DOI:10.12158/j.2096-3203.2020.04.002

多电平直流链电力电子变压器控制策略研究

张哲[1,2]，许崇福[1]，王弋飞[3]，成勇[3]
（1. 西安西电电力系统有限公司，陕西 西安 710065；2. 西安交通大学电气工程学院，
陕西 西安 710054；3. 西安西电电气研究院有限责任公司，陕西 西安 710075）

摘　要：多电平直流链电力电子变压器（PET）中间级子模块拓扑包括半桥和双有源桥两部分。直流链两端电路不同的结构和控制策略会造成直流链电压的波动和不稳定。传统控制策略需要大量电流传感器，并且控制链路上的低通滤波器影响了系统的动态响应。文中提出了一种多电平直流链 PET 的控制策略，由串并联功率模块中的半桥电路稳定直流链总输出电压，由双有源桥电路实现直流链不同模块之间的均压。同时，所提控制策略只需要中压直流端口连接电感处的一个电流传感器，所有功率模块均不使用电流传感器，节省了系统的成本。仿真结果验证了所提控制策略的正确性和有效性。

关键词：电力电子变压器（PET）；直流链；双有源桥；均衡控制；子模块
中图分类号：TM46　　**文献标志码**：A　　**文章编号**：2096-3203（2020）04-0009-07

0　引言

电力电子变压器（power electronic transformer，PET）又称固态变压器，是一种基于电力电子变换技术来实现传统变压器电压变换和电气隔离的新型智能装置[1—2]。其主要特点在于体积小、重量轻、可控性高、可集中多种功能，因此在电力系统和其他领域中，比如智能电网、可再生能源系统集成、电网储能及船舶、电力机车等有着广泛的应用前景[3—4]。近十年来，随着高性能半导体器件、高效率磁性元件、先进热管理等技术的发展，PET 的设计成了工业界和学术界研究和发展的热点。

目前，PET 拓扑中间级高压直流到低压直流端口之间主要采用串联输入并联输出（input series output parallel，ISOP）结构[5]，其核心功率单元采用双有源桥（dual active bridge，DAB）或者双向谐振电路（CLLC）[6]。DAB 因具有模块化对称结构、双向功率传输、软开关效率高等优点成为目前研究的热点。

为保证 PET 能够高效稳定地运行，需要着重考虑功率模块的输入均压和输出均流问题[7—12]。功率模块的输出均流可以通过在 DAB 中增加功率/电流环实现[7]。DAB 的输入均压可以由 DAB 前级级联 H 桥（cascaded H-bridge，CHB）电路实现[7—10]，或者通过 DAB 自身控制环实现[11—15]。直流链前后两级电路的结构、控制策略和带宽不同，造成在传输功率变化过程中直流链电压容易波动，进而会影响整个系统的稳定性[16]。

收稿日期：2020-01-10；修回日期：2020-02-12
基金项目：国家重点研发计划资助项目（2018YFB0905804）

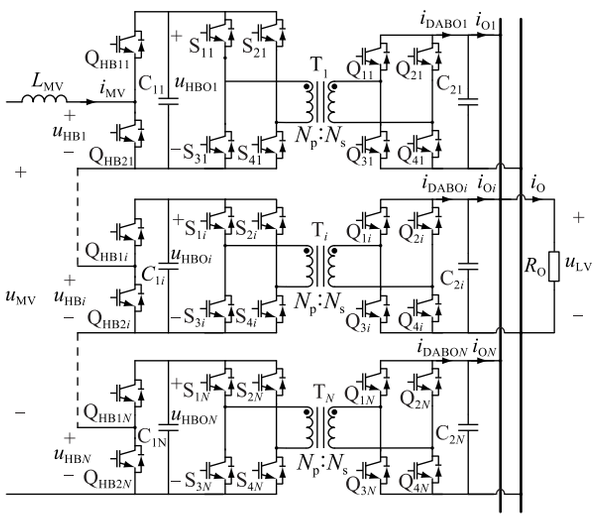
传统 DAB 一般采用单移相（single-phase-shift，SPS）调制方式，当高低压侧直流电压不匹配时，传统 DAB 功率传输时的无功功率迅速增大，也使得开关器件的电流应力迅速增加，造成系统的传输功率、效率和功率密度降低。采用双重移相等调制方式可以减小无功功率[17—19]，但是相应地增加了控制复杂度，降低了系统的可靠性。在固态变压器拓扑中加入由级联半桥（half bridge，HB）电路组成的多电平直流链可以稳定 DAB 的输入电压，并且在故障时可以工作在直流断路器模式，快速切除与直流配网的电流[20—22]。然而，文献[20—22]仅给出了 HB 直流链和 DAB 高频链的控制策略，没有对 DAB 输入电容两侧控制环进行深入的分析。此外，控制策略中每个功率模块的 HB 电路和 DAB 电路均需要独立的电流传感器，且二者的输出电流均含有大量高频成分，在控制环节中还需要增加平均值滤波或者低通滤波器，影响了输出电压的动态特性。

为了解决以上问题，文中提出一种多电平直流链电力电子变压器控制策略。首先对传统控制策略进行建模分析，在此基础上，给出所提控制策略的具体实现方法，并分析其控制稳定性。最后，通过仿真软件对所提控制策略进行了验证。

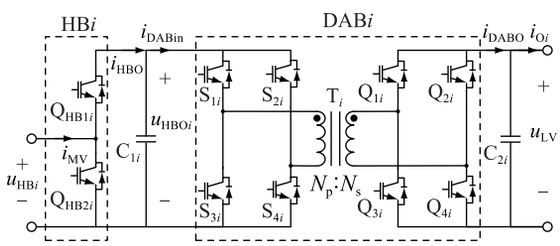
1　多电平直流链电力电子变压器模型

文中研究的多电平直流链电力电子变压器包括高压侧 AC/DC、中间级 DC/DC 和低压侧 DC/AC 三级功率变换电路，重点讨论中间级 DC/DC 变换级，其拓扑如图 1（a）所示。图中包括 N 个功率子模块，u_{MV}，u_{LV} 分别为中压、低压直流端口电压；L_{MV}，i_{MV}

分别为中间 DC/DC 级的输入电感及其电流；R_O，i_O 分别为低压直流端口的等效负载电阻及其电流。每个子模块包含 HB 电路、DAB 电路两部分，如图 1(b)所示。其中 HB 部分 2 个开关管驱动信号互补导通。DAB 电路由 2 个全桥和一个高频变压器组成，C_{1i}，C_{2i} 分别为第 i 个子模块 DAB 的输入、输出电容；u_{HBi} 为子模块的输入电压；i_{Oi} 为子模块的输出电流。



(a) 多电平直流链PET中间DC/DC变换级拓扑



(b) 功率子模块

图 1 多电平直流链 PET 中间 DC/DC 变换级拓扑

Fig.1 Topology of the middle DC/DC stage for the multi-level DC-link PET

根据图 1(b)可以得到：

$$u_{HBi}i_{MV}\eta_{HBi}\eta_{DABi} = u_{LV}i_{Oi} \tag{1}$$

式中：η_{HBi}，η_{DABi} 分别为第 i 个功率子模块中 HB 电路、DAB 电路的功率转换效率。HB 电路的输入输出电压有以下关系[20]：

$$u_{HBi} = u_{HBOi}(1 - d_{HBi}) \tag{2}$$

式中：u_{HBOi}，u_{HBi} 分别为 HB 电路输入、输出电压；d_{HBi} 为子模块中 HB 电路的占空比。同时，假设稳态时不同 DAB 电路的输入电压相等，即：

$$u_{HBOi} = u_{HBOj} = u_{HBO} \quad i \neq j \tag{3}$$

联立式(1)—式(3)可以得到：

$$i_{Oi} = \frac{i_{MV}u_{HBOi}}{u_{LV}}(1 - d_{HBi})\eta_{HBi}\eta_{DABi} \tag{4}$$

由式(4)可知，输出电流大小实际上由 d_{HBi}，η_{HBi} 和 η_{DABi} 共同决定。实际上，采用模块化设计的功率子模块具有近似相同的功率转换效率。文献[20]由 HB 电路实现直流链电压均压，那么不同子模块的 d_{HBi} 不同，无法保证输出均流，因此需要在 DAB 控制器中增加额外的均流控制环。

文中提出直流链均压由 DAB 控制器实现。HB 控制器只维持总的直流链电压，不同子模块的 d_{HBi} 相等，由式(4)可知不同子模块的 i_{Oi} 近似相等，因此不再需要额外的输出均流控制，节省了 DAB 电路中的电流传感器，降低了系统成本，同时简化了控制器结构。接下来将分别对直流链总电压、均压及 DAB 控制策略进行建模分析。

2 直流链控制策略

HB 的控制目标是稳定总的直流链电压。首先建立推导出 HB 的小信号模型，通过波特图设计相应的控制器。根据半桥直流链电路的开关特性可以得到：

$$\begin{cases} L_{MV}\dfrac{\mathrm{d}i_{MV}}{\mathrm{d}t} = u_{MV} - \sum_{i=1}^{N} u_{HBOi}(1 - d_{HBi}) \\ C_{DC}\dfrac{\mathrm{d}u_{HBOi}}{\mathrm{d}t} = i_{MV}(1 - d_{HBi}) - \dfrac{u_{HBOi}}{R_{HB}} \end{cases} \tag{5}$$

式中：C_{DC} 为单个功率模块直流链电容容值；R_{HB} 为输出等效电阻。对式(5)进行小信号扰动和拉氏变换后可得：

$$\begin{cases} sL_{MV}\tilde{i}_{MV} = \tilde{u}_{MV} + NU_{HBOi}\tilde{d}_{HB} - N(1 - D_{HB})\tilde{u}_{HBOi} \\ sC_{DC}\tilde{u}_{HBOi} = \tilde{i}_{MV}(1 - D_{HB}) - \tilde{d}_{HB}I_{MV} - \dfrac{\tilde{u}_{HBOi}}{R_{HB}} \end{cases} \tag{6}$$

其中，~代表小信号扰动量。根据式(6)，直流链电压和输入电感电流可以表示为：

$$\begin{cases} \tilde{u}_{HBOi} = G_{HBvv}\tilde{u}_{MV} + G_{HBvd}\tilde{d}_{HB} \\ \tilde{i}_{MV} = G_{HBiv}\tilde{u}_{MV} + G_{HBid}\tilde{d}_{HB} \end{cases} \tag{7}$$

式中：G_{HBvv}，G_{HBvd} 分别为 u_{MV}，d_{HB} 对 u_{HBOi} 的传递函数；G_{HBiv}，G_{HBid} 分别为 u_{MV}，d_{HB} 对 i_{MV} 的传递函数。由式(6)和式(7)可得：

$$\begin{cases} G_{HBvd} = \dfrac{(1 - D_{HB})NU_{HBOi} - sL_{MV}I_{MV}}{L_{MV}C_{DC}s^2 + \dfrac{sL_{MV}}{R_{HB}} + N(1 - D_{HB})^2} \\ G_{HBid} = \dfrac{\left(sC_{DC} + \dfrac{2}{R_{HB}}\right)NU_{HBOi}}{L_{MV}C_{DC}s^2 + \dfrac{sL_{MV}}{R_{HB}} + N(1 - D_{HB})^2} \end{cases} \tag{8}$$

HB 直流链采用电流内环、电压外环控制策略，

其控制框图见图 2。其中,u_{HBOr},$u_{\mathrm{HBO,sum}}$,$u_{\mathrm{HBO,avg}}$分别为子模块输出电压参考值、所有子模块输出电压累加值和平均值;i_{MVr}为 i_{MV}的参考值;G_{HBPIv},G_{HBPIc}分别为电压环、电流环 PI 调节器;T_{HB}为控制周期。合理的设计电压、电流环 PI 系数可以满足稳定性要求。图 3 为直流链电压环的波特图,由于直流链的开关和控制频率较低,因此电压环穿越频率约为 50 Hz,相位裕度为 48°。

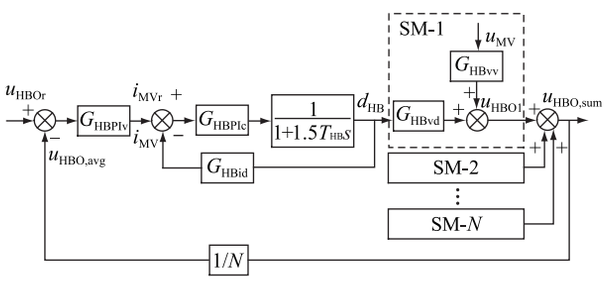


图 2　HB 直流链双闭环控制框图

Fig.2　Block diagram of the HB DC-link control

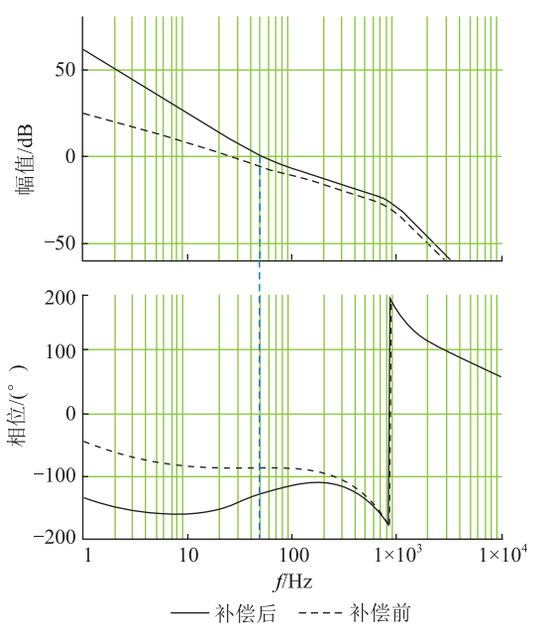


图 3　HB 直流链电压环波特图

Fig.3　Bode plots of the HB DC-link voltage loop

3　DAB 控制策略

DAB 控制器可以实现低压直流端口电压 u_{LV}的稳压以及直流链的均压。首先建立 DAB 的小信号模型,通过波特图设计相应的控制器。以功率正向传输为例,稳态时单个 DAB 电路在一个开关周期内的传输功率 P_{DAB}可以表示为:

$$P_{\mathrm{DAB}}=\frac{n_{\mathrm{T}}u_{\mathrm{HBO}}u_{\mathrm{LV}}}{2f_{\mathrm{DAB}}L_{\mathrm{lk}}}\varphi_i(1-\varphi_i) \tag{9}$$

式中:n_{T}为变压器匝比;L_{lk}为高频变压器漏感感量;f_{DAB}为开关频率;φ_i为移相角。由式(5)可得 DAB 的输入电流 $i_{\mathrm{DABIn}i}$,输出电流 $i_{\mathrm{DABO}i}$分别为:

$$\begin{cases} i_{\mathrm{DABIn}i}=\dfrac{n_{\mathrm{T}}u_{\mathrm{LV}}\varphi_i(1-\varphi_i)}{2f_{\mathrm{DAB}}L_{\mathrm{lk}}} \\ i_{\mathrm{DABO}i}=\dfrac{n_{\mathrm{T}}u_{\mathrm{HBO}}\varphi_i(1-\varphi_i)}{2f_{\mathrm{DAB}}L_{\mathrm{lk}}} \end{cases} \tag{10}$$

对电流、电压和移相角做小信号扰动线性化后可得:

$$\begin{cases} \tilde{i}_{\mathrm{DABIn}i}=G_{\mathrm{CinΦ}}\tilde{\varphi}_i+G_{\mathrm{CVin}}\tilde{u}_{\mathrm{LV}} \\ \tilde{i}_{\mathrm{DABO}i}=G_{\mathrm{CoΦ}}\tilde{\varphi}_i+G_{\mathrm{CVo}}\tilde{u}_{\mathrm{HBO}i} \end{cases} \tag{11}$$

式中:$G_{\mathrm{CinΦ}}$,G_{CVin}分别为 φ_i,u_{LV}对 $i_{\mathrm{DABIn}i}$的传递函数;$G_{\mathrm{CoΦ}}$,G_{CVo}分别为 φ_i,u_{LV}对 $i_{\mathrm{DABO}i}$的传递函数。由式(10)和式(11)可得:

$$\begin{cases} G_{\mathrm{CinΦ}}=\dfrac{n_{\mathrm{T}}u_{\mathrm{LV}}(1-2\Phi_i)}{2f_{\mathrm{DAB}}L_{\mathrm{lk}}} \\ G_{\mathrm{CoΦ}}=\dfrac{n_{\mathrm{T}}u_{\mathrm{HBO}}(1-2\Phi_i)}{2f_{\mathrm{DAB}}L_{\mathrm{lk}}} \\ G_{\mathrm{CVin}}=\dfrac{n_{\mathrm{T}}\Phi_i(1-\Phi_i)}{2f_{\mathrm{DAB}}L_{\mathrm{lk}}} \\ G_{\mathrm{CVo}}=\dfrac{n_{\mathrm{T}}\Phi_i(1-\Phi_i)}{2f_{\mathrm{DAB}}L_{\mathrm{lk}}} \end{cases} \tag{12}$$

式中:Φ_i为 φ_i的平均值。假设单个 DAB 的输出电容等于 C_{O},低压直流端口等效负载为 R_{O},则:

$$\tilde{u}_{\mathrm{LV}}=\frac{R_{\mathrm{O}}\left(NG_{\mathrm{CoΦ}}\tilde{\varphi}_i+G_{\mathrm{CVo}}\sum_{i=1}^{N}\tilde{u}_{\mathrm{HBO}i}\right)}{1+NR_{\mathrm{O}}C_{\mathrm{O}}s} \tag{13}$$

其中,φ_i作为控制变量,$u_{\mathrm{HBO}i}$作为扰动量。

DAB 控制框图如图 4 所示。其中 G_{DABPIv}为电压环 PI 调节器函数;T_{DAB}为控制周期;$i_{\mathrm{HBO}i}$为扰动量。根据图 4 可以得到补偿后 DAB 输出电压环的开环传递函数为:

$$G_{\mathrm{DABVΦOL}}=\frac{G_{\mathrm{DABPIv}}\left(G_{\mathrm{CoΦ}}-\dfrac{G_{\mathrm{CinΦ}}G_{\mathrm{CVo}}}{sC_{\mathrm{DC}}}\right)}{(1+1.5T_{\mathrm{DAB}}s)\left(\dfrac{G_{\mathrm{CVin}}G_{\mathrm{CVo}}}{sC_{\mathrm{DC}}}+\dfrac{1+NR_{\mathrm{O}}C_{\mathrm{O}}s}{NR_{\mathrm{O}}}\right)} \tag{14}$$

根据式(14)可以合理设计 PI 调节器参数。图 5 为 DAB 输出电压环的波特图,PET 的低压端口往往作为后级三相逆变器的输入,当网侧电压不平衡时在低压端口电压上会出现 2 倍工频电压纹波(100 Hz)[23]。另一方面,为了确保直流链均压环的稳定,需同时小于开关频率的 1/5(4 kHz)。综上所述,DAB 输出电压环的穿越频率设置为 2 000 Hz,此时对应的相位裕度为 47°。

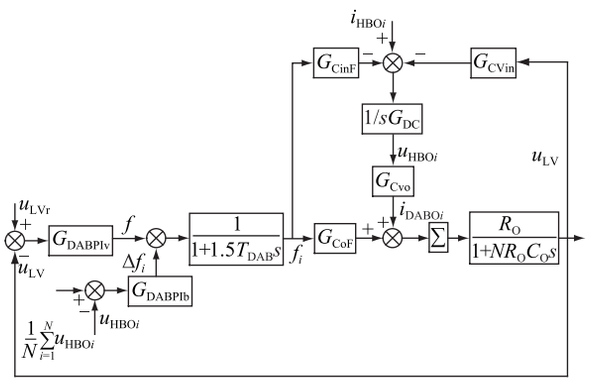


图 4　DAB 控制框图

Fig.4　Block diagram of the DAB control

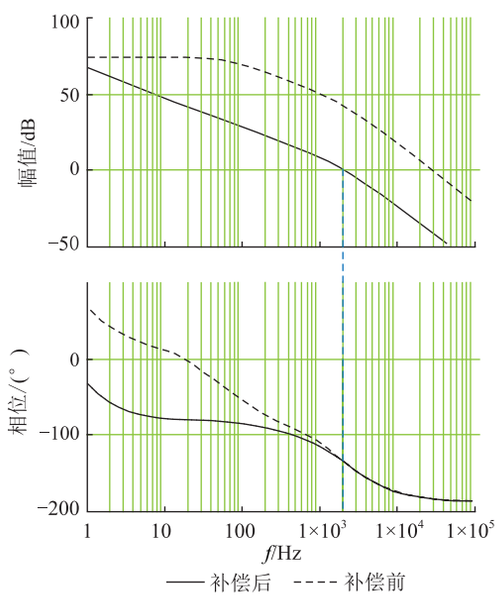


图 5　DAB 输出电压环波特图

Fig.5　Bode plots of the DAB output voltage loop

4　直流链均压控制策略

DAB 控制器除了稳定输出电压以外，还能实现直流链电压的均压。图 4 中直流链电压的平均值与第 i 个 DAB 输入电压做差，经过均压环 PI 调节后得到移相角调整值 $\Delta\varphi_i$，与 DAB 输出电压 PI 调节器输出的共同移相角 φ 相加后得到第 i 个 DAB 的实际移相角 φ_i（$\varphi_i=\varphi-\Delta\varphi_i$）。从图 4 可以得到补偿后均压环的开环传递函数为：

$$G_{DABVBOL}=\frac{G_{DABPIb}(G_{CoΦ}G_{CVin}NR_O+G_{CinΦ}+G_{CinΦ}NR_OC_Os)}{(1+1.5T_{DAB}s)sC_{DC}(1+NR_OC_Os)} \tag{15}$$

式中：G_{DABPIb}为均压环 PI 调节器函数。补偿后均压环的穿越频率应大于 HB 直流链输出电压环的穿越频率(50 Hz)。图 6 为 DAB 均压环波特图，均压环的穿越频率设置为 75 Hz，对应的相位裕度为 63°。

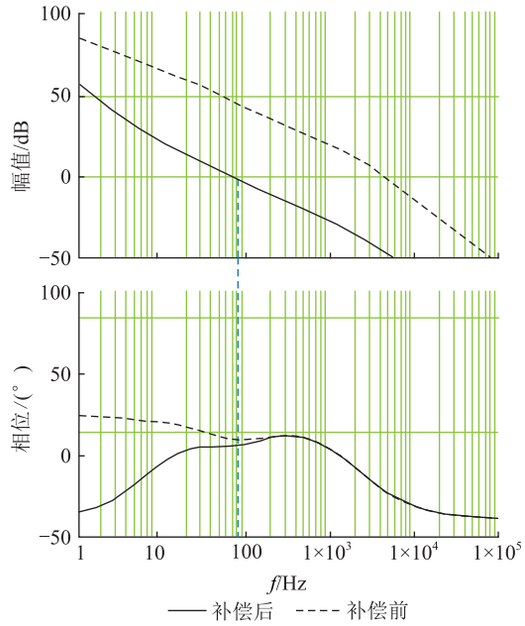


图 6　DAB 均压环波特图

Fig.6　Bode plots of the DAB voltage balance loop

5　仿真

采用 PLECS 仿真软件建立了多电平直流链电力电子变压器仿真模型。仿真参数如表 1 所示。

表 1　系统参数

Table 1　Key parameters of the proposed system

参数	数值	参数	数值
额定功率/MW	1	U_{MV}/kV	±10
U_{LV}/kV	±0.375	C_i/μF	5 000
U_{HBO}/kV	2.5	T_{DAB}/μs	50
L_{MV}/μH	500	HB 开关频率/kHz	1
T_{HB}/μs	100	DAB 开关频率/kHz	20
L_{lk}/μH	150	N	10
C_O/μF	500	n	10∶3

为验证文中建立的 HB 直流链和 DAB 小信号模型的准确性，在电压基准信号发生阶跃时，对比了小信号模型响应和仿真波形。图 7 为 HB 直流链阶跃响应，0.05 s 时子模块输出电压基准由2 500 V 变为 2 510 V。由图 7 可见阶跃响应稳定时间约为 0.06 s，仿真结果与小信号模型响应基本吻合。

图 8 为 DAB 的阶跃响应对比，0.05 s 时 DAB 输出电压基准由 750 V 变为 755 V。从图 8 可以看出，由于 DAB 电压环的控制带宽远大于 HB 电压环，因此 DAB 阶跃响应稳定时间约为 0.2 ms，远快于 HB 电路的稳定时间。同时，仿真结果与小信号模型响应同样基本吻合，证明了文中建立的控制模型具有较高的精确度。

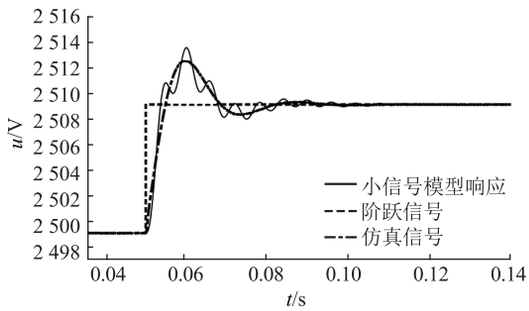


图 7 HB 电路阶跃响应

Fig.7 Step response of the HB converter

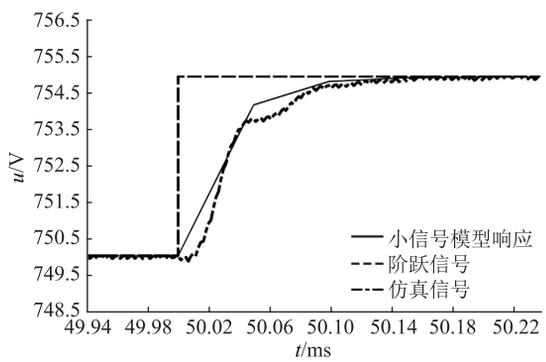


图 8 DAB 电路阶跃响应

Fig.8 Step response of the DAB converter

图 9 为低压直流端口负载突变情况下的中压、低压端口的电压和电流仿真结果。

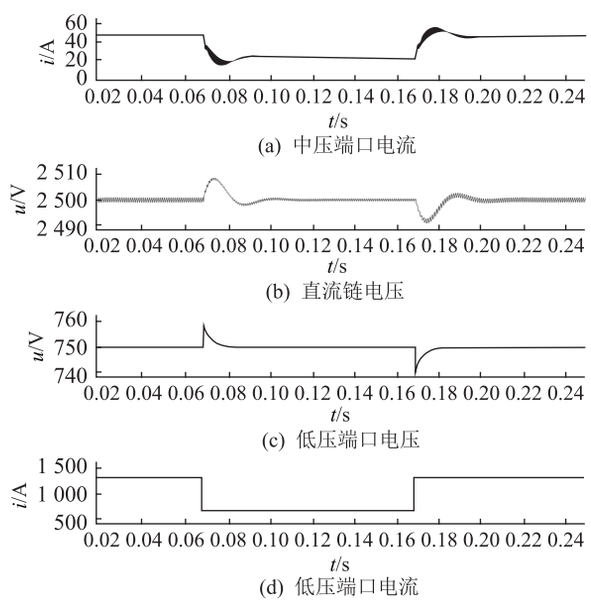


图 9 负载突变响应

Fig.9 Load change response of the system

在 0.07 s 之前系统已经达到稳态,输出功率等于额定负载;在 0.07 s 时输出功率突变成半载;在 0.17 s 时输出功率由半载恢复成额定负载。从图 9 可以看出,控制器具有良好的鲁棒性,中压、低压直流端口电压在负载切换过程中始终保持稳定。

图 10 为 10 个子模块 HB 电路输出直流链电压的均压过程。在0.08 s 之前未使能 DAB 控制器中的均压环,同时给各个子模块 HB 的输出电压不同的初始值,使得 0.08 s 之前各个电压幅值不等;在 0.08 s 时使能均压环,可以看到经过约 0.12 s 后各模块直流链电压基本相等。

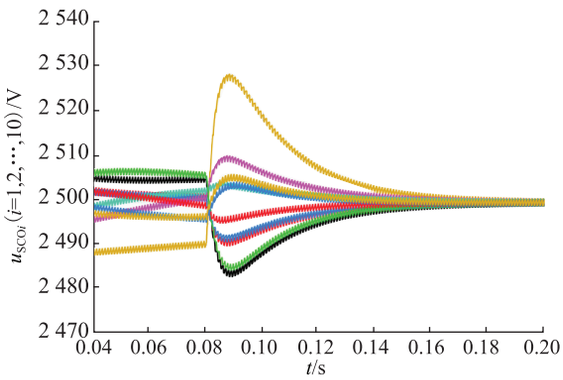


图 10 直流链均压过程

Fig.10 Voltage balance process of the DC-link

6 结论

首先建立多电平直流链电力电子变压器的模型,在此基础上分别对 HB 直流链和 DAB 电路建立单个小信号模型和级联小信号模型,并且设计相应的控制器。通过对文中所提控制策略的原理分析和仿真实验验证,可得以下结论:

(1) HB 直流链和 DAB 控制器可以独立进行设计;HB 直流链电压环和 DAB 电压环带宽不同,造成直流链电压波动;

(2) 由 DAB 控制器实现直流链均压,DAB 控制器中不再需要额外的输出均流控制,简化了控制器的结构;

(3) 系统中只有中压直流端口电感处需要一个电流传感器,节省了系统成本。

参考文献:

[1] 赵争鸣,冯高辉,袁立强,等. 电能路由器的发展及其关键技术[J]. 中国电机工程学报,2017,37(13):163-174.
ZHAO Zhengming,FENG Gaohui,YUAN Liqiang,et al. The development and key technologies of electric energy router[J]. Proceedings of the CSEE,2017 37(13):163-174.

[2] 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.

[3] 吴盛军,王益鑫,李强,等. 低压直流供电技术研究综述[J]. 电力工程技术,2018,37(4):1-8.

WU Shengjun, WANG Yixin, LI Qiang, et al. Review of low voltage DC power supply technology[J]. Electric Power Engineering Technology, 2018, 37(4): 1-8.

[4] 代贤忠,韩新阳,董益华,等. 能源互联网多源多层次协调优化方法研究[J]. 电力工程技术,2019,38(2):1-9.
DAI Xianzhong, HAN Xinyang, DONG Yihua, et al. Multi-source and multi-level coordination optimization method of energy internet[J]. Electric Power Engineering Technology, 2019, 38(2): 1-9.

[5] 陈武. 多变换器模块串并联组合系统研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2009.
CHEN Wu. Research on series-parallel conversion systems consisting of multiple converter modules[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2009.

[6] ZHAO Biao, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4091-4106.

[7] ZHAO Tiefu, WANG Gangyao, BHATTACHARYA Subharshish, 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.

[8] SHE Xue, HUANG A Q, NI Xijun. Current sensorless power balance strategy for DC/DC converters in a cascaded multilevel converter based solid state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 17-22.

[9] 王杉杉,王玉斌,林意斐,等. 级联型电力电子变压器电压与功率均衡控制方法[J]. 电工技术学报,2016,31(22):96-103.
WANG Shanshan, WANG Yubin, LIN Yifei, et al. Voltage and power balance control for cascaded multilevel converter based power electronic transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(22): 96-103.

[10] 孙玉巍,李永刚,刘教民,等. 级联式电力电子变压器协调控制策略[J]. 中国电机工程学报,2018,38(5):1290-1300.
SUN Yuwei, LI Yonggang, LIU Jiaomin, et al. Coordinative control strategy for cascaded power electronic transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(5): 1290-1300.

[11] 赵彪,宋强,刘文华,等. 用于柔性直流配电的高频链直流固态变压器[J]. 中国电机工程学报,2014,34(25):4295-4303.
ZHAO Biao, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. High-frequency-link DC solid state transformers for flexible DC distribution[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(25): 4295-4303.

[12] 杨景熙,刘建强,张捷频,等. 基于双有源桥式 DC-DC 变换器的电力电子牵引变压器的电压平衡控制[J]. 电工技术学报,2016(S1):119-127.
YANG Jingxi, LIU Jianqiang, ZHANG Jiepin, et al. Voltage balance control of a power electronic traction transformer based on dual active bridge DC-DC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016(S1): 119-127.

[13] 李响,郝瑞祥,游小杰,等. 一种级联电力电子变压器直流电压平衡控制策略[J]. 电工技术学报,2017,32(2):238-245.
LI Xiang, HAO Ruixiang, YOU Xiaojie, et al. A DC voltage balance control strategy for the cascaded power electronic transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(2): 238-245.

[14] LIU Jianqiang, YANG Jingxi, ZHANG Jiepin, et al. Voltage balance control based on dual active bridge DC/DC converters in a power electronic traction transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017: 1696-1714.

[15] SANTE P, MARKUS A, ANNA M R, et al. A new voltage balancing technique for a three-stage modular smart transformer interfacing a DC multibus[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018: 2829-2840.

[16] 袁义生,毛凯翔,袁世英. 电力机车 PET 中直流母线电压的大信号建模及分析[J]. 电力系统保护与控制,2019,47(4):83-90.
YUAN Yisheng, MAO Kaixiang, YUAN Shiying. Large signal modeling and analysis of DC-bus voltage of power electronic transformer applied in electric locomotive[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(4): 83-90.

[17] 赵彪,于庆广,孙伟欣. 双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器及其功率回流特性分析[J]. 中国电机工程学报,2012,32(12):43-50.
ZHAO Biao, YU Qingguang, SUN Weixin. Bi-directional full-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control and its backflow power characteristic analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12): 43-50.

[18] 吴俊娟,孟德越,申彦峰,等. 双重移相控制与传统移相控制相结合的双有源桥式 DC-DC 变换器优化控制策略[J]. 电工技术学报,2016,31(19):97-105.
WU Junjuan, MENG Deyue, SHEN Yanfeng, et al. Optimal control strategy of dual active bridge DC-DC converter with combined dual-phase-shift and traditional-phase-shift controls[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(19): 97-105.

[19] 黄珺,王跃,李卓强,等. 基于三重移相控制的双主动全桥直流变换器优化调制策略[J]. 中国电机工程学报,2016,36(6):1658-1666.
HUANG Jun, WANG Yue, LI Zhuoqiang, et al. Optimized modulation scheme of dual active bridge DC-DC converter based on triple-phase-shift control[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(6): 1658-1666.

[20] 李建国,赵彪,宋强,等. 适用于中压直流配网的多电平直流链固态变压器[J]. 中国电机工程学报,2016,36(14):3717-3725.
LI Jianguo, ZHAO Biao, SONG Qiang, et al. DC solid state transformer based on multilevel DC link for medium-voltage DC distribution application[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14): 3717-3725.

[21] ZHAO Biao, SONG Qiang, LI Jianguo, et al. High-frequency-link DC transformer based on switched capacitor for medium-

voltage DC power distribution application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2016,31(7):4766-4777.

[22] WANG Yu,SONG Qiang,SUN Qianhao,et al. Multilevel MV-DC link strategy of high-frequency-link DC transformer based on switched capacitor for MVDC power distribution[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 2829-2835.

[23] 张哲,张磊,王波,等. 三相光伏并网逆变器电压环设计与实现[J]. 电力电子技术,2017,51(11):20-23.
ZHANG Zhe,ZHANG Lei,WANG Bo,et al. Design and implementation of three-phase photovoltaic grid-connected inverter voltage loop[J]. Power Electronics,2017,51(11):20-23.

作者简介:



张哲

张哲(1985),男,博士,工程师,从事电力电子变压器、光伏逆变器等电力电子技术的建模与控制相关工作(E-mail:zhangzhe@xderi.com.cn);

许崇福(1985),男,硕士,工程师,从事电能质量治理等相关工作;

王弋飞(1981),男,硕士,高级工程师,从事电力电子技术相关工作。

Control strategies for the multi-level DC-link power electronic transformer

ZHANG Zhe[1,2], XU Chongfu[1], WANG Yifei[3], CHENG Yong[3]

(1. Xi'an XD Power System Co.,Ltd.,Xi'an 710065,China; 2. School of Electrical Engineering,Xi'an Jiaotong University,Xi'an 710054,China; 3. Xi'an XD Electric Research Institute Co.,Ltd.,Xi'an 710075,China)

Abstract:The sub-modules of the multi-level DC-link power electronic transformer(PET) are usually composed of half bridge and double active bridge circuits. Different structures and control strategies will cause fluctuation and instability for DC-link voltage of the power electronic transformers. Traditional control strategy require a large number of current sensors,and the low-pass filter on the control link affects the dynamic response of the system. A control strategy for the multi-level DC-link power electronic transformer is proposed. The voltage sharing of DC link between power modules is realized by half-bridge circuit,and the current sharing of output current between modules is realized by DAB circuit. At the same time,the proposed control strategy only needs a current sensor at the inductance of the medium voltage DC port. All power modules do not use current sensors,which saves the cost of the system. The simulation results verify the correctness and effectiveness of the proposed control strategy.

Keywords:power electronic transformer(PET);DC-link;dual-active-bridge(DAB);balance control;sub-module

(编辑 钱悦)