

宽电压范围双向DC-DC变换器的控制策略研究

王静¹, 李建国², 张雅静², 王久和², 熊天龙³

(1. 深圳供电局有限公司 电力科学院, 广东 深圳 518000; 2. 北京
信息科技大学 自动化学院, 北京 100192; 3. 清华
四川能源互联网研究院, 四川 成都 610042)

摘要: 针对双主动全桥DC-DC变换器输入和输出侧电压严重不匹配的问题, 研究了宽电压范围双向DC-DC变换器, 分析了其电压特性、电流特性和功率特性, 研究了主电路参数的设计, 并提出了一种分布式闭环控制与集中式电压平衡控制相结合的控制策略, 结合了集中式控制和分布式控制的优点, 具有简单有效、易于扩展不同级联数和电压等级的DC-DC变换器的优点, 且具有良好的动态响应能力。在理论研究的基础上, 研制了一台实验样机, 并且通过实验验证了所提出控制策略的有效性。

关键词: DC-DC变换器; 双向全桥变换器; 宽电压范围; 控制策略

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd21568

Research on Control Strategy of Wide Voltage Range Bidirectional DC-DC Converter

WANG Jing¹, LI Jianguo², ZHANG Yajing², WANG Jiuhé², XIONG Tianlong³

(1. *Electric Power Research Institute, Shenzhen Power Supply Corporation, Shenzhen 518000, Guangdong, China*; 2. *Automation School, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China*; 3. *Sichuan Energy Internet Research Institute, Tsinghua University, Chengdu 610042, Sichuan, China*)

Abstract: To deal with serious voltages mismatching of DC-DC converter based on dual active bridge converter, the wide voltage range bidirectional DC-DC converter was studied. The voltage and current characteristics, and power transmission characteristic were analyzed, the main circuit parameters were designed, and a control strategy combining distributed closed-loop control with centralized voltage balance control was proposed. The control strategy combined the advantages of centralized control and distributed control, and it had the advantages of simple and effective, easy to be applied to high voltage DC-DC converter, and good dynamic response ability. On basis of this, a down sized prototype was built, and the experiments verify the correctness of the proposed control scheme.

Key words: DC-DC converter; bidirectional full bridge converter; wide voltage range; control strategy

1991年, R. W. De-Doncker 提出了双主动全桥 (dual active bridge, DAB) 的 DC-DC 变换器, DAB 具有容易实现软开关、可以双向传输功率、输入和输出侧电气隔离、系统功率密度高和模块化程度高的优点, 因此, 在中小功率的 DC-DC 变换中, DAB 获得越来越多的关注和应用^[1-3]。

随着化石能源的危机, 以及面临的环境污染越来越严重, 以太阳能和风能为代表的新能源得到了越来越多的关注。直流电网技术是解决大

规模可再生能源可靠接入的有效方法, 也是新能源并网带来电力系统稳定性的有效解决途径之一。为满足不同电压等级直流系统之间的电压变换以及能量双向流动的需要, DAB 在新能源并网、储能系统接入、轨道机车牵引以及电动汽车的充放电均获得了广泛应用^[4-7]。

已有较多文献对 DAB 的特性以及改进措施进行了研究, 其中, 文献[8]对 DAB 的全阶连续时域的平均模型和动态分析进行了研究, 为控制器

基金项目: 北京市自然科学基金资助项目 (3202010/3204040); 北京信息科技大学促进高校内涵发展
科研水平提高项目 (2020KYNH209); 南方电网公司重点科技项目 (090000KK52180116)

作者简介: 王静 (1986—), 女, 硕士, 高级工程师, Email: 489671806@qq.com

的设计建立了基础。文献[9]对DAB隔离双向电压变换在稳态状态的基本工作原理、设计和控制方法进行了系统介绍。文献[10-13]分别对DAB的死区效应、Si和SiC开关器件的实验比较、电力电子开关的电流应力优化和系统效率优化等进行了研究。文献[14-16]对DAB的工作模式和软开关行为进行了研究,提出了满足软开关和最小回流功率的控制策略,以及单边全桥脉冲宽度调制的方法,提高了DAB的效率。文献[17-18]通过引入谐振电路实现零电压或零电流软开关,文献[19]则提出了一种优化调制策略,均显著提高了系统的效率。

上述这些研究主要从实现软开关、改善高频链环流的角度展开研究,相关研究促进了DAB的高效和高功率密度,为DAB的实际应用奠定了基础。但是,当DAB的输入和输出侧电压的比值与高频变压器的电压比不匹配时,高频链的电流将增加,使得电力电子开关承受的电流应力增加,随之带来的是损耗增加和故障率增加。为了有效解决高频链的电压匹配问题,也有文献分别研究了双重移相控制方法和三重移相控制方法,其原理是改变内移相的角度,使得输出电压不再是两电平的方波,而是三电平的脉冲波,从而实现高频变压器的电压匹配,降低了高频变压器的环流,提高

了系统的效率。但是,由于开关频率很高,内移相的角度较小,实际控制较复杂,且可调节的范围较小,不适用于宽电压范围的应用场景^[20-23]。

本文针对宽电压范围DAB(wide voltage range DAB, WDAB)的DC-DC变换器进行了详细研究,提出了一种分布式闭环控制与集中式电压平衡控制相结合的控制策略,模块控制器实现电压或电流的闭环控制,跟踪给定的电压或电流值,满足实时性要求。中心控制器计算所有模块的平均电压值,并对平均电压值进行追踪控制,具有很好的扩展性,易于扩展到不同级联数和电压等级的DC-DC变换器。采用该控制策略的DC-DC变换器可以在宽电压范围内,始终保持高频链环节的电压匹配,从而降低环流和提高效率,所采用控制策略具有良好的性能和扩展性,适用于不同级联数和电压等级的DC-DC变换器。

1 宽电压范围DC-DC变换器

图1为基于WDAB的DC-DC变换器拓扑结构,由N个完全相同的WDAB单元构成,输入侧首尾串联连接,接入高压直流侧,输出侧以并联连接,接入低压直流侧,各WDAB单元既可以作为独立的DC-DC变换器运行,也可以构成统一的DC-DC变换器运行。

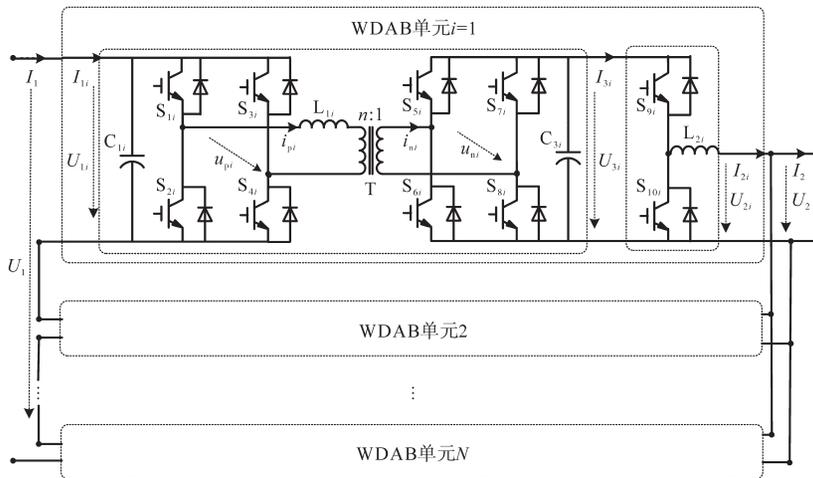


图1 基于WDAB的DC-DC变换器拓扑

Fig.1 Circuit diagram of DC-DC converter based on WDAB

WDAB变换器单元由输入侧全桥变换器、高频变压器(包括等值连接电抗)、输出侧全桥变换器和电压匹配级(voltage matching interface, VMI)构成,其中VMI由一个半桥变换器和一个直流电感 L_2 构成,在满足宽电压范围的前提下,通过控制VMI的导通行为和导通时间,可以始终保

持高频链环节的电压匹配,从而降低高频链的环流,保证系统的安全和高效运行。

根据基尔霍夫定律,高频链的电压和电流可以表示为

$$u_{pi} = L_{li} \frac{di_{pi}}{dt} + nu_{ni} \quad (1)$$

式中: u_{pi} 、 u_{ni} 分别为高频链的输入、输出侧电压; n 为高频变压器的电压比; L_{li} 为折算到输入侧的高频变压器等值连接电抗; i_{pi} 为高频链的输入侧电流。根据式(1),WDAB单元可以等效为两个方波交流电源通过连接电抗 L_{li} 连接,等效电路如图2所示。也就是说,如果控制电源 u_{pi} 和 nu_{ni} 的幅值相等,通过调节电源之间的移相角可以有效调节输入输出侧交换的有功功率,这种控制方法易于实现,而且具有动态响应速度快的优点。

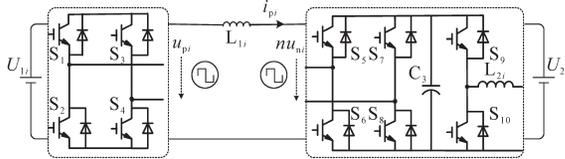


图2 WDAB单元的交流等效电路

Fig.2 AC equivalent circuit of WDAB

当采用两电平调制,也就是全桥变换器的对角开关管采用相同的脉冲驱动方式,则有:

$$\begin{cases} u_{pi} = (S_{1i} - S_{2i})U_{1i} \\ u_{ni} = (S_{5i} - S_{6i})U_{3i} \end{cases} \quad (2)$$

式中: S_{ji} ($j=1\sim 8$)分别为开关管 S_{ji} 的开关函数,当导通时取值为1,当关断时取值为0。

根据式(2)可知,为了使得 u_{pi} 和 nu_{ni} 的幅值相等,需要满足:

$$U_{1i} = nU_{3i} \quad (3)$$

式中: U_{1i} 、 U_{3i} 分别为输入侧电压和输出侧母线电压。也就是说,输入侧电压和输出侧母线电压的比值等于高频变压器的电压比。

由电压匹配级的分析,可以得到:

$$U_{2i} = D_i U_{3i} - L_{2i} dI_{2i}/dt \quad (4)$$

式中: U_{2i} 、 I_{2i} 分别为输出侧电压和电流; L_{2i} 为输出侧的连接电抗; D_i 为匹配级占空比。

将式(4)代入式(3)可以得到:

$$U_{1i} = n(U_{2i} + L_{2i} dI_{2i}/dt)/D_i \quad (5)$$

考虑到 I_{2i} 为直流电流,稳态情况下,电流的纹波很小,也就是 dI_{2i}/dt 的数值很小,则有:

$$U_{1i} \approx nU_{2i}/D_i \quad (6)$$

对 N 个WDAB单元串并联的情况,串联侧电流相等,且并联侧电压相等,则有:

$$\begin{cases} U_1 = U_{11} + U_{12} + \dots + U_{1N} \\ I_1 = I_{11} = I_{12} = \dots = I_{1N} \\ U_2 = U_{21} = U_{22} = \dots = U_{2N} \\ I_2 = I_{21} + I_{22} + \dots + I_{2N} \end{cases} \quad (7)$$

假设通过电压的平衡控制,使得输入侧电压相等,即 $U_{11}=U_{12}=\dots=U_{1N}$,且输出侧母线电压也

相等,均等于母线电压的平均值,即 $U_{31}=U_{32}=\dots=U_{3N}=U_{3aver}$,匹配级的占空比也相等,即 $D_1=D_2=\dots=D_N=D$,则有:

$$U_2 = D \frac{U_1}{nN} \quad (8)$$

也就是说,在保证输入侧电压平衡和输出侧母线电压平衡条件下,改变匹配级占空比 D ,可以实现变换器的宽范围电压变换。

2 变换器特性分析

2.1 电压电流特性分析

对单个的WDAB单元,根据傅里叶分析,高频链的输入和输出侧电压可以表示为

$$\begin{cases} u_{pi} = \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{4U_1}{Nk\pi} \sin(k\omega t) \\ nu_{ni} = \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{4nU_2}{Dk\pi} \sin(k\omega t - \beta) \end{cases} \quad (9)$$

其中

$$\omega = 2\pi f_s$$

式中: k 为谐波次数; ω 为基波角频率; f_s 为开关频率; β 为电源间的移相角。

根据图2的等效电路,高频链电流可表示为

$$i_{pi}(t) = \int_0^t \frac{u_{pi} - nu_{ni}}{L_{li}} dt + i_{pi}(0) \quad (10)$$

考虑到在一个开关周期内,高频链电流具有周期性,且电流的平均值为0,则有:

$$\begin{cases} i_{pi}(\frac{\pi}{\omega}) = i_{pi}(0) \\ i_{pi}(\frac{2\pi}{\omega}) = i_{pi}(0) \end{cases} \quad (11)$$

由此可以得到高频链电流为

$$i_{pi} = \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{4C}{k^2 \pi \omega L_{li}} \sin(k\omega t + \varphi) \quad (12)$$

其中 $C = \sqrt{A^2 + B^2}$ $\varphi = \arctan \frac{A}{B}$

$$A = \frac{nU_2}{D} \cos(k\beta) - \frac{U_1}{N} \quad B = \frac{nU_2}{D} \sin(k\beta)$$

式中: φ 为高频链电流和电压的移相角。

由式(12)可知,电流的谐波含量与谐波次数的平方 k^2 成反比例关系,且高频链电流和电压的移相角 φ 与输入侧电压、输出侧电压以及输入和输出侧移相角 β 有关。定义电压匹配系数为

$$\lambda = nNU_2/(DU_1) \quad (13)$$

则高频链的电流可以表示为

$$\begin{cases} i_{pi} = \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{4U_1 C_1}{k^2 \pi N \omega L_{li}} \sin(k\omega t + \varphi) \\ C_1 = \sqrt{\lambda^2 + 1 - 2\lambda \cos(k\beta)} \end{cases} \quad (14)$$

对WDAB来说,可以始终保持高频链的电压匹配,也就是 $\lambda=1$,则高频链电流可以表示为

$$\begin{cases} i_{pi} = \sum_{k=1,3,5,\dots} C_2 \sin(k\omega t + \varphi) \\ C_2 = \frac{4\sqrt{2}[1 - \cos(k\beta)]U_1}{k^2 \pi N \omega L_{li}} \end{cases} \quad (15)$$

2.2 功率特性分析

由DAB的有功功率传输特性可知,WDAB传输的有功功率可以表示为

$$P_i = nU_{1i}U_{2i}D_{si}(1 - D_{si})/(2D_i f_s L_{li}) \quad (16)$$

式中: D_{si}, D_i 分别为高频链环节的移相角占空比和VMI的占空比。

当各WDAB单元的参数和控制均一致时,输入侧电压实现平衡,输出侧母线电压相等,匹配级的占空比也相同,则有:

$$P = \sum P_i = nU_1 U_2 D_s (1 - D_s) / (2D f_s L_1) \quad (17)$$

式中: D_s 为高频链环节的移相角占空比。

由式(17)可知,基于WDAB的DC-DC变换器传输的有功功率为 $1/D$ 倍($0 < D \leq 1$)的基于DAB的DC-DC变换器,也就是说,通过调节VMI级占空比,增大输出侧的母线电压,可以增大变换器传输的有功功率,传输有功功率的基准值为

$$P_B = nU_1 U_2 / (8f_s L_1) \quad (18)$$

则传输功率的特性曲线(标么值)如图3所示,当输入和输出侧电压的比值和高频变压器电压比不匹配时,VMI的占空比 $D > 0$,WDAB方案传输的有功功率一直大于DAB方案(相当于占空比 $D=1$ 情况)传输的有功功率。

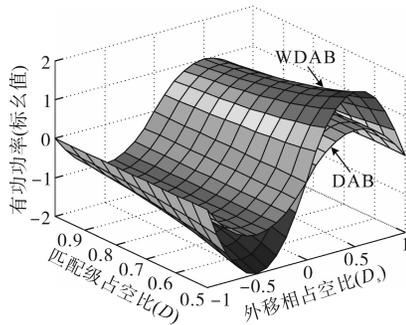


图3 基于WDAB的功率特性

Fig.3 Power transmission characteristic of WDAB converter

3 变换器主要参数设计

3.1 高频变压器电压比设计

为了保证输出侧电压的宽范围调节,高频变压器的电压比需要按最小值设计,即,输入侧电

压按最小值选择,输出侧电压按最大值选择,有:

$$n = U_{1min} / (NU_{2max}) \quad (19)$$

式中: U_{1min} 为输入侧电压的最小值; U_{2max} 为输出侧电压的最大值。

按式(19)选择高频变压器的电压比,并施加控制,可以使得高频链电压一直处于匹配状态,而且满足输出电压的宽范围调节。

3.2 高频变压器等值电抗设计

由式(17)可知,基于WDAB的DC-DC变换器传输功率的大小和高压变压器的等值电抗相关,且在移相占空比为 $1/2$ 时取得最大值。在实际设计中,一般按移相占空比为 $1/4$ 时,传输最大的有功功率计算,即

$$P_{max} = 3nU_1 U_2 / (32D f_s L_1) \quad (20)$$

将式(8)代入式(20),可以得到:

$$L_1 = 3U_1^2 / (32N f_s P_{max}) \quad (21)$$

由此可以根据输入侧的额定电压值、级联数、开关频率和系统的最大功率值,计算高频变压器的等值电抗值。

4 控制策略研究

图4为基于WDAB的DC-DC变换器控制框图。

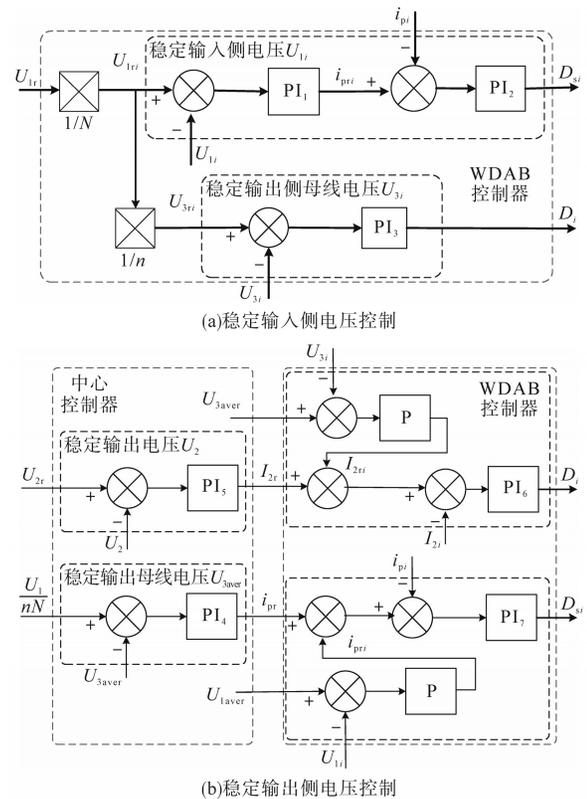


图4 基于WDAB的DC-DC变换器控制框图

Fig.4 Control diagram of DC-DC converter based on WDAB

4.1 稳定输入侧直流电压控制

图4a为稳定DC-DC变换器输入侧电压控制框图。WDAB输入侧电压的设定值为 $(1/N)$ 倍的DC-DC变换器的设定值,即 $U_{1ri}=U_{1r}/N$,参考电压和实际电压的差值,通过PI₁控制生成高频链的参考电流,高频链参考电流和实际电流的差值,通过PI₂控制最终生成高频链的移相占空比 D_{si} ,从而实现功率的控制。WDAB输出侧母线电压的设定值为 $1/(nN)$ 倍的DC-DC变换器的设定值,即 $U_{3ri}=U_{1r}/(nN)$,参考电压和实际电压的差值,通过PI₃控制最终生成匹配级的占空比 D_i ,实现高频链电压匹配控制。

4.2 稳定输出侧直流电压控制

稳定输出侧电压控制如图4b所示,中心控制器根据各模块输入侧电压和输出侧母线电压,分别计算电压的平均值:

$$\begin{cases} U_{1aver} = (U_{11} + U_{12} + \dots + U_{1N})/N \\ U_{3aver} = (U_{31} + U_{32} + \dots + U_{3N})/N \end{cases} \quad (22)$$

然后下发到WDAB控制器。此外,中心控制器还分别实现稳定输出侧电压控制和稳定输出侧母线电压控制的功能。稳定输出侧母线电压控制的参考值为 $U_{1r}/(nN)$,其中 U_{1r} 为滤波后的输入侧电压值,电压的参考值和实际值的差值,通过PI₄控制后生成高频链电流的参考值,并下发WDAB控制器。稳定输出侧电压的参考值和实际值的差值,通过PI₅控制后生成输出侧电流的参考值,并下发到WDAB控制器。

根据中心控制器下发的电压平均值,WDAB采用P控制,生成附加参考电流分别为

$$\begin{cases} di_{pri} = k_{p1}(U_{1ri} - U_{1aver}) \\ di_{2ri} = k_{p2}(U_{3ri} - U_{3aver}) \end{cases} \quad (23)$$

式中: k_{p1}, k_{p2} 均为比例控制系数,且各WDAB的控制系数相同。

附加参考电流加上中心控制器下发的参考电流值,生成最终的电流参考值,最终的电流参考值和实际值的差值,通过PI₆或PI₇控制,分别生成移相占空比和匹配级的占空比。

5 物理样机试验分析

为了验证上述理论分析,特别设计了一台试验样机,所采用的主电路参数如下:输入侧额定电压值750V,输出侧额定电压值400V,额定功率值10kW,DAB单元开关频率20kHz,VMI单元开关频率10kHz,直流电容值 $C_{d1}=C_{d2}=940\mu\text{F}$,高

频变压器匝数比 $n=410:188$,WDAB级联单元数量 $N=4$,高频变压器等值电抗值 $L_1=100\mu\text{H}$,直流侧电抗值 $L_2=1.5\text{mH}$ 。控制参数如下:电压控制比例系数 $K_p=2.0$,电压控制积分系数 $K_i=0.1$,电压追踪控制比例系数 $K_p=1.0$,电流控制比例系数 $K_p=0.01$,电流控制积分系数 $K_i=0.3$ 。其中PI₁,PI₃,PI₄和PI₅分别为电压控制;PI₂,PI₆和PI₇分别为电流控制。

5.1 WDAB电压匹配试验

当稳定输入侧电压时,如果输出侧电压为360V,设定输入侧稳压值为185V,此时电压比为 $185:360=1:1.95\neq 1:2.18=188:410$,图5a为不采用匹配级(闭合开关管 S_{9i} ,断开开关管 S_{10i})时,高频链的电压和电流波形,此时高频链电流的有效值为7.7A,峰峰值为33.2A,图5b为采用匹配级时,高频链的电压和电流波形,此时高频链电流的有效值为5.6A,峰峰值为14.4A。

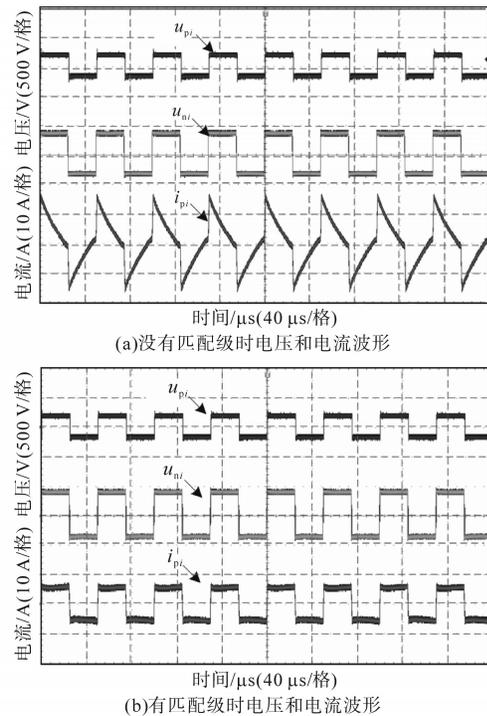


图5 高频链电压和电流波形

Fig.5 High frequency link voltages and current waveforms

由试验数据分析可知,当电压偏离匹配值10.55%时,高频链电流的有效值增加了37.5%,峰峰值增加了130.55%。高频链电流的迅速增加,不仅使得系统的损耗增加,也严重危害系统的安全稳定运行。采用基于VMI的WDAB,使得高频链的电流减小,降低了系统的损耗,也提高了系统的可靠性。

5.2 稳压控制试验

图6a为给定输入侧电压750V,稳定输出侧电压400V,并投入电阻性负载时,输入侧电压 U_1 、输出侧电压 U_2 和电流 I_2 的波形,图6b为给定输出侧电压400V,稳定输入侧电压750V,并投入电阻性负载时,输入侧电压 U_1 、输出侧电压 U_2 和输入电流 I_1 的波形。由图6中曲线可以看出,在很短的时间(约小于10 μ s)内负载电流从0上升到额定值,但稳压侧电压均没有明显的跌落现象,这表明系统具有良好的动态响应能力。

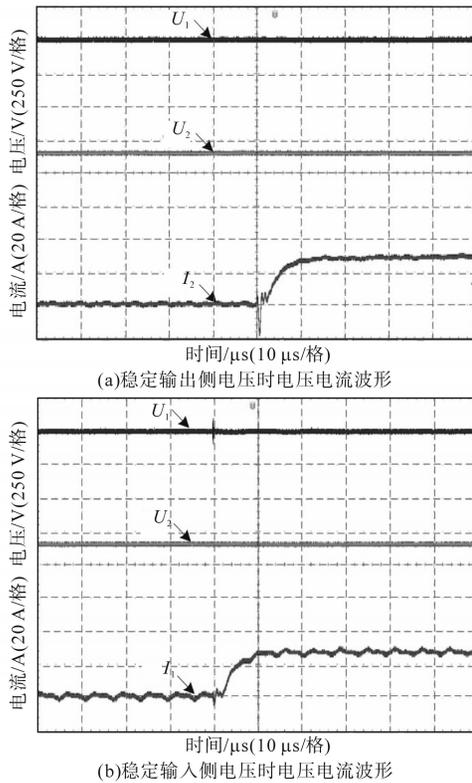


图6 DC-DC变换器电压电流波形

Fig.6 Voltage and current waveforms of DC-DC converter

5.3 输入电压突变的控制试验

图7a和图7b分别为稳定输入侧电压控制时,输出侧外接直流电源从250V到350V和从350V到250V变化时,WDAB的输入和输出侧电压和电流波形。图7c和图7d分别为稳定输出侧电压控制时,输入侧外接直流电源从150V到180V和从180V到150V变化时,WDAB的输入和输出侧电压和电流波形,以及高频链电流波形。由图7中曲线可以看出,当直流电源的输出发生突变时,稳压侧的电压和电流发生短暂的暂态过程,并很快恢复到原来的电压和电流值,这表明系统具有良好的动态响应能力和稳压控制效果。

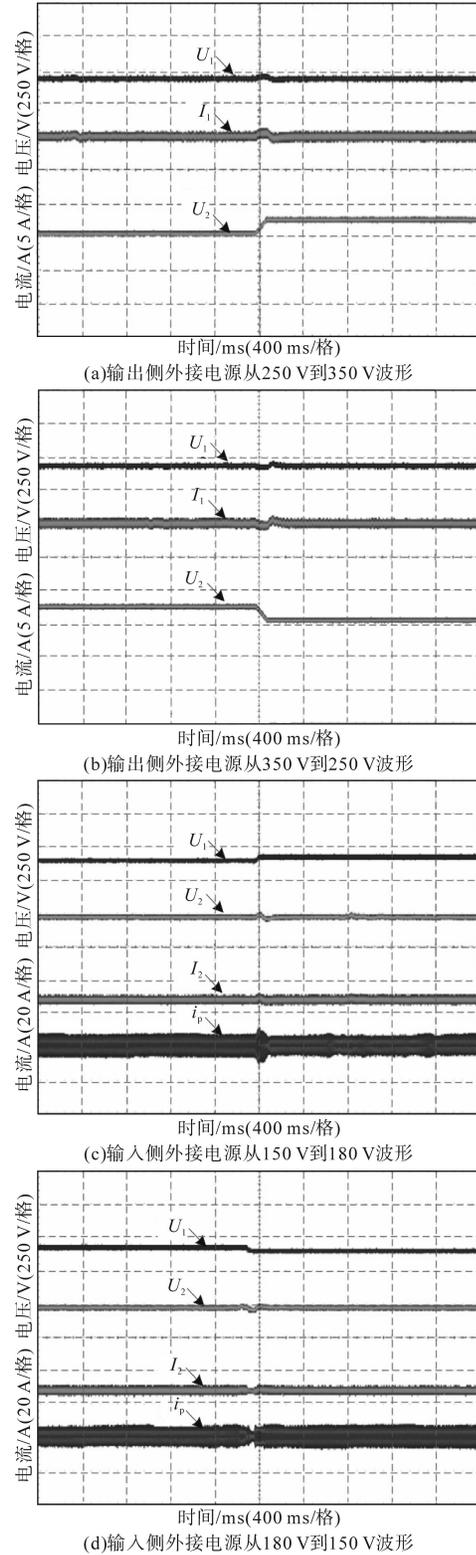


图7 暂态电压和电流波形

Fig.7 Voltages and currents waveforms in transient states

6 结论

针对DC-DC变换器的输入和输出侧电压严重偏离电压匹配值的情况,论文研究了宽电压范围双向全桥的DC-DC变换器,不仅分析了其电压

特性、电流特性和功率特性以及主要参数的设计,也提出一种分布式闭环控制与集中式电压平衡控制相结合的控制策略,不仅简单有效,而且具有良好的动态响应能力。

参考文献

- [1] De Doncker R W A A, Divan D M. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(1):63-73.
- [2] 侯焱,宋文胜,武明义. 双向全桥DC-DC变换器的负载电流前馈控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(9):2478-2485.
- [3] 林智钦,王志冰,杨晓峰,等. 模块化多电平高压DC/DC变换器的电感参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(9):2470-2477.
- [4] Krismer F, Kolar J W. Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2012, 59(7):2745-2760.
- [5] Krismer F, Kolar J W. Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2009, 24(12):2756-2768.
- [6] 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.
- [7] Los M, Drabek P, Cedl M. The control algorithms of traction drive with medium-frequency transformer and two modules of single phase matrix converters[C]//Power Electronics and Motion Control Conference, Ohrid, Macedonia: IEEE, 2010: 143-146.
- [8] Qin H, Kimball J W. Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2012, 27(4):2078-2084.
- [9] Mi C, Bai H, Wang C, *et al.* Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter[J]. IET Power Electronics, 2008, 1(4):507-517.
- [10] Zhao B, Song Q, Liu W, *et al.* Dead-time effect of the high-frequency isolated bidirectional full-bridge DC-DC converter: comprehensive theoretical analysis and experimental verification[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2014, 29(4):1667-1680.
- [11] Zhao B, Song Q, Liu W. Experimental comparison of isolated bidirectional DC-DC converters based on all-Si and all-SiC power devices for next-generation power conversion application[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2014, 61(3):1389-1393.
- [12] Zhao B, Song Q, Liu W, *et al.* Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2013, 60(10):4458-4467.
- [13] Zhao B, Song Q, Liu W. Efficiency characterization and optimization of isolated bidirectional DC-DC converter based on dual-phase-shift control for DC distribution application[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2013, 28(4):1711-1727.
- [14] 王聪,沙广林,王俊,等. 基于双重移相控制的双有源桥DC-DC变换器的软开关[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12):106-113.
- [15] 程红,高巧梅,朱锦标,等. 基于双重移相控制的双向全桥DC-DC变换器动态建模与最小回流功率控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3):245-253.
- [16] 黄珺,王跃,高远. 应用于储能系统的隔离型双向全桥直流变换器的软开关特性研究[J]. 电气传动, 2013, 43(S1):74-78.
- [17] Jung J H, Kim H S, Ryu M H, *et al.* Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2013, 28(4):1741-1755.
- [18] Li X, Bhat A K S. Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2010, 25(4):850-862.
- [19] Krismer F, Kolar J W. Closed form solution for minimum conduction loss modulation of DAB converters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2012, 27(1):174-188.
- [20] 晏坤,王辉,漆文龙,等. 微电网储能系统中基于PWM加双重移相控制的双向DC/DC变换器研究[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(4):44-52.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] 侯焱,宋文胜. 全桥隔离DC/DC变换器的三重移相控制及其软启动方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(23):6113-6121.

收稿日期:2020-03-01

修改稿日期:2020-04-20