

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

许加柱, 韦 杰, 潘宏杰, 郝铭轩, 王 涛

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要:单相电力电子变压器(PET)隔离级传输二次脉动功率较少且不可控,使其直流侧出现较大幅度的二次纹波电压,将影响系统供电质量以及供电可靠性。在传统双主动桥(DAB)降阶等效模型中加入开关电阻、变压器磁化电感和铜耗电阻,提升了二次脉动功率传输的准确性;在DAB控制中,电流内环采用比例-积分-谐振(PIR)控制,并引入低压直流侧二次纹波电流前馈,使高低压直流侧二次脉动功率向负载侧稳定传输,高低压直流侧二次纹波电压幅值显著减小;为加快控制器动态响应速度,对控制器关键参数进行优化设计,最后通过仿真和实验验证了所提方法的有效性。

关键词:电力电子变压器;双主动桥;二次纹波电压;小信号模型;比例-积分-谐振控制;电流前馈

中图分类号:TM 41

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.04.011

0 引言

随着电气设备向小型化、轻型化方向发展,传统电力变压器已经不能满足社会发展需求,三级式电力电子变压器因具有体积小、重量轻、空载损耗小、功率密度高等优点出现在人们生活中^[1]。由于单相交流输入交流输出系统变流器的固有特性,系统整流级和逆变级直流侧电容中不可避免地包含二次脉动功率,进而产生二次纹波电压,影响系统供电质量以及可靠性^[2]。为抑制二次纹波电压,传统方法是增大直流侧支撑电容。该方法能有效抑制二次纹波电压,但却增大了系统体积,提高了成本,不符合未来发展趋势。因此,如何在不增大直流侧支撑电容容值的基础上抑制二次纹波电压,是电力电子变压器广泛应用必须解决的重要问题^[3-4]。

目前,国内外学者针对二次纹波电压抑制手段主要可分为拓扑抑制和控制策略抑制^[5]。在拓扑抑制中,文献[6]通过外加电感支路对二次纹波电流进行分流来达到抑制二次纹波电压的目的,文献[7]通过外加有源滤波器向直流侧注入反向二次纹波电流来抑制二次纹波电压。这2种拓扑的抑制效果显著,但需增大系统体积与成本。在控制策略抑制中,文献[8]通过对隔离DC-DC变换器建立大信号数学模型,提出采用反馈线性化与二次纹波扰动前馈的移相控制来抑制二次纹波电压,该控制较复杂且未给出控制器具体参数设计。文献[9]通过建立逆变器输入纹波电压数学模型并以音频敏感系数为分析对象,提出采用比例-积分(PI)+准比例谐振的控制手段对音频敏感系数进行控制来抑制电压纹

波,该控制参数较多,控制器计算负荷大,系统动态响应较慢。文献[10-11]均以两级式逆变器二次纹波电流为研究对象,通过改进控制方式,在二次纹波电流路径上叠加虚拟阻抗抑制二次纹波电流的流通,达到抑制二次纹波电压的目的。该类方法虽然抑制了二次纹波功率流入电源侧,却导致二次纹波功率流入电容,直流侧二次纹波电压势必会增大。综上所述,采用拓扑和控制策略抑制都能有效抑制二次纹波电压,但相较于拓扑抑制,控制策略抑制以系统体积小、节约成本等优势,成为二次纹波电压抑制研究热点^[12-13]。

本文提出了一种改进型抑制二次纹波电压的控制策略。分析电力电子变压器高低压直流侧二次纹波电压的产生机理;在双主动桥(DAB)等效模型中考虑开关电阻、变压器励磁电感以及铜耗电阻,建立准确的DAB等效模型;在DAB传统双闭环控制中,电流内环采用比例-积分-谐振(PIR)控制器,实现对交直流信号无差跟踪,同时在低压侧引入二次纹波电流前馈(SCFF),使高低压侧二次脉动功率向负载侧稳定传输,达到抑制高低压直流侧二次纹波电压的目的。对控制器关键参数进行了详细分析,同时将所提控制方法与传统方法进行分析比较。最后通过仿真和实验验证了本文方法的合理性和有效性。

1 二次纹波电压产生机理

三级式电力电子变压器的具体架构如图1所示。

假设整流级和逆变级均为理想单位功率因数传输;开关管的频率远远大于电网频率,忽略开关损耗以及开关管导通、关断时间。输入级网侧电压和电流表达式如下:

收稿日期:2018-04-08;修回日期:2019-01-25

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477044)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51477044)

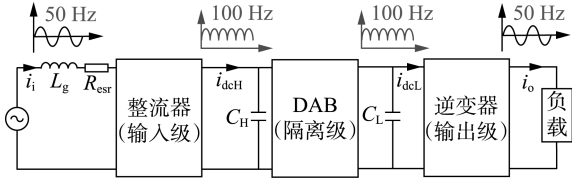


图1 三级式单相电力电子变压器的架构

Fig.1 Architecture of three-stage single-phase power electronic transformer

$$u_{\text{grid}} = U_{\text{grid}} \sin(\omega t), i_{\text{grid}} = I_{\text{grid}} \sin(\omega t) \quad (1)$$

其中, U_{grid} 和 I_{grid} 分别为输入电压和电流的幅值; $\omega = 2\pi f$, 为网侧基波角频率, 其中 f 为网侧基波频率。

通过附录 A 中的公式推导可得出直流侧瞬时功率由直流分量 p_o 、二次纹波功率 p_{rip} 两部分组成:

$$\begin{cases} p_o = U_{\text{grid}} I_{\text{grid}} / 2 \\ p_{\text{rip}} = -U_{\text{grid}} I_{\text{grid}} \cos(2\omega t) / 2 \end{cases} \quad (2)$$

当整流输出侧含有二次脉动功率时, 直流侧电流可以表示为^[14]:

$$i_{\text{dcH}} = I_{\text{dcH}} \left[1 - 2 \sum_{n_1=2,4,6,\dots} \frac{\cos(n_1 \omega t)}{n_1^2 - 1} \right] \quad (3)$$

由式(3)可知, 直流侧输出电流除了含有直流分量之外, 还含有 2、4、6 等偶数次谐波。由于二次纹波电流占比远远大于其他偶次谐波, 可忽略二次以上高次谐波。二次纹波功率传输时流入直流侧支撑电容, 使二次纹波电流与支撑电容阻抗相互作用, 产生了二次纹波电压, 其表达式如下:

$$\hat{u}_{\text{dcH}} = \frac{1}{C_H} \int \left[-2I_{\text{dcH}} \frac{\cos(2\omega t)}{2^2 - 1} \right] dt = \frac{i_{\text{ripH}}}{3\omega C_H} \quad (4)$$

其中, $i_{\text{ripH}} = I_{\text{dcH}} \sin(2\omega t)$, 为高压直流侧二次纹波电流; $\hat{u}_{\text{dcH}}$ 为高压直流侧二次纹波电压; C_H 为高压直流侧支撑电容。

逆变级为整流级的逆过程, 因此与整流级推导类似, 也可得出逆变级直流侧二次纹波电流和电压的表达式如下:

$$\begin{cases} i_{\text{dcL}} = I_{\text{dcL}} \left[1 - 2 \sum_{n_1=2,4,6,\dots} \frac{\cos(n_1 \omega_o t)}{n_1^2 - 1} \right] \\ \hat{u}_{\text{dcL}} = \frac{1}{C_L} \int \left[-2I_{\text{dcL}} \frac{\cos(2\omega_o t)}{2^2 - 1} \right] dt = \frac{i_{\text{ripL}}}{3\omega_o C_L} \end{cases} \quad (5)$$

其中, $i_{\text{ripL}} = I_{\text{dcL}} \sin(2\omega_o t)$, 为低压直流侧二次纹波电流; $\hat{u}_{\text{dcL}}$ 为低压直流侧二次纹波电压; C_L 为低压直流侧支撑电容; $\omega_o = 2\pi f_2$, 为负载侧基波角频率, 其中 f_2 为负载侧基波频率。

二次纹波电压是因存在二次纹波功率而产生的, 通过式(4)可以看出, 其主要与 3 个参数有关, 即二次纹波电流 $i_{\text{ripH}} = I_{\text{dcH}} \sin(2\omega t)$ 、直流侧的支撑电容 C_H 、角频率 ω 。为固定基频角频率, 保持不变。综上所述, 为抑制二次纹波电压, 只能通过增大电容值

或改变电流传输路径来改变二次纹波功率的流向。基于经济性以及向小型化方向发展的考虑, 本文通过降低 DAB 在 2 倍频处的阻抗, 使二次纹波电流通过 DAB 流向负载侧, 最终使高低压直流侧二次功率向负载侧转移, 高低压直流侧二次纹波电压大幅降低。

2 DAB 降阶小信号模型

传统 DAB 降阶等效模型未考虑 IGBT 开关电阻 R_S 、变压器磁化电感 L_M 以及变压器铜耗等效电阻 R_M , 使等效模型存在一定的误差, 而本文模型中考虑了上述参数^[15], 具体拓扑如图 2 所示。图中, L_{k1} 、 R_{k1} 和 L_{k2} 、 R_{k2} 分别为高频变压器一次侧和二次侧漏感、绕线电阻; R_H 为高压直流侧寄生电阻; R_L 为低压直流侧寄生电阻; $R_{S1} \sim R_{S8}$ 为 IGBT 开关电阻; U_{dcH} 、 U_{dcL} 分别为高压直流侧电压和低压直流侧电压; i_i 、 i_o 分别为输入和输出电流; i_1 和 i_2 分别为前端变流器输入电流的平均值和后端变流器输出电流的平均值。

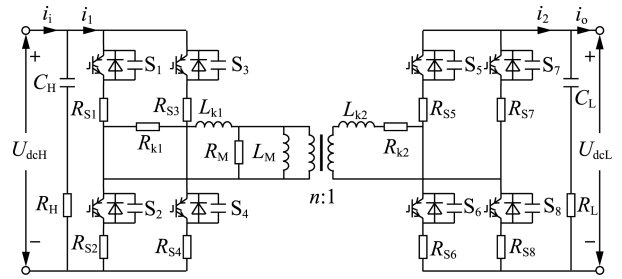


图2 DAB 电路拓扑

Fig.2 Topology of DAB circuit

将高频变压器二次侧开关电阻以及绕线电阻参数折算到一次侧, 同时将 DAB 回路中电阻同类项进行合并, 用一个等效电阻值 R_{ek} 代替, 铜耗等效电阻 R_M 与其他电阻不是一个数量级, 不能并入 R_{ek} , 即:

$$R_{ek} = R_{k1} + R_{S1} + R_{S4} + n^2(R_{k2} + R_{S5} + R_{S8}) \quad (6)$$

由于开关都采用相同的 IGBT, 可近似认为开关电阻值 $R_{S1} \sim R_{S8}$ 都相等。式(6)可进一步化简为:

$$R_{ek} = R_{k1} + 2R_{S1} + n^2(R_{k2} + 2R_{S1}) \quad (7)$$

同理, 将 L_{k2} 折算到一次侧, 并与 L_{k1} 进行合并, 用一个等效电感 L_{ek} 替代, 由于磁化电感 L_M 与其他电感不是一个数量级, 不能计入 L_{ek} , 即:

$$L_{ek} = L_{k1} + n^2 L_{k2} \quad (8)$$

将等效漏感与电阻代入图 2, 可以得出如附录 B 中图 B1 所示的简化等效电路图。

2.1 隔离级 DAB 的稳态状态方程

由图 2 可知, 隔离级由前后 2 个变流器以及 1 个高频变压器组成。前后两端变流器的稳态状态方程如下:

$$\begin{cases} C_H \frac{du_{cH}}{dt} = i_i - i_1 \\ R_H C_H \frac{du_{cH}}{dt} = u_{dcH} - u_{cH} \\ C_L \frac{du_{cL}}{dt} = i_2 - i_o \\ R_L C_L \frac{du_{cL}}{dt} = u_{dcL} - u_{cL} \end{cases} \quad (9)$$

其中, u_{cH} 、 u_{cL} 分别为高压直流侧电容电压、低压直流侧电容电压。

通过附录 B 中 B-1 公式推导可得出前端变流器输入电流在一个周期内的平均值为:

$$i_1 = \frac{1}{T} \left(\int_0^T i_\lambda dt + \int_{dT}^T i_\zeta dt \right) - \frac{\tilde{u}_{dcL}}{R_M} \quad (10)$$

其中, $\tilde{u}_{dcL} = nu_{dcL}$; T 为开关周期的一半; i_λ 为 $0 \sim dT$ 时段电流的瞬时值; i_ζ 为 $dT \sim T$ 时段电流的瞬时值; $d = \varphi/\pi$, 为相移比。

式 (10) 中流过激磁电感 L_M 中的电流在一个周期内的平均值为 0, 所以只需考虑流过铜耗电阻 R_M 的电流。

对于折算到一次侧的输出电流 $\tilde{i}_2$, 它在一个周期内的充放电过程与 i_1 相反。通过上述推导可知 $\tilde{i}_2 = i_2/n$, 最终得出后端变流器输出电流在一个周期的平均值为:

$$i_2 = \frac{n}{T} \left(\int_0^T -i_\lambda dt + \int_{dT}^T i_\zeta dt \right) - \frac{n \tilde{u}_{dcL}}{R_M} \quad (11)$$

化简后可得 DAB 降阶平均等效电路模型如附录 B 中图 B2 所示。

2.2 隔离级 DAB 小信号模型

对上述等效电路模型进行小信号建模。在某一稳态点加入小扰动, 设 DAB 输入和输出扰动电压分别为 $\hat{u}_{dcH}$ 、 $\hat{u}_{dcL}$, DAB 输入和输出电流扰动量分别为 $\hat{i}_i$ 、 $\hat{i}_o$, 高频变压器输入和输出电流扰动量分别为 $\hat{i}_1$ 、 $\hat{i}_2$, 占空比扰动量为 $\hat{d}$, 将扰动量代入降阶平均等效模型, 可以建立该系统的小信号模型为:

$$\begin{cases} C_H \frac{d\hat{u}_{cH}}{dt} = \hat{i}_i - \hat{i}_1 \\ \frac{\hat{u}_{dcH} - \hat{u}_{cH}}{R_H} = C_H \frac{d\hat{u}_{cH}}{dt} \\ C_L \frac{d\hat{u}_{cL}}{dt} = \hat{i}_2 - \hat{i}_o \\ \frac{\hat{u}_{dcL} - \hat{u}_{cL}}{R_L} = C_L \frac{d\hat{u}_{cL}}{dt} \\ \hat{i}_1 = (m_1 \hat{d} + m_2 \hat{u}_{dcH} + m_3 \hat{u}_{dcL})/n \\ \hat{i}_o = p_1 \hat{d} + p_2 \hat{u}_{dcH} + p_3 \hat{u}_{dcL} \end{cases} \quad (12)$$

其中, $m_1 \sim m_3$ 和 $p_1 \sim p_3$ 具体的表达式见附录 B 中 B-2。通过对式 (12) 进行拉普拉斯变换推导, 可得出移相占空比对输出电流的传递函数为:

$$G_{2d}(s) = \frac{\hat{i}_2(s)}{\hat{d}(s)} \bigg|_{\hat{u}_{dcH}(s)=0, \hat{u}_{dcL}(s)=0} = \frac{1}{R_s} \left[1 + \frac{R_s}{R_L} \left(1 - \frac{1}{1+sC_L} \right) \right] \times \frac{p_1 - p_2 m_1 / G_{T1}(s)}{G_{T1}(s)/n + p_2 m_3 / G_{T1}(s)} \quad (13)$$

其中, R_s 为负载等效电阻; $G_{T1}(s)$ 具体的表达式如式 (14) 所示。

$$G_{T1}(s) = \frac{1}{R_H} + m_2 - \frac{1/R_H}{1 + R_H C_H s} \quad (14)$$

3 二次纹波电压抑制方法

传统 DAB 电压电流双闭环控制框图如图 3 所示。图中 G_v 、 G_i 分别为电压和电流控制器, G_d 为控制器延时环节, G_{2d} 为系统传递函数, H_i 和 H_v 分别为电流和电压的采样系数。

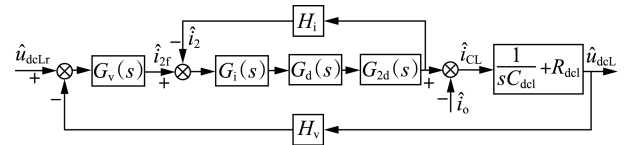


图 3 传统电压电流双闭环简化控制框图

Fig.3 Simplified control block diagram of traditional voltage and current dual closed-loops

由于传统双闭环控制中忽略了功率的交流成分, 受控电压、电流被简化为直流信号, 因此内外环控制器都采用 PI 控制器以实现无静差控制。然而实际功率传输过程中除了直流功率外还包括二次脉动功率, 因此受控电压、电流中也含有交流成分。而 PI 控制器由于带宽较窄, 并不能对交流量实现稳定无静差跟踪。虽然可以通过增加 PI 控制器的增益来提高带宽进而实现无静差跟踪, 但该方法并不能改变控制器相角的误差。因此为解决该问题, 本文提出了采用 PIR 电流控制器和输入 SCFF 的控制方法, 具体控制框图如图 4 所示。

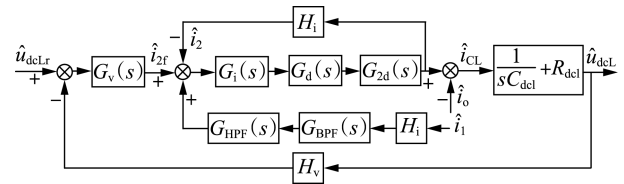


图 4 基于 SCFF 的电压电流双闭环控制框图

Fig.4 Control block diagram of voltage and current double closed-loops based on SCFF

图 4 中, G_d 为控制延时环节。在实际 DSP 控制系统中, 传感器的数据采集以及相应的计算都存在一定的延迟, 因此加入一个延时环节 e^{-sT_s} 表示一个

采样周期的计算延时,其中 T_s 为一个采样周期,通过采样器的延迟可以表示为 $1/T_s$,此外数据采集计算后还需通过一个零阶保持器来稳定一个周期内的采样数据,最终延时环节可以等效为:

$$G_d = e^{-T_s s} \times T_s e^{-0.5T_s s} \times \frac{1}{T_s} = e^{-1.5T_s s} \quad (15)$$

3.1 PIR 控制

图4中电流控制器 G_i 采用了PIR控制器^[16],它在PI控制器的基础上并联了一个谐振(R)控制器。在PIR控制器中,PI用于对直流信号的跟踪控制,R用于对二次交流信号的跟踪控制,该控制器能实现同时对直流信号和二次交流信号的无差跟踪。

PIR控制器的具体表达式为:

$$G_{PIR} = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{2K_r s}{s^2 + \omega_c^2} \quad (16)$$

其中, K_p 、 K_i 、 K_r 分别为控制器的比例增益系数、积分增益系数以及谐振增益系数; ω_c 为谐振角频率。该控制器的伯德图如图5所示。从图5中可得出,该控制器在直流和100 Hz (628 rad/s) 交流处具有较高增益,在其余频段增益较低,因此可保证该控制器能实现直流信号和二次交流信号顺利地通过DAB向后级传输。

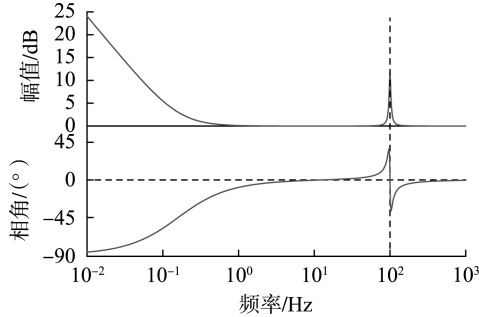


图5 PIR 控制器伯德图

Fig.5 Bode diagram of PIR controller

3.2 SCFF

为了准确传输二次脉动功率,本文在低压侧引入了SCFF。低压侧电流中除了含有二次纹波电流还包含直流量以及高次谐波分量,因此为了使前馈支路能准确前馈二次纹波电流,本文在前馈支路中加入了带通滤波器进行一次滤波以及复合型高通滤波器进行二次滤波。带通滤波器可以允许某一频率范围内的交流信号通过,对频率范围之外的交流信号进行衰减或抑制。

带通滤波器 $G_{BPF}(s)$ 具体的表达式如式(17)所示。

$$G_{BPF}(s) = \frac{\frac{2\omega_p s}{Q}}{s^2 + \frac{2\omega_p s}{Q} + (2\omega_p)^2} \quad (17)$$

其中, ω_p 为带通滤波器的特征角频率,同时也为带通滤波器的中心频率; Q 为带通滤波器的品质因数。

当品质因数分别为1、5、10时,带通滤波器的伯德图和单位阶跃响应分别如图6和图7所示。从图6所示的伯德图中可以得出,品质因数 Q 越大,带通滤波器的滤波特性越好,但同时其通频带也越窄。从图7所示的单位阶跃响应图中可以得出,随着系统品质因数的增大,系统达到稳定所需的时间越长,但同时超调量也会越小,影响负载突变时的动态响应。因此综合考虑动态响应特性和滤波特性,本文最终取品质因数 $Q=5$ 、特征角频率 $\omega_p = 50$ Hz。

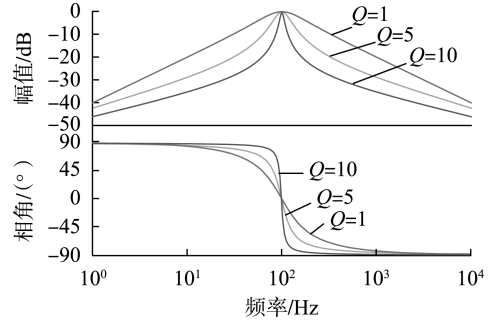


图6 带通滤波器伯德图

Fig.6 Bode diagram of band-pass filter

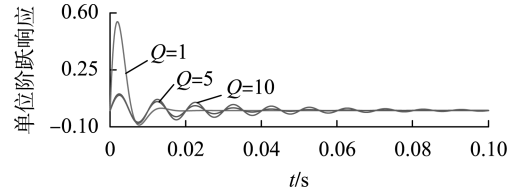


图7 带通滤波器单位阶跃响应

Fig.7 Unit step response of band-pass filter

当前馈电流经过带通滤波后,由于带通滤波器频带选取存在一定的误差,滤波后的电流仍含有部分中高频量,因此为了准确滤选出二次纹波电流,本文采用一种复合型高通滤波器(HPF)对滤波后的电流进行二次滤波。该滤波器除了具有高通特性之外,还兼具滑动平均滤波器(MAF)的性能。滑动平均滤波器对高频振荡系统的周期性干扰信号具有优良的抑制效果,且在数字控制器中也简单易实现,因此能够快速、精确地对二次纹波电流进行二次滤波。复合型高通滤波器架构见附录C中图C1。

滑动平均滤波器的传递函数如式(18)所示。通过复合型高通滤波器架构进行传递函数推导,得出复合型高通滤波器传递函数如(19)所示。

$$G_{MAF}(s) = \frac{1}{N_s} \frac{1 - e^{-sN_s T_s}}{1 - e^{-sT_s}} \quad (18)$$

$$G_{HPF}(s) = 1 - G_{MAF}(s) = 1 - \frac{1}{N_s} \frac{1 - e^{-sN_s T_s}}{1 - e^{-sT_s}} \quad (19)$$

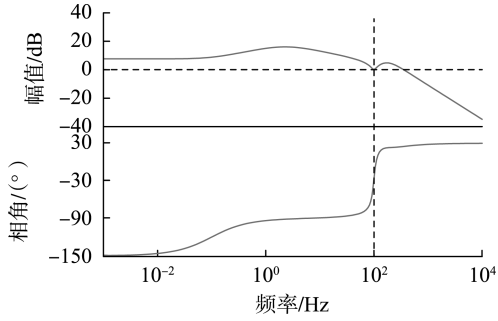


图 11 PIR+SCFF 控制下输出阻抗伯德图

Fig.11 Bode diagram of output impedance under PIR+SCFF control

4 仿真及实验验证

4.1 仿真验证

根据本文所提的控制方法,在 MATLAB/Simulink 环境下搭建了单相电力电子变压器的系统模型。电力电子变压器系统具体电路参数见附录 D 中表 D1。

图 12 给出了采用传统 PI 和 PIR+SCFF 策略下高压直流侧电压的波形对比图。从图中可得出,当采用传统 PI 控制时,电压二次波动范围为 ± 7 V;当采用本文所提控制策略时,电压二次波动范围仅为 ± 1 V。

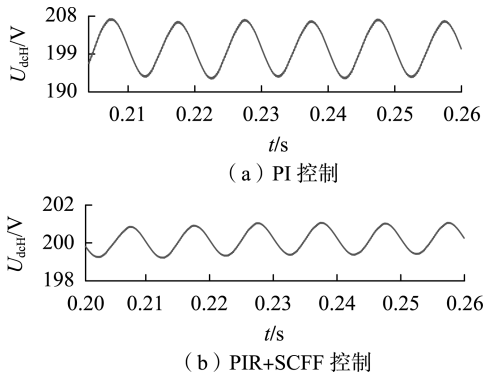


图 12 不同控制器下高压直流侧电压波形

Fig.12 Waveforms of high voltage DC-side voltage under different controllers

图 13 给出了 2 种控制策略下低压直流侧电压对比波形。从图中可知,在本文提出的 PIR+SCFF 的控制方法下,二次纹波电压波动范围从 ± 4 V 下降到仅有 ± 0.5 V。因此,从仿真结果中可以得出本文

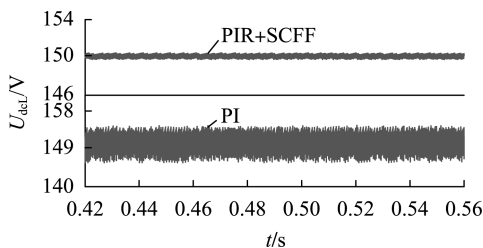


图 13 不同控制器下低压直流侧电压波形

Fig.13 Waveforms of low voltage DC-side voltage under different controllers

所提方法能有效降低高低压直流侧二次纹波电压和电容的二次纹波电流。

4.2 实验验证

为了进一步验证本文所提控制方法的有效性,在实验室搭建了 RT-LAB 硬件在环实验平台进行实验验证,实验平台图见附录 D 中图 D1。图中,DAB 电压外环参数 $K_{up}=5, K_{ui}=0.04$;电流内环参数 $K_{ip}=0.2, K_{ii}=0.035, K_{ir}=10$ 。

图 14 给出了 DAB 在传统双 PI 控制下网侧电压与高低压直流侧电压实验波形图。从实验图中可以得出,当采用传统双 PI 闭环控制时,高压直流侧二次纹波电压在 ± 18 V 范围内变化,低压直流侧二次纹波电压在 ± 16 V 范围内变化,因此采用传统双 PI 控制时高低压直流侧纹波电压波动较大。

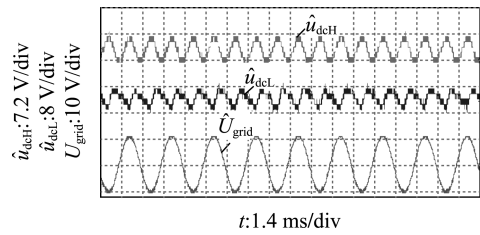


图 14 实验波形

Fig.14 Experimental waveforms

图 15 为电流内环采用 PIR 控制器并在 1 s 时加入输出 SCFF 的实验波形,从图中可得出,在 1 s 时,高压直流侧二次纹波电压有明显的下降;高压直流侧二次纹波电压波动范围从 ± 18 V 下降到 ± 7.5 V,低压直流侧二次纹波电压波动范围从 ± 16 V 下降到 ± 6.8 V。高、低压直流侧电容电流实验波形对比图可分别见附录 D 中图 D2 和图 D3。

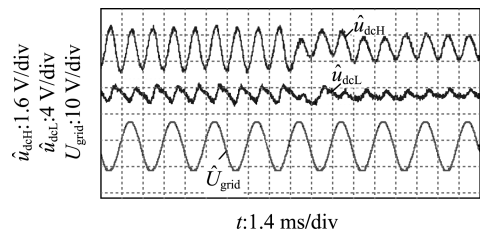


图 15 实验波形

Fig.15 Experimental waveforms

在实际系统中,负载都为阻感性负载,网侧和负载侧都会存在一个相位差。因此本文进一步探究了相角差与电压畸变率的关系。通过仿真和实验数据测出了在不同相位差时,高低压直流侧二次纹波电压变化情况,并做出了相应的二次纹波电压畸变率随相角的变化图如图 16 所示。从图中可以得出,随着相角差的增大,电压畸变率也随之变大。当相角差超过 90° 时,高、低压侧二次纹波畸变率将超过 1,二次纹波电压反而增大。因此可得出在负载和网侧相角差为 $0^\circ \sim 90^\circ$ 时,本文所提的控制方法能有效抑

制高、低压直流侧二次纹波电压。

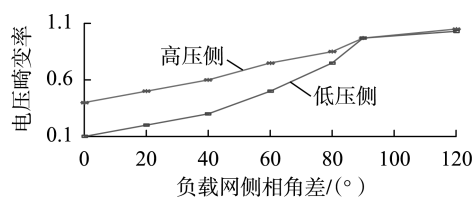


图16 电压畸变率

Fig.16 Voltage distortion rate

5 结论

针对单相交流输入交流输出电力电子变压器高低压直流侧二次纹波电压抑制问题,本文提出一种“电流内环PIR控制器+低压侧SCFF”的二次纹波电压抑制方法,可得结论如下:

a. 该控制方法是基于小信号降阶等效模型的,相较于其他等效模型,小信号模型在功率传输和控制方面具有计算量更少、准确度更高的特点;

b. 提出了低压侧SCFF的方法,不仅增加了控制器的动态响应速度,还提高了高低侧二次纹波功率相互传输的精确度;

c. DAB电流内环采用PIR控制器,解决了PI控制器在2倍频处存在的带宽限制问题,使网侧输出的直流功率和二次纹波功率通过DAB向负载侧稳定传输;

d. 仿真和实验结果验证了本文所提控制策略相较于传统PI控制等方法在抑制二次纹波电压方面有明显优势,对提升电力电子变压器的性能有一定的参考价值。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

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):3823-3834.
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): 3823-3834.
- [2] 丁明,陈中,张国荣,等. 级联H桥储能变换器直流纹波电流的无源与有源抑制策略[J]. 电力自动化设备,2016,36(4):19-24, 61.
DING Ming, CHEN Zhong, ZHANG Guorong, et al. Passive and active schemes of DC ripple suppression for cascaded H-bridge converter of energy storage system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(4): 19-24, 61.
- [3] WANG J, JI B, LU X, et al. Steady-state and dynamic input current low-frequency ripple evaluation and reduction in two-stage single-phase inverters with back current gain model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4247-4260.
- [4] 王浩然,朱国荣,伏潇斌,等. 无电解电容单相电力变换器直接脉动功率控制方法[J]. 中国电机工程学报,2016,36(13): 3573-3581, 3376.
WANG Haoran, ZHU Guorong, FU Xiaobin, et al. A directly pulsation power control strategy for single-phase power converters with E-cap free[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(13): 3573-3581, 3376.
- [5] 汪飞,雷志方,梁东,等. 单相逆变器低频脉动电流抑制机理分析与方法综述[J]. 电力自动化设备,2017,37(2):184-191, 198.
WANG Fei, LEI Zhifang, LIANG Dong, et al. Analysis of mechanism and review of methods for low-frequency ripple current suppression of single-phase inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(2): 184-191, 198.
- [6] 李红波,张凯,赵晖,等. 基于功率解耦的高功率密度单相整流器[J]. 电工技术学报,2011,26(增刊1):77-82.
LI Hongbo, ZHANG Kai, ZHAO Hui, et al. A high power density single rectifier with power decoupling function[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(Supplement 1): 77-82.
- [7] 李红波,张凯,赵晖. 高功率密度单相变换器的直流有源滤波器研究[J]. 中国电机工程学报,2012,32(15):40-47.
LI Hongbo, ZHANG Kai, ZHAO Hui. Researches on DC active power filters for high power density single phase converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(15): 40-47.
- [8] 殷晓东,罗登,李祖勇,等. 一种双向隔离DC-DC变换器二次纹波电压抑制方法[J]. 电工技术学报,2018,33(6):1356-1363.
YIN Xiaodong, LUO Deng, LI Zuyong, et al. A second-order ripple voltage suppression algorithm of bidirectional isolation DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(6): 1356-1363.
- [9] 侯虚虚,秦岭,茅靖峰,等. 两级式单相光伏并网逆变器输入电压PI+QPR鲁棒控制器设计[J]. 电网技术,2017,41(9):2910-2918.
HOU Xuxu, QIN Ling, MAO Jingfeng, et al. Design of input voltage robust PI+QPR controller for two-stage single-phase PV grid-connected inverter[J]. Power System Technology, 2017, 41(9): 2910-2918.
- [10] 祝国平,阮新波,王学华,等. 两级式单相逆变器二次纹波电流的抑制与动态特性的改善[J]. 中国电机工程学报,2013,33(12):72-80, 188.
ZHU Guoping, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. Suppression of the second harmonic current and improvement of the dynamic performance for two-stage single-phase inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(12): 72-80, 188.
- [11] 张力,任小永,阮新波. 基于虚拟阻抗且提高系统带宽的抑制两级式逆变器中二次谐波电流的控制策略[J]. 电工技术学报,2014,29(6):136-144.
ZHANG Li, REN Xiaoyong, RUAN Xinbo. Control strategy to improve the bandwidth and reduce the second harmonic current in the two-stage inverter based on virtual impedance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 136-144.
- [12] KSIAZEK P F, ORDONEZ M. Swinging bus technique for ripple current elimination in fuel cell power conversion[J]. IEEE Transactions on Power Electronic, 2014, 29(1): 170-178.
- [13] 郭晓瑞,王培良,郭吉丰,等. 光伏并网逆变器母线电压纹波的分析与控制[J]. 电力自动化设备,2017,37(5):48-53.
GUO Xiaorui, WANG Peiliang, GUO Jifeng, et al. Analysis and control of bus voltage ripples for grid-connected photovoltaic inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(5): 48-53.
- [14] 李红波. 大功率交直交牵引变流器相关问题研究[D]. 武汉:华中科技大学,2012.
LI Hongbo. Study of high power AC-DC-AC traction converter[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2012.
- [15] ZHANG K, SHAN Z, JATSKEVICH J. Large- and small-signal ave-

rage-value modeling of dual-active-bridge DC-DC converter considering power losses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 1964-1974.

- [16] 秦世耀,刘其辉,宋诗雨,等. 考虑转子电压电流耦合全补偿的双馈感应发电机改进 PI-R 电流控制策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(7): 198-204, 212.

QIN Shiyao, LIU Qihui, SONG Shiyu, et al. Improved PI-R current control strategy with complete compensation for coupled harmonic voltage and current of DFIG rotor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(7): 198-204, 212.

作者简介:



许加柱

许加柱(1980—),男,安徽来安人,教授,博士,主要研究方向为交直流电能变换新技术(E-mail: xujiazhu@126.com);

韦杰(1991—),男,四川成都人,硕士研究生,主要研究方向为交直流电能变换新技术、电力电子变压器在牵引系统中的应用(E-mail: weij_hnu@163.com)。

Secondary ripple voltage suppression strategy based on coordinated control of input and output currents for dual active bridge

XU Jiazhu, WEI Jie, PAN Hongjie, HAO Mingxuan, WANG Tao

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: The secondary ripple power transmission of isolation stage of single-phase PET (Power Electronic Transformer) is small and uncontrollable. As a result, a large amplitude secondary ripple voltage appears on the DC side, which could negatively impact the quality and reliability of the power supply system. The switch resistance, transformer magnetizing inductance and copper loss resistance are added to the traditional dual active bridge reduced-order equivalent model, which can improve the accuracy of secondary ripple power transmission. Moreover, in the control of DAB (Double Active Bridge), PIR (Proportional-Integral-Resonant) control is employed in the inner current-loop, and the secondary ripple current on the low voltage side is used as feed-forward compensation. Consequently, stable transmission of secondary ripple power from high and low voltage DC side to load side can be achieved, which enables greatly reduced secondary ripple voltage amplitude at high and low voltage DC sides. To improve the dynamic response of the controller, the critical parameters of the controller are optimized. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified by simulation and experiment.

Key words: power electronic transformer; dual active bridge; second ripple voltage; small-signal model; PIR control; current feed forward

附录

附录 A

直流侧输入功率表示为：

$$p_{in} = p_{grid} = \frac{U_{grid} I_{grid}}{2} [1 - \cos(2\omega t)] \quad (A1)$$

其中， p_{grid} 为网侧输入功率； p_{in} 为直流侧输入功率。

由式 (1) 可知：

$$i_{dcH} = \frac{\pi}{2} I_{dcH} |\sin(\omega t)| \quad (A2)$$

其中， I_{dcH} 为 i_{dcH} 一个周期内的平均值。

附录 B

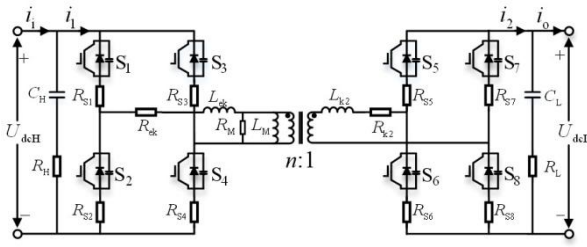


图 B1 DAB 等效电路拓扑

Fig.B1 Equivalent circuit topology of DAB

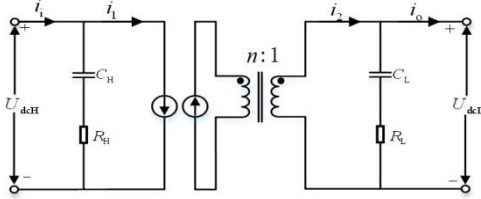


图 B2 DAB 降阶平均等效电路模型

Fig.B2 Reduced-order average equivalent circuit model of DAB

B-1 由于变压器输入电流近似为周期波，因此可认为输入电流和输出电流的平均值和瞬时值在一个周期相等。 i_1 一个周期的瞬时表达式如式 (3) 所示。

$$i_1 = \begin{cases} i_\lambda = \frac{u_{dcH} + \tilde{u}_{dcL}}{R_{ek}} \left(-i(0) - \frac{u_{dcH} + \tilde{u}_{dcL}}{R_{ek}} \right) e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} t} & 0 \leq t \leq dT \\ i_\zeta = \frac{u_{dcH} - \tilde{u}_{dcL}}{R_{ek}} + \left(i(dT) - \frac{u_{dcH} - \tilde{u}_{dcL}}{R_{ek}} \right) e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} (t-dT)} & dT \leq t \leq T \end{cases} \quad (B1)$$

其中， $\tilde{u}_{dcL} = nu_{dcL}$ ； T 为半个开关周期。在一个周期内，由于高低压直流侧电压波动较小，因此可以近似将 u_{dcH} 、 u_{dcL} 看作常数。化简得出 $i(0)$ 与 $i(dT)$ 的具体表达式：

$$\begin{cases} i(0) = \frac{\frac{u_{dcH} - \tilde{u}_{dcL}}{R_{ek}} + \frac{2\tilde{u}_{dcL}}{R_{ek}} e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} (T-dT)} - \frac{u_{dcH} + \tilde{u}_{dcL}}{R_{ek}} e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T}}{1 + e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T}} \\ i(dT) = \frac{\frac{u_{dcH} + \tilde{u}_{dcL}}{R_{ek}} - \frac{2u_{dcH}}{R_{ek}} e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} dT} + \frac{u_{dcH} - \tilde{u}_{dcL}}{R_{ek}} e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T}}{1 + e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T}} \end{cases} \quad (B2)$$

B-2

$$m_1 = \frac{nU_{dcL}}{R_{ek}} \left(2 - \frac{4e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} (1-D)T}}{e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T} + 1} \right) \quad (B3)$$

$$m_2 = \frac{1}{R_{ek}} \left[1 + \frac{L_{ek}}{T} \times \frac{2 \left(e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T} - 1 \right)}{R_{ek} \left(e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T} + 1 \right)} \right] \quad (B4)$$

$$m_3 = \frac{1}{nR_{ek}} \left[(2D-1) + \frac{L_{ek}}{T} \times \frac{2 \left(e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T} - 2e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} (1-D)T} + 1 \right)}{R_{ek} \left(e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T} + 1 \right)} \right] \quad (B5)$$

$$p_1 = \frac{U_{dcH}}{nR_{ek}} \left(\frac{4e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} DT}}{e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T} + 1} - 2 \right) \quad (B6)$$

$$p_2 = \frac{1}{R_{ek}} \left[(1-2D) + \frac{L_{ek}}{T} \times \frac{2 \left(e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T} - 2e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} DT} + 1 \right)}{R_{ek} \left(e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T} + 1 \right)} \right] \quad (B7)$$

$$p_3 = \frac{1}{R_{ek}} \left[\frac{1}{R_{ek}} + \frac{L_{ek}}{R_{ek} T} \times \frac{2 \left(1 - e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T} \right)}{R_{ek} \left(e^{-\frac{R_{ek}}{L_{ek}} T} + 1 \right)} - \frac{1}{R_M} \right] \quad (B8)$$

其中， T 为半个开关周期； D 为隔离级 DAB 的占空比； n 为高频变压器变比。

附录 C

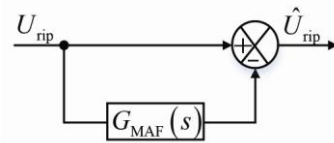


图 C1 复合型高通滤波器架构

Fig.C1 Composite high-pass filter architecture

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{DAB} = \frac{G_v(s)G_{ii}(s)Z_C(s)}{1+H_vG_v(s)G_{ii}(s)Z_C(s)} \\ Z_C(s) = \frac{1}{sC_{dcl}} + R_{dcl} \\ G_{SCFF}(s) = G_{BPF}(s)G_{HPF}(s)H_i \\ G_{ii}(s) = \frac{G_i(s)G_d(s)G_{2d}(s)}{1+G_i(s)G_d(s)G_{2d}(s)H_i} \\ Z_o(s) = \frac{Z_C(s)}{1+G_v(s)G_{ii}(s)H_vZ_C(s)} \\ Z_{SCFF}(s) = \frac{G_{SCFF}(s)G_{ii}(s)Z_C(s)}{1+G_v(s)G_{ii}(s)H_vZ_C(s)} \end{array} \right. \quad (C1)$$

其中, $Z_{SCFF}(s)$ 为系统输入二次纹波电流前馈时输入电流对低压直流侧电压的等效阻抗; $G_{SCFF}(s)$ 为二次纹波电流前馈通路的传递函数; $G_{ii}(s)$ 为电流内环的传递函数 $Z_C(s)$ 为低压侧电容支路阻抗; $G_v(s)$ 为电压外环 PI 控制器。

附录 D

表 D1 仿真及实验系统参数

Table D1 System parameters simulation and experimental

参 数	数 值	参 数	数 值
整流器网压 U_{grid}/V	100	HFT 铜耗电阻 R_M/Ω	0.18
网侧电感值 L_g/mH	0.8	HFT 磁化电感 L_M/mH	1.56
高压直流压 U_{dcl}/V	200	低压直流压 U_{dcl}/V	150
高压侧电容 C_H/mF	0.5	低压侧电容 C_L/mF	0.3
高频变压器匝数比	1:1	一次侧漏抗 L_{k1}/mH	0.083
整流器开关频率/kHz	3	二次侧漏抗 L_{k2}/mH	0.025
DAB 开关频率/kHz	5	逆变器开关频率/kHz	3
DAB 开关电阻 R_S/Ω	0.02	电容电抗寄生电阻/ Ω	0.0148



图 D1 RT-LAB 硬件在环实验平台

Fig.D1 RT-LAB based HIL testing platform

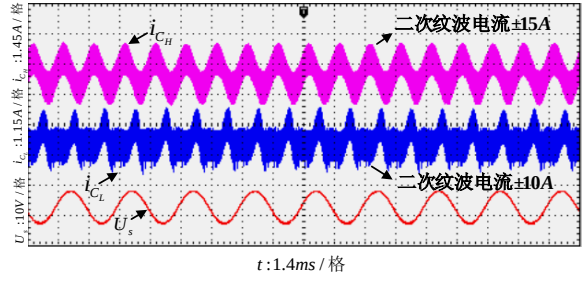


图 D2 采传统双 PI 控制器时实验对比波形

Fig.D2 Comparison waveforms of experiment using tranditional double PI controller

图 D2 为采用 DAB 传统控制方法下高低压直流侧电容电流以及网侧电压实验波形。从图中可以看出, 在传统双 PI 控制方法下, 高压直流侧电容的二次纹波电流在 $\pm 15A$ 范围内波动, 低压直流侧电容的二次纹波电流在 $\pm 10A$ 范围内波动。

图 D3 为采用本文所提出控制方法时高低压直流侧电容电流值与网侧电压的实验对比波形。从图中可以得出在一秒时刻加入输出二次纹波电流前馈时, 高压直流侧电容的二次纹波电流从 $\pm 15A$ 降低到 $\pm 8A$, 低压直流侧电容的二次纹波电流从 $\pm 10A$ 降低到 $\pm 6A$ 。因此可以得出本文所提方法能有效使高压侧二次纹波功率能够顺利通过 DAB 向低压直流侧传输, 并与低压直流侧二次纹波功率相互抵消, 从而降低流入高低压直流侧电容的二次纹波电流, 达到抑制高低压直流侧二次纹波电压的目的

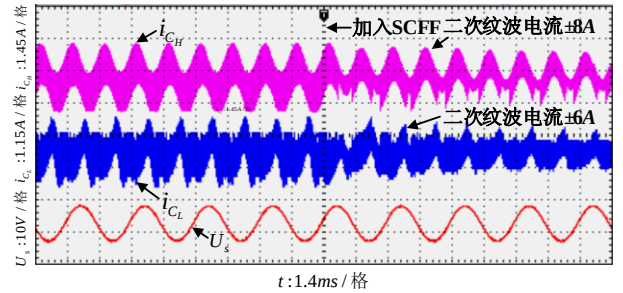


图 D3 采用内环 PIR 控制器并在 1 秒时加入 SCFF 的实验对比图.

Fig.D3 Comparison waveforms of experiment using inner-loop PIR controller and adding SCFF at 1 second