其控制环节的建模可参见文献[10], 本文不作过多描述。

### 1.3 传统电力电子变压器控制策略的局限性

事实上, 对于前端串联的  $n$  个 AC/DC 变换模块: 期望各模块能够独立地调节自身功率, 同时通过  $n$  个模块的共同作用来控制高压交流侧电流  $i_{ac}$ ; 由于串联关系, 流经各模块的电流是相同的, 所以各模块的功率传递又不是相互独立的。因此, 对于前端串联型结构的控制主要难题是通过  $n$  个模块的开关组合来控制  $n+1$  个变量, 分别为交流侧输入电感电流  $i_{ac}$ ,  $n$  个直流侧电压  $v_{dci}(i=1, \dots, n)$ 。对于后端并联的  $n$  个 DC/DC 变换模块: 通过前端 AC-DC 调节使得各 DC-DC 的输入侧直流电压控制在指定参考值下, 期望各 DC-DC 模块来控制低压直流侧电压  $V_{dcom}$ , 同时实现各模块间均流控制。此外, 电力电子变压器采用多级结构, 采集变量、控制变量以及控制目标较多, 随着电压、容量等级增大, 控制系统相当复杂<sup>[16-18]</sup>。

## 2 基于谐振变换器的电力电子变压器统一降阶建模方法

为了实现电力电子变压器高压级和隔离级的统一数学模型的降阶简化, 本文拟采用 CLLC 谐振拓扑作为隔离级 DC-DC 变换器结构。由于 CLLC 谐振变换器工作在谐振模式下能够保持电压增益不变, 此时变换器具有恒定电压变比特性, 因此可将隔离级 DC/DC 变换器建立成理想直流变压器数学模型。其拓扑结构图如图 3 所示。

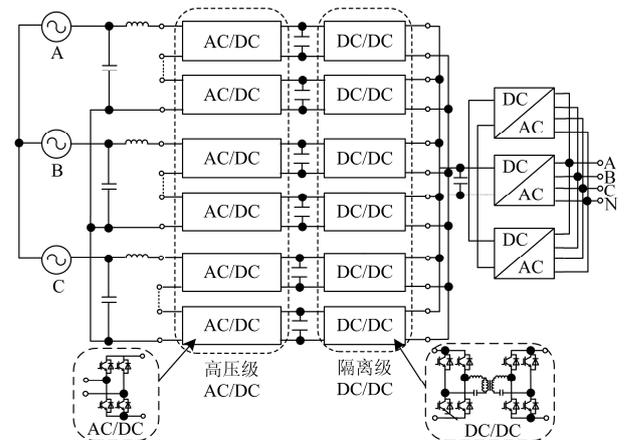


图 3 本文采用的电力电子变压器拓扑结构示意图

Fig. 3 Proposed PET topology



由前述交流侧等效模型, 有:

$$i_{ac}(s) = \frac{V_{ac} - dV_{dc}}{sL_{ac}} = \frac{1}{sL_{ac}}V_{ac} - \frac{V_{dc}}{sL_{ac}}d = \frac{V_{ac}G_{iv}(s) - dG_{id}(s)}{sL_{ac}} \quad (25)$$

式中:  $G_{iv}(s) = \frac{1}{sL_{ac}}$ ;  $G_{id}(s) = \frac{V_{dc}}{sL_{ac}}$ 。

将式(25)代入电流内环, 可以得到电流内环控制的框图如图 5 所示。

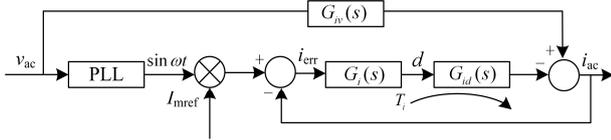


图 5 电流内环控制框图

Fig. 5 Inner-loop current control block diagram

由上式可以推出:

$$\frac{i_{ac}(s)}{v_{ac}(s)} = -\frac{G_i(s)I_{mref}}{1+T_i}G_{id}(s) + \frac{1}{1+T_i}G_{iv}(s) \quad (26)$$

即

$$i_{ac}(s) = -\frac{G_i(s)I_{mref}}{1+T_i}G_{id}(s)v_{ac}(s) + \frac{1}{1+T_i}G_{iv}(s)v_{ac}(s) \quad (27)$$

上式可以进一步简化为

$$i_{ac}(s) = Y_1v_{ac} + Y_2v_{ac} \quad (28)$$

其中

$$\begin{cases} Y_1 = -\frac{G_i(s)I_{mref}}{1+G_{id}(s)G_{id}(s)} = -T_{icl}I_{mref} \\ Y_2 = \frac{1}{1+T_i}G_{iv}(s) = \frac{1}{1+G_{id}(s)G_{id}(s)}G_{iv}(s) = G_{ivcl}(s) \end{cases}$$

根据前述等式, 可作出如图 6 所示的 Bode 图及如图 7 所示的等效电路图。

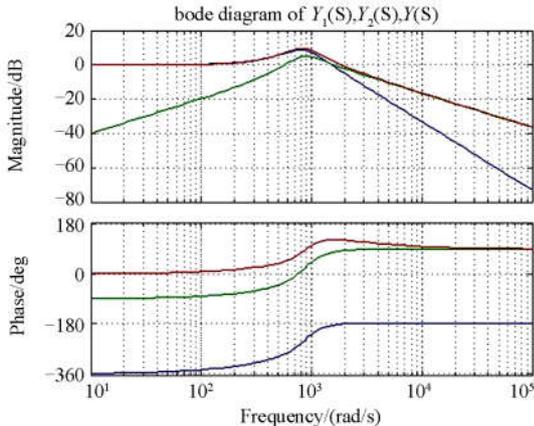


图 6  $Y_1$ 、 $Y_2$ 、 $Y$  的 bode 图

Fig. 6 Bode plots of  $Y_1$ 、 $Y_2$  and  $Y$

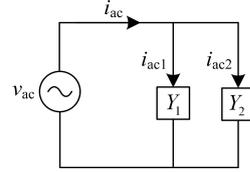


图 7 电流内环等效电路图

Fig. 7 Equivalent circuit of inner current loop

### 3.1.2 前馈补偿

本系统在前述控制策略的基础上对电流控制器进行了优化, 采用的是带有前馈导纳补偿的电流控制器, 带有前馈导纳补偿的电流控制框图如图 8 所示, 通过消除不期望的控制变量, 可实现平稳过零点启动并减小稳态误差。实际是前述交流电流侧偏差值  $i_{err}$ , 经过控制器后先产生调制比偏差值, 再与实时的调制比做差或求和, 从而产生调制比。

前馈导纳补偿控制器  $G_c(s)$  如式(29)所示。

$$G_c(s) = \frac{1}{V_{dc}} \quad (29)$$

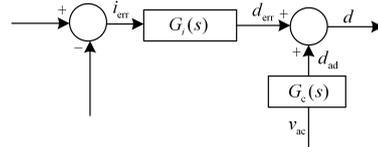


图 8 前馈导纳补偿控制框图

Fig. 8 Feedforward admittance compensation

### 3.2 电压外环设计

在电压外环的设计中, 可以近似忽略电流内环的动态特性, 因此由式(23)可以得到电压外环的传递函数。

$$\frac{V_{dcomm}}{i_{ac}} = \frac{nk}{s(C' + nk^2C) + 1/R} d = H_1 d \quad (30)$$

由上式可知, 交流侧电压的参考值, 可由  $V_{dcomm}$  与其参考值经过 PI 控制得到, 如图 4 所示。

## 4 仿真验证

为了验证本文所述统一降阶建模方法及控制策略的可行性, 进行了基于 PSCAD 环境的仿真验证。仿真参数设计如表 1 所示。

表 1 仿真模型参数设计

Table 1 Design of simulation parameters	
项目	相应参数
功率	1.5 MVA
交流侧电压	10 kV
频率	50 Hz
中间直流侧电压	900 V
后端直流侧电压	760 V

图 9 为电力电子变压器由空载到带 1.5 MVA 三相负载动态过程中的仿真结果。(注: 0.2 s 时将负载由空载切为额定负载)可见, 低压侧直流电压在突加负载瞬间发生跌落, 但之后迅速恢复。相对于 PET 系统的响应时间, DC-DC 变换器的工作频率较高 (10 kHz)。因此在动态过程中, 中间直流侧电压与低压直流侧电压的变化趋势几乎完全相同, 验证了本文在控制系统的设计过程中将谐振变换器作为理想变压器的假设。此外, 图 9 也表明, 在所涉及的 PET 内各个变换器的控制器参数合理, 系统稳定。

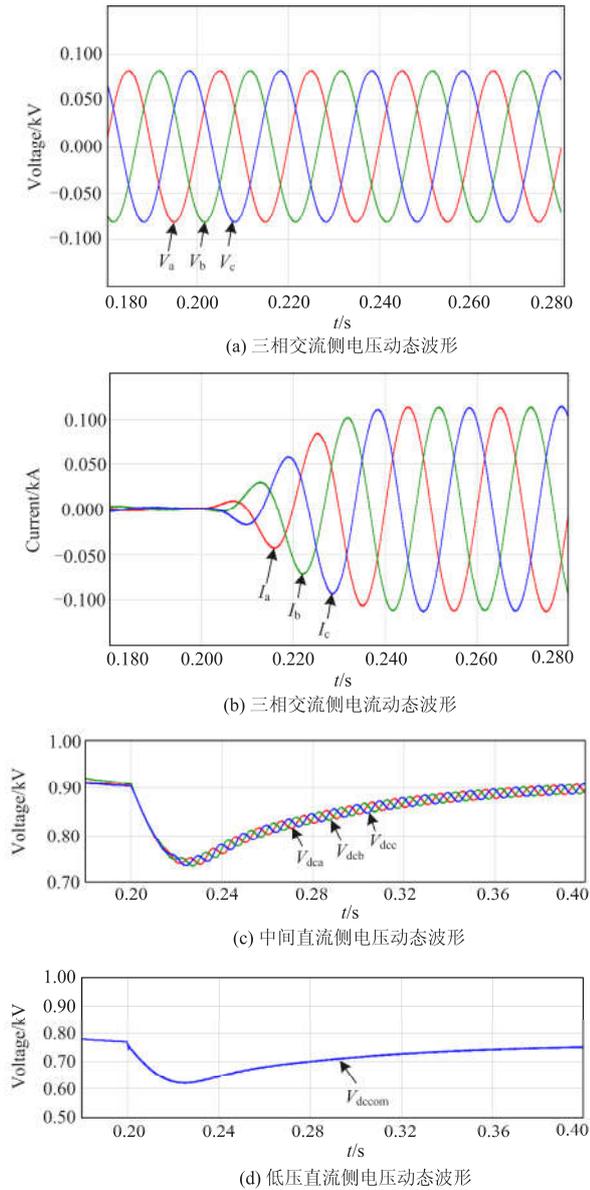


图 9 10 kV 交流侧三相电网电压、三相电网电流、中间直流侧电压及低压直流侧电压的动态仿真结果

Fig. 9 Dynamic simulation result of three-phase network voltage and current; mesial DC side voltage and low voltage DC side voltage

图 10 为电力电子变压器带 1.5 MVA 三相负载时的稳态仿真结果。由图 10 可知, PET 在带载情况下的低压直流侧与中间直流侧电压输出波形质量好, 此外, 低压直流侧的电压平均值约为 755 V, 与设计值 760 V 的误差约为 0.65%, 这也证明了处于谐振状态下的 DC-DC 变换器阻抗很小, 产生的压降几乎可以忽略, 其开环控制策略可行。

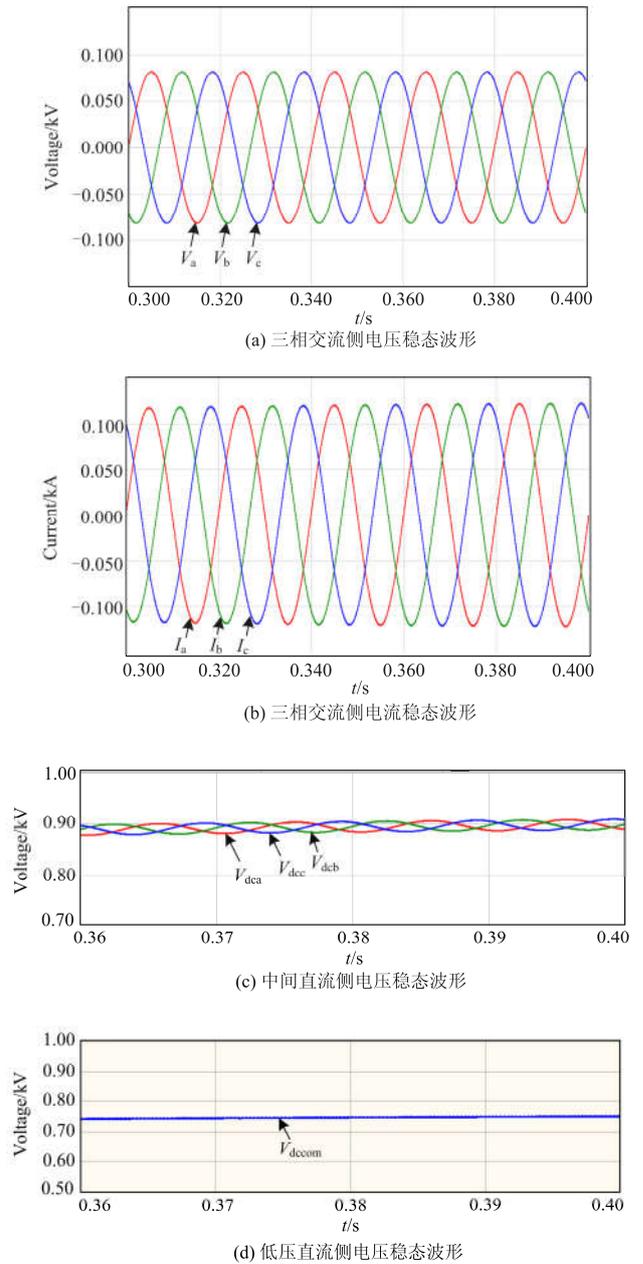


图 10 10 kV 交流侧三相电网电压、三相电网电流、中间直流侧电压及低压直流侧电压的稳态仿真结果

Fig. 10 Steady-state simulation result of three-phase network voltage and current; mesial DC side voltage and low voltage DC side voltage

图 11 为电力电子变压器由空载到带 1.5 MVA 三相负载时的高压侧交流电压和交流电流的动态波形, 为了便于观察, 将交流侧电压缩小了 100 倍。由图 11 可见, PET 在突加负载时高压侧的三相电网电流响应时间(达到稳态值的 90%的时间)小于 10 ms。而图 12 为电力电子变压器在带 1.5 MVA 三相负载时高压侧三相电网电压与三相电网电流的稳态波形, 为了便于观察, 将交流侧电压缩小了 100 倍。由图 12 可知, 三相电网电压与对应的电流相位几乎完全一致, 这也说明了电力电子变压器具有功率因数整定的作用。此外, 高压侧三相电网电流质量良好。

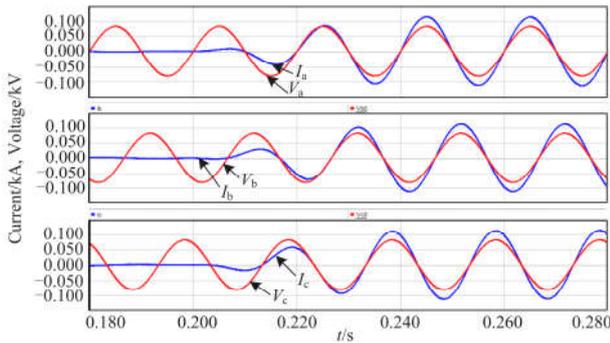


图 11 10 kV 三相交流侧电压与三相交流侧电流的动态仿真结果

Fig. 11 Dynamic simulation result of three-phase network voltage and current

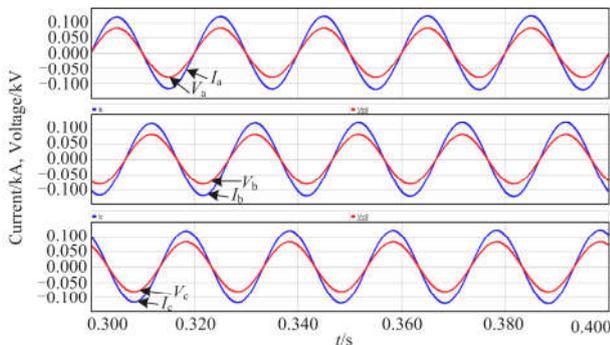


图 12 10 kV 三相交流侧电压与三相交流侧电流的稳态仿真结果

Fig. 12 Steady-state simulation result of three-phase network voltage and current

图 13 为电力电子变压器在带 1.5 MVA 三相负载时级联型 H 桥子模块电容的稳态电压波形。本仿真中, 每个级联型 H 桥子模块的电容电压设定值为 900 V, 而由仿真结果可见, 每个子模块的电压波动范围约为 890~900 V, 且所有子模块的电压均衡度较好。

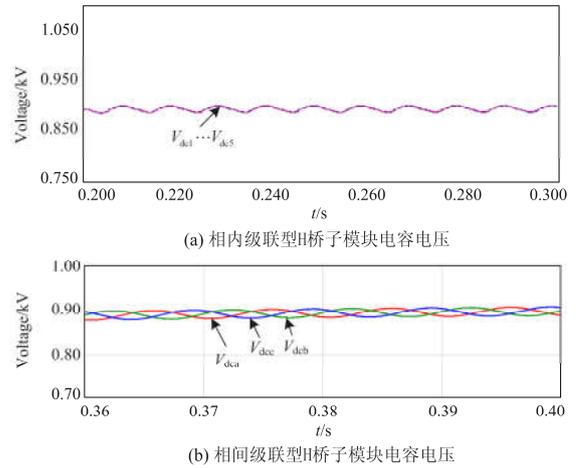


图 13 三相级联型 H 桥子模块电容的稳态电压波形

Fig. 13 Three-phase cascade H-bridge submodule capacitor voltage waveforms of steady state

分析本文所研究的 PET 在从空载到带 1.5 MVA 三相负载的动态和稳态仿真过程可见, 本文所提出的 PET 系统的电路拓扑及对各个电能变换环节所设计的控制策略正确有效。且在空载、带载及负载切换的过程中, PET 系统稳定, 在实现电压变换功能的同时可以保证电网侧功率因数不受负载侧功率因数的影响, 且低压直流侧电压动态响应迅速。上述仿真计算结果既表明了本文所提出的 PET 电路拓扑的可行性, 也证明了本文所提出的控制策略的正确性。

## 5 结论

本文在详细分析传统电力电子变压器建模方法及控制策略的基础上, 将谐振变换器引入电力电子变压器, 利用谐振变换器电压错位的功能, 提出了一种电力电子变压器统一降阶建模方法, 并在此基础上提出了一种单级控制策略。

这种控制策略的最突出优势在于省略了传统电力电子变压器控制策略的中间直流侧电压均压环和后端直流侧电流均流环, 使得控制策略不会随着级联模块数的增加而变得复杂, 能够有效解决传统电力电子变压器控制策略复杂冗余的缺点。

最后通过 PSCAD 仿真软件, 对 10 kV/1.5 MVA 的电力电子变压器进行了仿真实验, 仿真计算结果既表明了本文所提出的 PET 电路拓扑的可行性, 也证明了本文所提出的控制策略的正确性。

## 参考文献

[1] 凌晨, 葛宝明, 毕大强. 配电网中的电力电子变压器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(2): 34-39.

- LING Chen, GE Baoming, BI Daqiang. A power electronic transformer applied to distribution system[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(2): 34-39.
- [2] 毛承雄, 范澍, 王丹, 等. 电力电子变压器的理论及其应用(I)[J]. 高电压技术, 2003, 29(10): 4-6.  
MAO Chengxiong, FAN Shu, WANG Dan, et al. Theory of power electronic transformer and its applications(I)[J]. High Voltage Engineering, 2003, 29(10): 4-6.
- [3] MCMURRAY W. Power converter circuits having a high frequency link: US, 3517300[P]. 1970.
- [4] QIN H, KIMBALL J W. AC-AC dual active bridge converter for solid state transformer[C] // Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE. IEEE, 2009: 3039-3044.
- [5] WANG X, LIU J, XU T, et al. Research of different modulation methods for single-phase single-stage AC/AC converter[C]// ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE. IEEE, 2013: 613-619.
- [6] KRISHNAMURTHY S. Half bridge AC-AC electronic transformer[C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE. IEEE, 2012: 1414-1417.
- [7] RONAN E R, SUDHOFF S D, GLOVER S F, et al. A power electronic-based distribution transformer[J]. IEEE Power Engineering Review, 2002, 22(2): 61-61.
- [8] WANG D, MAO C, LU J. Coordinated control of EPT and generator excitation system for multidouble-circuit transmission-lines system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 23(1): 371-379.
- [9] ZHAO T, WANG G, BHATTACHARYA S, et al. Voltage and power balance control for a cascaded H-bridge converter-based solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1523-1532.
- [10] BRANDO G, DANNIER A, RIZZO R. Power electronic transformer application to grid connected photovoltaic systems[C] // Clean Electrical Power, 2009 International Conference on. IEEE, 2009: 685-690.
- [11] 江添洋, 张军明, 汪樾生. 同步控制双向 LLC 谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 87-96.  
JIANG Tianyang, ZHANG Junming, WANG Yousheng. Synchronous control bidirectional LLC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(12): 87-96.
- [12] 陈启超, 王建斌, 纪延超. 双向 LLC 谐振型直流变压器的软启动及功率换向控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(8): 180-186.  
CHEN Qichao, WANG Jianze, JI Yanchao. Soft start and power commutation control of bidirectional LLC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 180-186.
- [13] 兰征, 涂春鸣, 肖凡, 等. 电力电子变压器对交直流混合微网功率控制的研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(23): 50-57.  
LAN Zheng, TU Chunming, XIAO Fan, et al. The power control of power electronic transformer in hybrid AC-DC microgrid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(23): 50-57.
- [14] WANG X, LIU J, OUYANG S, et al. Control and experiment of an H-bridge based three-phase three-stage modular power electronic transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2002-2011.
- [15] 赵学华, 史丽萍, 陈丽兵. 基于复合控制的改进型级联 STATCOM 控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(17): 98-106.  
ZHAO Xuehua, SHI Liping, CHEN Libing. Improved cascade STATCOM control strategy based on compound control[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(17): 98-106.
- [16] 王焯, 牟宪民, 齐琛. 三相电流源型 STATCOM 的无锁相环控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(14): 131-136.  
WANG Ye, MU Xianmin, QI Shen. None-PLL control strategy of three-phase VCIS STATCOM[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(14): 131-136.
- [17] 裘锦勇, 宋文祥, 韩杨, 等. 基于电压空间矢量的三电平 PWM 整流器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(13): 58-62.  
QIU Jinyong, SONG Wenxiang, HAN Yang, et al. Study on three-level PWM rectifier based on space vector pulse-width-modulation[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(13): 58-62.
- [18] 赵贵龙, 曹玲玲, 祝龙记. 基于光伏并网逆变系统的改进锁相环设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(2): 108-112.  
ZHAO Guilong, CAO Lingling, ZHU Longji. Improved PLL design of PV grid inverter systems[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(2): 108-112.

收稿日期: 2016-01-25; 修回日期: 2016-03-31

作者简介:

刘海军(1985-), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电力电子在电力系统中的应用、新能源等; E-mail: liuhaijun@sgrj.sgcc.com.cn

李刚(1978-), 男, 硕士, 高工, 研究方向为电力系统、智能电网等。E-mail: Lgang@sgrj.sgcc.com.cn

(编辑 魏小丽)