

应用于两级式逆变的双有源串联谐振变换器二倍频波动抑制及控制参数设计

范恩泽^{1,2}, 赵鲁¹, 李耀华^{1,2}, 葛琼璇¹, 王珂^{1,2}

(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: 在两级式逆变器中, 后级逆变器在带有单相或三相不平衡负载时会产生二倍频的瞬时功率波动, 此二倍频波动会耦合进入前级直流变换器, 造成前级双有源串联谐振变换器(dual active bridge series resonant converter, DBSRC)的交流谐振电流幅值出现较大的二倍频波动。考虑到 DBSRC 高阶模型较为复杂, 提出简化的降阶一阶小信号模型。基于此简化模型, 通过在电压闭环回路中串入二倍频陷波器, 大范围地增加二倍频处的闭环输出阻抗, 从而实现抑制前级的 DBSRC 的谐振电流波动。进一步, 提出保证两级式逆变系统稳定的二倍频波动抑制的控制参数设计方法。最后, 通过仿真和实验验证了所提出的简化降阶模型和控制系统参数设计的有效性和可行性。

关键词: 两级式逆变器; 二倍频波动; 双有源串联谐振变换器; 一阶模型; 输出阻抗

Second harmonic suppression and design of control parameters for a dual-active-bridge series resonant converter applied to a two-stage inverter

FAN Enze^{1,2}, ZHAO Lu¹, LI Yaohua^{1,2}, GE Qiongjuan¹, WANG Ke^{1,2}

(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: In a two-stage inverter, the downstream inverter with single-phase or three-phase unbalanced load will generate an instantaneous power fluctuation of the second harmonic frequency. This will be coupled into the front-end DC converter and result in a large second harmonic fluctuation of the AC resonant current amplitude in the front-end dual-active-bridge series resonant converter (DBSRC). Taking into account the complexity of the high-order model of DBSRC, the simplified model of a reduced first-order small signal model is proposed. Based on the simplified model, the output impedance at the second harmonic is greatly increased by inserting a double frequency notch in the voltage closed-loop, so that the resonant current fluctuation of the front-end DBSRC can be suppressed. Further, a parameter design method of the control system to suppress the second harmonic fluctuation is proposed, and the control strategy to ensure the stability of the two-stage inverter is realized. Finally, the feasibility and effectiveness of the proposed simplified reduced-order model and the design approach of control parameters are verified by simulation and experiment.

This work is supported by the Beijing Natural Science Foundation (No. L201005).

Key words: two-stage inverter; second harmonic fluctuation; dual-active-bridge series resonant converter; first-order model; output impedance

0 引言

两级式逆变器是由前级 DC-DC 变换器和后级 DC-AC 逆变器级联组成的一种直-交型功率变换器。前级的直流变换器可以是隔离或非隔离、双向或单

向变换器, 后端逆变器可以是单相或三相的两电平或多电平逆变器。当前级采用隔离直流变换器时, 整个逆变系统可实现终端负载与供电电源的电气隔离, 从而达到使用高频化的直流变换器替代传统的工频变压器的目的, 这有利于减小整个变换系统的重量与体积。目前, 两级式逆变器已经应用于光伏发电^[1]、交直流微电网^[2-4]、电力电子变压器^[5-6]等多种场合。

基金项目: 北京市自然科学基金项目资助(L201005); 中国科学院青年创新促进会项目资助(2020146)

然而, 当负载为单相或三相不平衡负载时, 逆变器的输出功率存在二倍频的瞬时功率波动。此二倍频的功率脉动会在逆变器的输入侧产生二倍频的输入电流脉动, 并且会进一步耦合进入前级直流变换器, 造成前级直流变换器的功率和电流的二倍频波动^[7], 从而降低了前级直流变换器的效率、增加了器件的电流应力甚至影响最前端的供电电源。

关于两级式变换中的前级变换器的二倍频波动问题, 主要是从硬件和软件这两个方面来采取措施。从硬件角度来看, 最简单的方法就是加入二倍频的 LC 谐振吸收电路^[8], 或者增大母线电容的容值, 但是这样无疑会增加系统的体积与重量; 另一种方式是从硬件上增加一个辅助的双向 DC-DC 变换器^[9], 让其实现二倍频功率的吸收与释放, 此方法抑制二倍频波动效果较好, 但是整个变换系统的硬件更加复杂。为了便于实际工程的应用, 从软件控制角度来解决该问题具有更好的可行性和便利性, 目前相关研究大多数是对前级直流变换器的控制系统进行前馈或闭环校正^[10-12], 从电路本质上来说都是增加变换器在闭环控制下的二倍频处的输出阻抗。

双有源串联谐振变换器(dual active bridge series resonant converter, DBSRC)是一种在双有源变换器^[13]的基础上改进的拓扑^[14], 具有功率可双向流动、控制简单等优点。谐振电容的加入使得高频交流电流更加正弦化, 有助于减小磁性损耗和开关损耗, 同时也隔离了 H 桥的直流偏置电流^[15]。目前关于 DBSRC 的模态分析^[16-17]、建模^[18-21]、调制与控制优化^[22-24]等已有一定的研究, 但是现有的建模均过于复杂, 并且在两级式逆变中的应用及二倍频波动抑制的研究较少。

本文以应用于两级式逆变的双有源串联谐振变换器为研究对象, 针对后级逆变器负载所造成的二倍频瞬时功率波动, 研究和分析了前级 DBSRC 的控制特性, 提出了 DBSRC 的简化一阶模型, 该模型在中低频率范围内具有较好的准确度。基于此, 在 DBSRC 的电压闭环控制回路中引入了二倍频陷波器, 以此来提高 DBSRC 的闭环输出阻抗, 抑制 DBSRC 的二倍频扰动。本文详细分析并且提出了考虑二倍频扰动的控制参数设计方法和原则, 保证了控制系统的稳定运行。

1 DBSRC 的工作原理及其二倍频波动分析

1.1 DBSRC 移相调制的稳态分析

DBSRC 的拓扑原理如图 1 所示。由于中间交流环节的频率在数千赫兹以上, 因此分析其交流环节开关周期时间尺度的稳态特性时可将输入和输

出母线看作恒定的电压源。图中: v_g 和 v_o 分别为输入和输出母线电压, 其幅值为 V_g 和 V_o ; S_1 — S_8 为开关管; C_1 和 C_2 分别为输入、输出直流母线电容; R_o 为等效输出负载电阻; 中间高频环节由 LC 谐振腔和隔离变压器构成, L_r 为等效串联电感, C_r 为谐振电容; n 为变压器的变比; v_{ab} 为变压器原边的输入侧 H 桥的输出电压; v_{cd} 为变压器副边的输出侧 H 桥的输出电压, v_{cd} 折算到变压器原边侧为 v'_{cd} ; i_r 为原边谐振电流。

DBSRC 在单移相调制下的中间交流环节波形如图 2 所示。 θ 为原边 H 桥输出方波电压和副边 H 桥输出电压之间的移相角度, β 为谐振电流相对于原边电压的相位差。

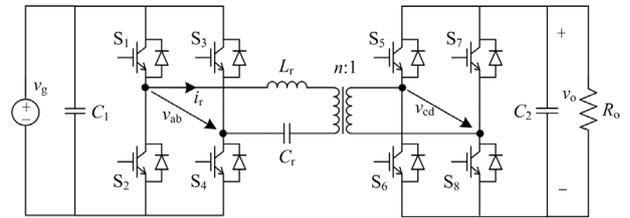


图 1 双有源串联谐振变换器拓扑

Fig. 1 Topology of DBSRC

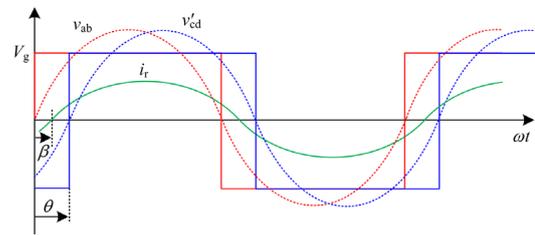


图 2 DBSRC 在单移相调制下的波形

Fig. 2 Waveforms of DBSRC under phase-shifted modulation

定义变换器的直流电压增益 M 为

$$M = \frac{nV_o}{V_g} = \frac{V'_o}{V_g} \quad (1)$$

式中, V'_o 为输出电压幅值 V_o 按照变比 n 折算到变压器原边的电压幅值。

谐振频率 ω_r 、开关频率 ω_s 和谐振频率 ω_r 的频率比 F 、LC 谐振腔交流阻抗 X_{LC} 、特征阻抗 Z_r 如式(2)所示。

$$\begin{cases} \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \\ F = \omega_s / \omega_r \\ X_{LC} = Z_r \left(F - \frac{1}{F} \right) \\ Z_r = \sqrt{L_r / C_r} \end{cases} \quad (2)$$

可得变压器原边 H 桥和折算到原边的副边 H 桥输出的方波电压的基波为

$$\begin{cases} v_{ab}(\omega t) = \frac{4V_g}{\pi} \sin \omega t \\ v'_{cd}(\omega t) = \frac{4MV_g}{\pi} \sin(\omega t - \theta) \end{cases} \quad (3)$$

谐振电流为

$$i_r(\omega t) = \frac{v_{ab} - v'_{cd}}{X_{LC}} = \frac{4V_g}{\pi X_{LC}} (\sin \omega t - M \sin(\omega t - \theta)) \quad (4)$$

变换器传输的功率为

$$p_o = \frac{8MV_g^2}{\pi^2 X_{LC}} \sin \theta \quad (5)$$

从式(5)可以看出, DBSRC 的传输功率与移相角度 θ 的正弦值成正比, 当移相角度为 90° 时, 功率传输能力达到最大。一般情况下, 为了减小回流功率和开关管的开关电流, 额定功率下的移相角度应该设定为较小的角度。

1.2 DBSRC 的二倍频波动分析

图 3 所示为两级式逆变器的结构原理图。其中: C_{bus} 为中间母线的总电容; i_o 和 i_{oc} 分别为前级 DBSRC 变换器的二次侧直流母线输出电流和后级逆变器的输入电流。当后级逆变器为单相逆变器或三相逆变器带不平衡负载时, 其输出功率的瞬时值会存在二倍频波动。假设后级为单相逆变器, 设其输出交流电压 v 和电流 i 分别为

$$v = V_m \sin(\omega t) \quad (6)$$

$$i = I_m \sin(\omega t - \phi) \quad (7)$$

式中: V_m 和 I_m 分别为交流电压、电流的幅值; ϕ 为功率因数角。

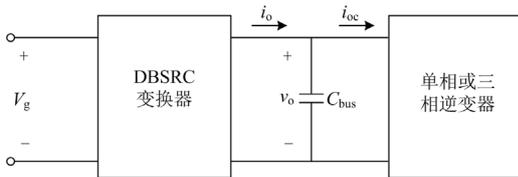


图 3 两级式逆变器的结构原理图

Fig. 3 Structure diagram of two-stage inverter

可得逆变器的输出瞬时功率为

$$p = vi = \frac{V_m I_m}{2} (\cos \phi - \cos(2\omega t - \phi)) \quad (8)$$

从式(8)可以看出, 逆变器瞬时功率中的二倍频分量的幅值为 $V_m I_m / 2$, 其不小于逆变器输出的平均功率。此二倍频功率将会导致 v_o 产生二倍频波动。由式(4)可得, DBSRC 变换器的高频交流环节的谐振电流的幅值 I_m 大小为

$$I_m = \frac{4V_g}{\pi X_{LC}} \sqrt{1 + M^2 - 2M \cos \theta} \quad (9)$$

DBSRC 一般需要输出电压闭环控制, 此时, v_o 上产生的较小的二倍频波动将会导致变换器的控制量 θ 相应地产生较大的波动, 从而造成谐振电流在幅值上也产生了较大的二倍频波动。

2 DBSRC 的小信号模型及简化

由于 DBSRC 的高频环节的状态量为交流量, 文献[21]采用扩展描述函数法对其进行了建模, 并且将原本的五阶小信号模型简化为了三阶模型, 结果表明三阶模型与原五阶模型贴合度很高。设谐振电感的等效串联电阻为 R_r , 则三阶小信号模型的控制量到输出电压 G_{v_o} 和输出阻抗 Z_o 的传递函数分别为

$$G_{v_o}(s) = \frac{\frac{8n^2 V_o X_c R_o}{\pi^2} - K_\theta R_o A(s)}{(R_o C_2 s + 1) A(s) + \frac{8n^2 R_o}{\pi^2} (L_c s + R_r)} \quad (10)$$

$$Z_o(s) = \frac{R_o A(s)}{(R_o C_2 s + 1) A(s) + \frac{8n^2 R_o}{\pi^2} (L_c s + R_r)} \quad (11)$$

式中:

$$A(s) = L_c^2 s^2 + 2R_r L_c s + R_r^2 + X_c^2$$

$$L_c = L_r + 1/(\omega_s^2 C_r); X_c = \omega_s L_r - 1/(\omega_s C_r)$$

$$K_\theta = \frac{2n}{\pi} (I_{rs} \sin \theta + I_{rc} \cos \theta)$$

其中, I_{rs} 、 I_{rc} 、 θ 分别为稳态下的谐振电流的正弦项幅值、余弦项幅值、移相角度。

虽然式(10)和式(11)已经是降阶模型, 但是依然比较复杂。进一步地, 本文考虑采用周期平均方法简化出一阶 DBSRC 的小信号模型, 以便于实际工程应用。设原边 H 桥直流母线的输入电流周期平均值为 i_g , 副边 H 桥直流母线的输出电流周期平均值为 i_o 。忽略功率损耗和中间交流环节的储能, 根据功率守恒, 有

$$p_o = i_g v_g = i_o v_o \quad (12)$$

可得 DBSRC 的原副边 H 桥的母线输入和输出电流的周期平均值分别为

$$i_g = k v_o \sin \theta \quad (13)$$

$$i_o = k v_g \sin \theta \quad (14)$$

其中

$$k = \frac{8n}{\pi^2 X_{LC}} \quad (15)$$

DBSRC 的大信号一阶模型如图 4 所示。可以发现变换器的中间交流环节变为了一个理想的回转器。

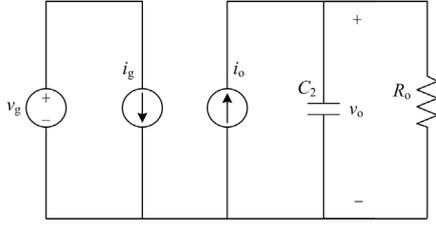


图 4 DBSRC 的降阶大信号模型

Fig. 4 Reduced-order large-signal model of DBSRC

采用扰动注入法求解变换器的降阶小信号模型。将各变量拆分成稳态直流量和中低频的扰动小信号, 如式(16)所示。

$$\begin{cases} v_g = V_g + \hat{v}_g, i_g = I_g + \hat{i}_g \\ v_o = V_o + \hat{v}_o, i_o = I_o + \hat{i}_o \\ \theta = \Theta + \hat{\theta} \end{cases} \quad (16)$$

式中: V_g 、 I_g 、 V_o 、 I_o 分别为输入、输出电压电流稳态工作点处的值; \hat{v}_g 、 \hat{i}_g 、 \hat{v}_o 、 \hat{i}_o 、 $\hat{\theta}$ 分别为对应的周期平均小信号扰动。

将式(16)代入到式(13)和式(14)中, 对三角函数取一阶泰勒近似, 并且忽略二阶交流项, 可得小信号模型为

$$\hat{i}_g = \underbrace{kV_o \cos \Theta \cdot \hat{\theta}}_{\hat{i}_{g1}} + \underbrace{k \sin \Theta \cdot \hat{v}_o}_{\hat{i}_{g2}} \quad (17)$$

$$\hat{i}_o = \underbrace{kV_g \cos \Theta \cdot \hat{\theta}}_{\hat{i}_{o1}} + \underbrace{k \sin \Theta \cdot \hat{v}_g}_{\hat{i}_{o2}} \quad (18)$$

则 DBSRC 在单移相下的降价小信号模型电路原理如图 5 所示, 其中 i_d 为输出扰动电流。

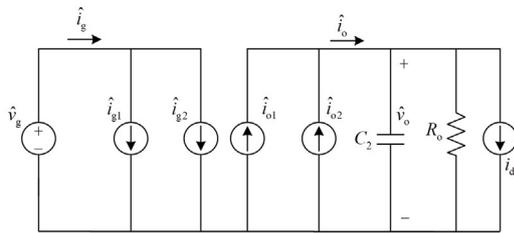


图 5 DBSRC 的降阶小信号模型

Fig. 5 Reduced-order small-signal model of DBSRC

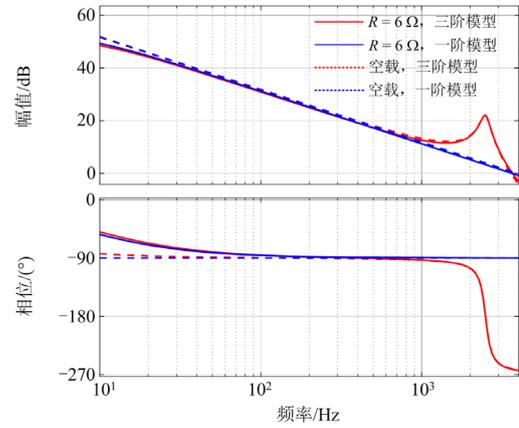
该简化降阶模型的控制量 $\hat{\theta}$ 到输出电压的传递函数 $G_{v\theta_s}$ 为

$$G_{v\theta_s} = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{\theta}} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ \hat{i}_d=0}} = \left(\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} \cdot \frac{\hat{i}_o}{\hat{\theta}} \right) \bigg|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ \hat{i}_d=0}} = \frac{kV_g \cos \Theta R_o}{R_o C_2 s + 1} \quad (19)$$

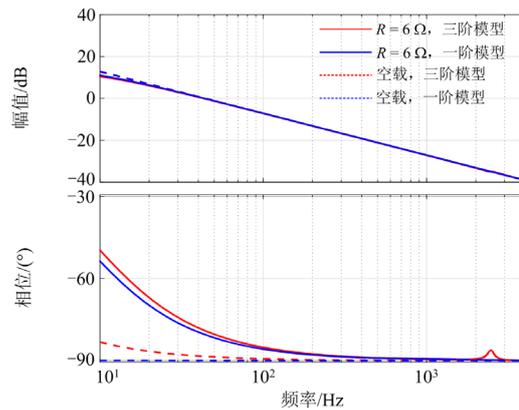
图 5 中变换器的开环输出阻抗 Z_{o_s} 为母线电容 C_2 和输出负载 R_o 的并联, 其值为

$$Z_{o_s} = \left. \frac{\hat{v}_o}{-i_d} \right|_{\substack{\hat{\theta}=0 \\ \hat{v}_g=0}} = R_o // \frac{1}{C_2} = \frac{R_o}{R_o C_2 s + 1} \quad (20)$$

图 6 为三阶小信号模型和一阶小信号模型的控制量到输出电压与输出阻抗的幅相特性对比, 变换器的参数如表 1 中所示。可以看出, 一阶模型和三阶模型在中低频段内无论是幅值还是相位吻合度都很高。在高频段, 由于谐振变换器的高频交流环节会在小信号模型中带来两个弱阻尼的共轭极点, 会导致控制到输出电压的传递函数存在一个谐振峰, 相位也会减小 -180° 。但是在输出阻抗的模型中此谐振现象影响很小, 可以忽略不计。



(a) 控制量到输出电压



(b) 输出阻抗

图 6 小信号模型的伯德图

Fig. 6 Bode diagrams of small signal models

考虑到在变换器的闭环控制中电压控制器(如 PI 型电压控制器等)具有低通特性, 在高频环节可以抑制模型存在的谐振尖峰, 因此该一阶模型无论是控制到输出电压或者是输出阻抗都可以较好地

描述 DBSRC 变换器的动态特性, 并用于控制系统分析与参数设计。

3 基于输出阻抗修正的二倍频抑制及参数设计

3.1 输出阻抗修正与参数设计

在电压闭环情况下变换器的输出阻抗受到电压环控制增益的影响, 下面对电压闭环控制下的变换器输出阻抗进行分析。

直流母线的支撑电容可以认为是前后级变换器共用, 因此本小节对前级变换器的输出阻抗定义中不包括直流母线电容和其等效负载, 即输出阻抗为从支撑电容的左侧看进去的等效阻抗。

图 7 所示为 DBSRC 输出电压闭环的控制框图, 其中 G_{v_o} 为 PI 型的电压控制器。 G_θ 、 G_u 分别为 DBSRC 变换器的控制量 $\hat{\theta}$ 到副边 H 桥直流母线输出电流 \hat{i}_o 的传递函数、输入电压 \hat{v}_g 到副边 H 桥直流母线输出电流 \hat{i}_o 的传递函数, 其表达式可以直接从式(18)得到, 即

$$\begin{cases} G_\theta = \left. \frac{\hat{i}_o}{\hat{\theta}} \right|_{\hat{v}_g=0} = kV_g \cos \Theta \\ G_u = \left. \frac{\hat{i}_o}{\hat{v}_g} \right|_{\hat{\theta}=0} = k \sin \Theta \end{cases} \quad (21)$$

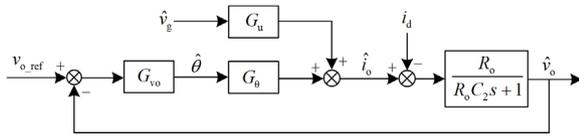


图 7 DBSRC 电压闭环控制框图

Fig. 7 Diagram of voltage closed-loop control of DBSRC

从图 7 可以得出, DBSRC 的闭环输出阻抗为控制框图中 \hat{v}_o 到 \hat{i}_o 的环路增益的倒数, 为

$$Z_o = \frac{1}{G_{v_o} G_\theta} = \frac{s}{kV_g \cos \Theta (K_p s + K_i)} \quad (22)$$

式中, K_p 、 K_i 为 PI 参数。

直流母线支撑电容的阻抗为

$$Z_c = \frac{1}{sC_2} \quad (23)$$

从式(22)可以看出, 输出阻抗与电压环回路的增益成反比, 当输出阻抗相比支撑电容阻抗较小时, 流入 DC-DC 的扰动电流分量较大。另一方面, 为了保证变换器具有一定的动态性能, 需要电压控制回路的中低频增益较大, 这样就造成了闭环输出

阻抗在中低频处较小, 无法抵抗二倍频扰动电流流入变换器。

在并网或独立式逆变场合, 由于逆变器的输出频率一般都是固定的 50 Hz 或 60 Hz, 因此二倍频的功率或电流的扰动频率是固定且已知的, 因此可以利用陷波器来改变固定扰动频率处的电压环增益, 以提高变换器输出阻抗在二倍频处的幅值。二阶谐振式陷波器的表达式为

$$G_b = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (24)$$

式中: ω_n 为陷波角频率; ζ 为陷波系数。陷波系数越小, 陷波器在陷波频率附近的带宽越小。陷波器的幅频特性如图 8 所示。

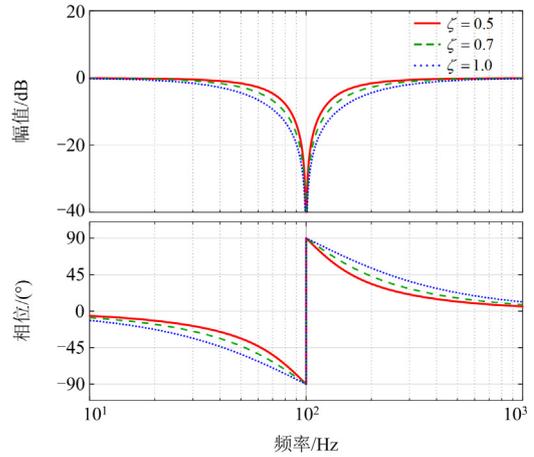


图 8 二倍频陷波器的伯德图

Fig. 8 Bode diagram of the second harmonic notch filter

在电压环控制回路增加陷波器后, 变换器的闭环输出阻抗 Z_{ob} 变为

$$Z_{ob} = \frac{1}{G_{v_o} G_\theta G_b} = \frac{s^3 + 2\zeta\omega_n s^2 + \omega_n^2 s}{kV_g \cos \Theta (K_p s^3 + K_i s^2 + K_p \omega_n^2 s + K_i \omega_n^2)} \quad (25)$$

此时 DBSRC 变换器的闭环控制的环路增益 T 为

$$T = G_{v_o} G_b G_\theta \frac{R_o}{R_o C_2 s + 1} \quad (26)$$

由于陷波器在稍小于 100 Hz 处会带来接近 -90° 相位滞后而幅值衰减较小, 同时变换器在空载时也有 -90° 的相位滞后, 为了保证 DBSRC 空载的稳定, 需要用 PI 补偿使得环路增益 T 的穿越频率小于 100 Hz。陷波器陷波系数尽量取较小的值从而减小陷波器带来的相位滞后, 这里取陷波系数 ζ 为 0.7。由于 PI 控制器在其转折频率处带来的相位为 -45° , 此时为了保证一定的相位裕度和带宽, 设置 PI 控制器的转折频率 ω_c 等于控制环路的幅值穿越

频率, ω_c 可在 40π rad/s 左右。关于 PI 参数 K_p 和 K_i 的约束为

$$\begin{cases} \frac{K_i}{K_p} = \omega_c \\ |T(j\omega_c)| = 1 \end{cases} \quad (27)$$

根据式(27)的参数设计方法, 取 PI 参数为 $K_p = 0.003$ 、 $K_i = 0.3$, 其他参数如表 1 中所示。图 9 为直流母线电容阻抗 Z_c 、无陷波器修正的变换输出阻抗 Z_o 和有陷波器修正的闭环输出阻抗 Z_{ob} 的幅频特性曲线图。可以看出, 基于陷波器修正后, 闭环输出阻抗大大增加了。

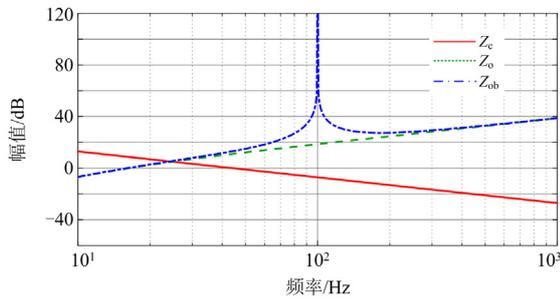


图 9 直流母线阻抗和闭环控制下的输出阻抗

Fig. 9 DC bus impedance and output impedance of closed-loop control

3.2 系统稳定性分析

此两级式逆变器中前级的 DBSRC 作为源变换器, 后级逆变作为负载变换器, 系统的稳定性不仅需要前后级变换器单独工作时稳定, 而且还需要前级变换器的输出阻抗和后级逆变的输入阻抗满足一定的条件, Middlebrook 判据^[25]是一种简便的级联变换器的阻抗判据方法。只要前级变换器的输出阻抗幅值在整个频段小于负载变换器的输入阻抗幅值, 那么在前后级变换器单独稳定的前提下级联系统也会稳定工作。

为了简化分析, 可以将输出电压闭环控制下的后级逆变器看作一个理想的恒功率源, 此时其输入阻抗在全频段内幅值恒定。此假设是一种保守估计, 实际的逆变器动态特性不可能无限大, 因此输入阻抗幅值在中高频段会增大^[26], 这有利于进一步提高级联系统的稳定性。

前级 DBSRC 变换器在闭环控制下, 其包含输出母线电容的闭环输出阻抗 Z_{o_c} 为

$$Z_{o_c} = \frac{1}{C_2 s + G_v G_b G_\theta} \quad (28)$$

设后级三相逆变在其稳态点的输入电压和输入功率为 U_{inv} 和 P_{inv} , 则其输入阻抗为输入电压与电流形成的反比关系曲线的斜率, 即输入阻抗幅值为

$$|Z_{inv}| = \frac{U_{inv}^2}{P_{inv}} \quad (29)$$

两级式逆变的中间母线电压一般恒定, 因此逆变的功率越大, 后级逆变器的输入阻抗值越小。只要保证在逆变最大功率时其输入阻抗大于前级 DBSRC 变换器的最大输出阻抗, 即可保证在逆变全功率范围内整个系统的稳定。

当级联变换系统不稳定或不满足 Middlebrook 稳定性判据时, 需要减小式(28)的最大值, 由于式(29)的最小值由后级逆变的母线电压和最大功率决定, 不便修改, 另外 DBSRC 变换器的 PI 参数设计原则是在考虑二倍频波动抑制下的具有较好稳定裕度的参数, 因此本文不建议修改 PI 参数的设计准则, 因此最直接的方法是增大母线电容 C_2 的值从而减小式(28)的最大值。

图 10 是前级 DBSRC 变换器的输出阻抗幅频图, 可以看出其输出阻抗在中频段存在峰值, 最大值约为 13.6 dB。因此只要后级逆变器在最大功率时其输入阻抗幅值大于 13.6 dB 即可, 在本文的软硬件参数下, 后级逆变器瞬时功率的最大值约为 6.6 kW, 则由式(28)可知, 其输入阻抗幅值最小为 15.7 dB, 因此整个级联系统的稳定性有较好的保证。

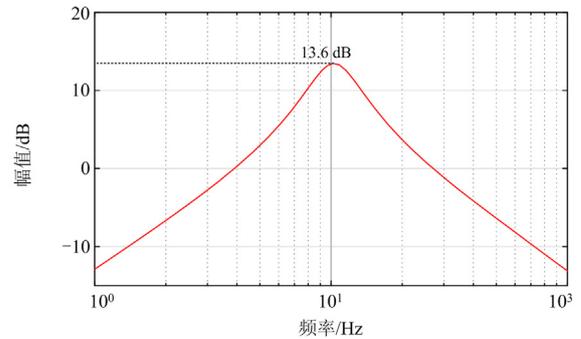


图 10 DBSRC 的输出阻抗

Fig. 10 Output impedance of closed-loop control

4 仿真与实验验证

采用图 11 所示的前级为 DBSRC 变换器、后级为三相 LC 逆变的两级式逆变器拓扑来进行仿真与实验, 其中 L_f 和 R_f 为滤波电感及等效串联电阻, C_f 为滤波电容, v_{ax} 与 i_{ax} ($x = a, b, c$) 为输出电压与输出电流, $R_{\alpha a}$ 为不平衡电阻负载。仿真与实验部分的主要参数如表 1 所示。

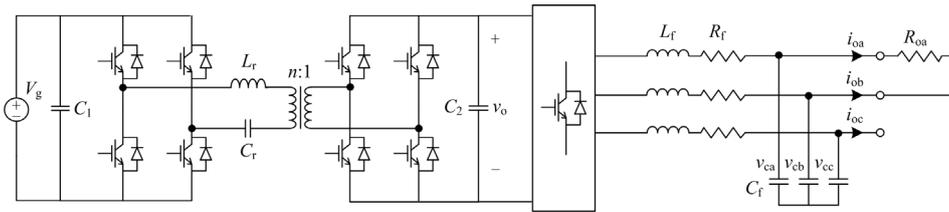


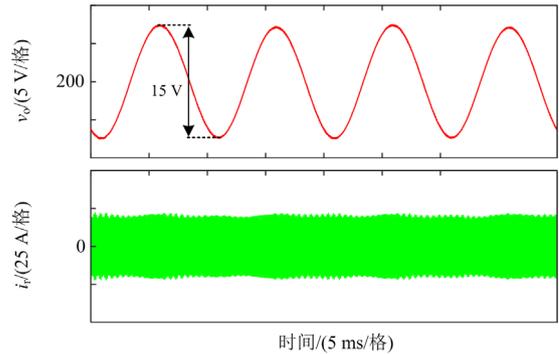
图 11 仿真与实验拓扑图

Fig. 11 Topology of simulation and experiment

表 1 仿真与实验的参数

Table 1 Parameters of the simulation and experiment

参数	数值
V_g/V	230
C_1/mF	1.8
$L_r/\mu H$	98
$C_r/\mu F$	5.47
谐振频率 f_r/kHz	6.87
n	1.15
V_o/V	200
C_2/mF	3.6
L_f/mH	0.15
$C_f/\mu F$	130
DBSRC 开关频率/kHz	9
三相逆变开关频率/kHz	10



(b) 有阻抗修正控制

图 12 中间母线电压和 DC-DC 谐振电流波形

Fig. 12 Waveforms of intermediate bus voltage and

DC-DC resonant current

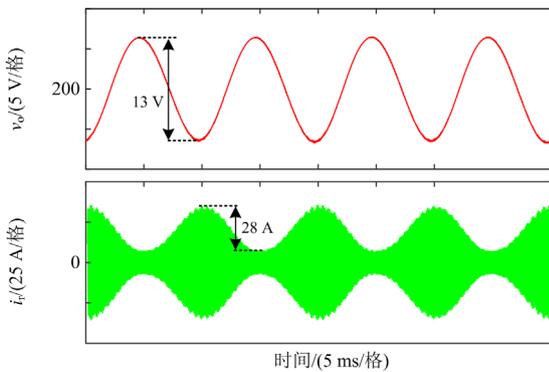
4.1 仿真实证

对图 11 所示的变换系统进行仿真。三相逆变器输出相电压有效值闭环为 57 V，负载为 3 Ω 的阻性不平衡负载，对应的负载平均功率约为 3.3 kW。逆变器采用在静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的比例谐振电压控制，这样可以保证三相输出电压在不平衡负载下实现对称。

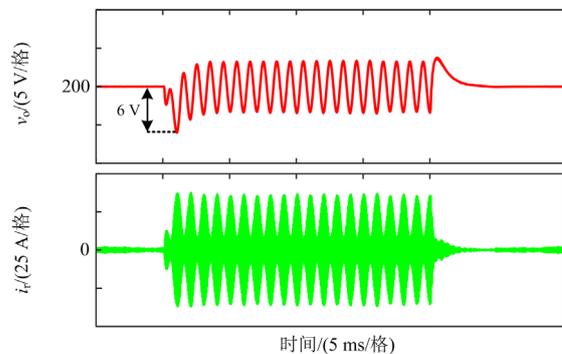
无阻抗修正控制的系统稳态仿真和有阻抗修正控制的系统仿真结果分别如图 12(a)和图 12(b)所示。从图 12 中可以看出，两种控制方式下中间母线电压的二倍频波动幅值都较小，基本在 7 V 左右。但是 DBSRC 的高频谐振电流的幅值变化却很大。

无阻抗修正下 i_r 幅值的最大值为 35 A，最小值为 7 A，其波动幅度达到了 28 A。有陷波器修正后， i_r 幅值基本稳定在 20 A，其波动幅度很小，约为 2 A。表明基于陷波器的阻抗修正策略可以显著地抑制前级 DBSRC 变换器的二倍频波动。

图 13 是两种控制策略下逆变器的空载和 3 Ω 单相负载的突加突减仿真波形。可以看出，两种控制策略下系统都具有较好的动态恢复性能，基于陷波器修正的控制策略的超调和振荡略大，这是因为陷波器会带来一些相位滞后，一定程度上减小了系统的阻尼。



(a) 无阻抗修正控制



(a) 无阻抗修正控制

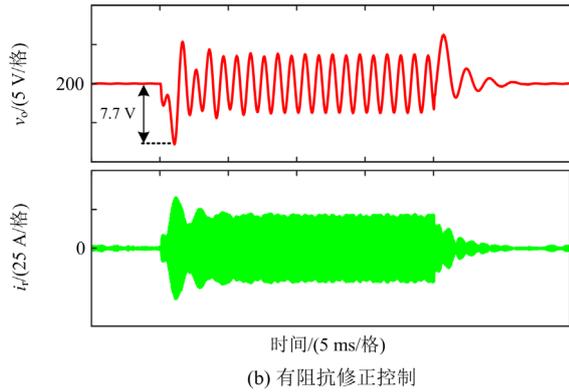


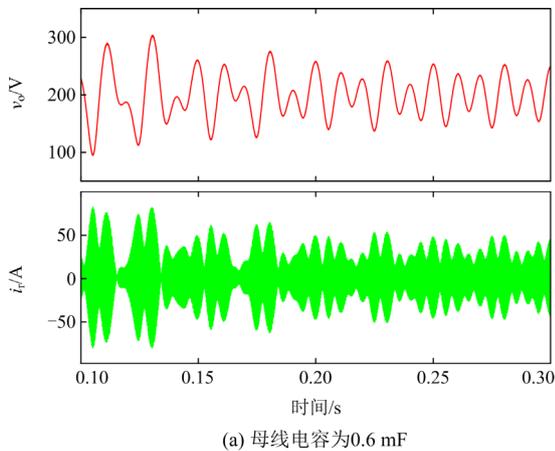
图 13 逆变器在突加突减不平衡负载下的中间母线电压和 DC-DC 谐振电流波形

Fig. 13 Waveforms of intermediate bus voltage and DC-DC resonant current with inverter under changing unbalanced load

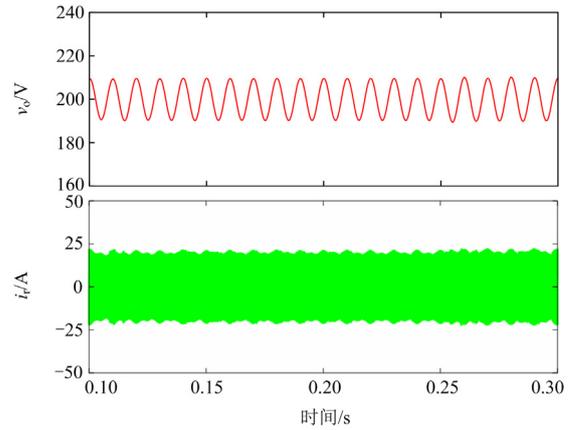
图 14 是在不同母线电容下的中间母线电压和前级 DC-DC 谐振电流波形, 其中 PI 参数按照 3.1 节所提原则设计。图 14(a)中的母线电容为 0.6 mF, 其 PI 参数为 $K_p = 0.00062$ 、 $K_i = 0.062$, 可得其输出阻抗最大值为 27.5 dB, 此数值明显大于后级输入阻抗, 依据 Middlebrook 稳定性判据可知级联变换系统很有可能稳定性很弱或不稳定, 仿真结果也表明输出母线电压振荡很大, 因此其稳定性不足, 与理论分析相吻合。图 14(b)中的母线电容为 2.6 mF, 其 PI 参数为 $K_p = 0.0027$ 、 $K_i = 0.27$, 其输出阻抗最大值为 14.7 dB, 小于后级变换器输入阻抗 15.7 dB, 因此稳定性良好, 仿真结果也验证了这一点。

4.2 实验验证

在实物平台上进行实验验证, 实验平台如图 15 所示。其中硬件参数与表 1 参数相同, 控制芯片为 TMS320F28335, 开关器件的 IGBT 型号为英飞凌 FF300R12KT4。



(a) 母线电容为 0.6 mF



(b) 母线电容为 2.6 mF

图 14 不同母线电容下的中间母线电压和 DC-DC 谐振电流波形

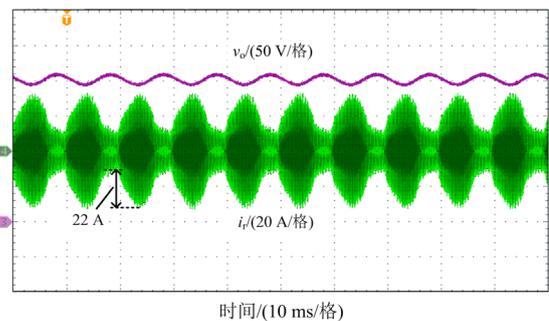
Fig. 14 Waveforms of intermediate bus voltage and DC-DC resonant current with difference bus capacitance



图 15 实验平台

Fig. 15 Experimental platform

图 16(a)和图 16(b)分别是两种控制下的 DBSRC 输出母线电压和其高频谐振电流的波形图。从图 16(a)可以看出, 在无输出阻抗修正控制时, 实验结果与仿真结果基本一致, 谐振电流幅值存在 100 Hz 的波动, 其幅值最大值约为 32 A, 最小值约为 10 A。波动幅度达到了 22 A。从图 16(b)的实验波形可以看出, 有输出阻抗修正控制下, 谐振电流幅值波动较小, 其最大值约为 24 A, 最小值约为 18 A, 波动幅度为 6 A。与仿真相比, 基于输出阻抗修正控制



(a) 无阻抗修正控制

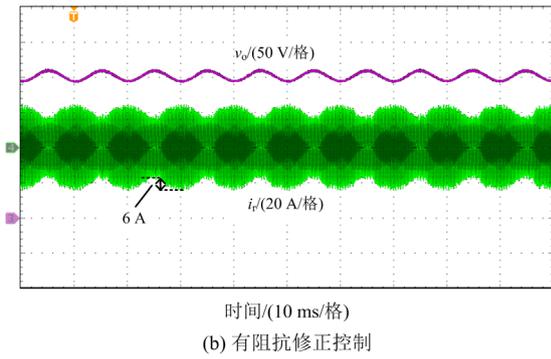


图 16 DBSRC 输出母线电压和谐振电流实验波形
Fig. 16 Experimental waveforms of DBSRC's output bus voltage and resonant current

下的实验结果波动稍微大一些，主要原因是实验中存在的死区时间、开关过渡时间和寄生参数等非理想因素会造成一定的影响。

图 17(a)和图 17(b)分别是两种控制下 DBSRC 变换器在谐振电流幅值最大时的高频环节电压电流波形。可以看出，虽然两种控制下都具有零电压开通特性，但是基于阻抗修正控制下的谐振电流幅值波动不仅得到了抑制，同时也减小了开关电流。

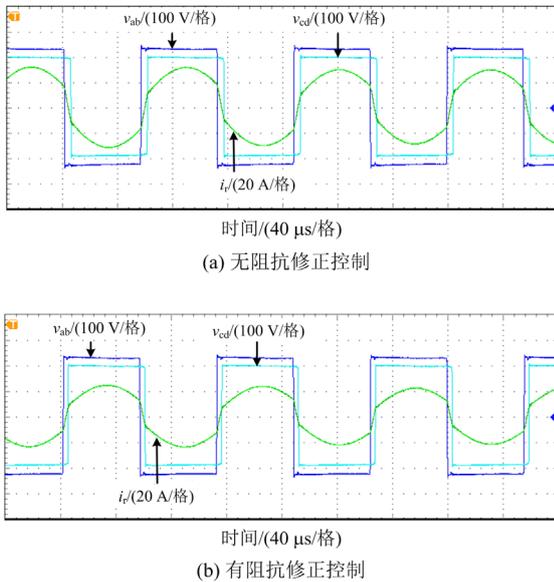


图 17 DBSRC 高频环节电压电流实验波形

Fig. 17 Experimental waveforms of DBSRC's high-frequency link voltage and current

图 18 是后级逆变器在空载与负载 R_{oa} 为 6Ω 下的负载突加突减的动态过程波形，具体为三相逆变输出相电压 v_{ca} 、 v_{cb} 、 v_{cc} ，A 相负载电流 i_{oa} 以及前级 DBSRC 的二次侧 H 桥输出电压 v_{cd} 。其中 v_{cd} 的幅值

即为此两级式变换系统的中间母线电压。从实验结果可以看出，加减负载时前后级逆变器的三相逆变输出电压和中间直流母线电压的跌落和超调都较小，中间直流母线电压的超调在 8 V 以内，整个系统的稳定性和动态性能良好，说明本文的控制策略和参数设计具有较好的实用性。

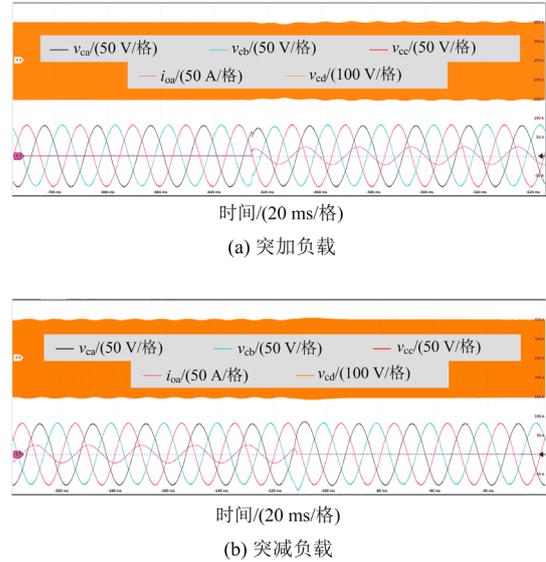


图 18 两级式逆变器负载突变的实验波形

Fig. 18 Experimental waveforms of two-stage inverter under the changing load

图 19 为三相对称负载实验结果。三相对称负载为 3Ω 阻性负载，即输出功率为 3.3 kW ，可以看出，中间直流母线电压 v_o 波形平稳，前级 DBSRC 变换器谐振电流 i_r 幅值基本无波动，逆变器三相输出电压对称。

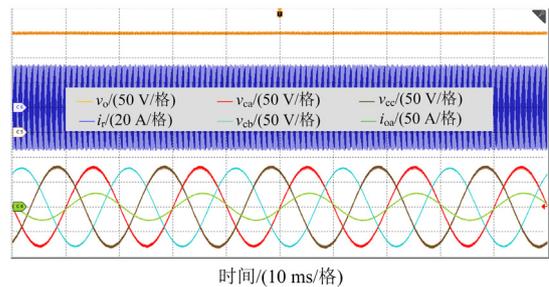


图 19 两级式逆变器在三相 3Ω 对称阻性负载下的实验波形

Fig. 19 Experimental waveforms of two-stage inverter under the 3Ω balanced load

图 20 是非线性负载工况实验结果波形。三相非线性负载为输出电容滤波的二极管不控整流负载，负载电阻为 36Ω 。从图 20 可以看出，前级 DBSRC 的波形平稳，后级逆变输出电压波形有一定的高次谐波，但是谐波扰动较小。

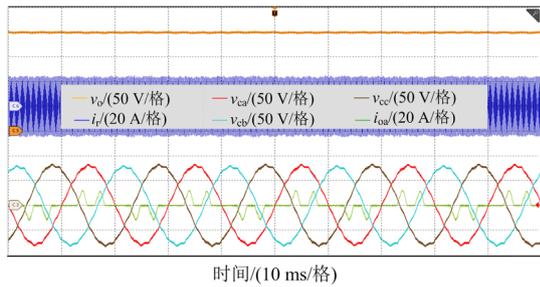


图 20 两级式逆变器在非线负载下的实验波形

Fig. 20 Experimental waveforms of two-stage inverter under the nonlinear load

5 结论

本文对应用于两级式逆变的 DBSRC 变换器在考虑负载不平衡下的二倍频扰动抑制进行了分析和研究, 提出了 DBSRC 的降阶一阶小信号模型。在此基础上, 从闭环输出阻抗修正的角度, 采用电压闭环串入二倍频陷波器, 实现了二倍频处的闭环输出阻抗大幅度提升, 给出了保证两级式变换系统稳定的参数设计方法。通过理论分析、仿真和实验验证, 主要结论如下:

1) 和现有的三阶模型相比, 简化的一阶模型的复杂度得到了很大的简化, 在中低频率范围内与三阶模型具有较好的吻合度;

2) 在 DBSRC 的电压闭环串入二倍频陷波器, 可以大幅度提高变换器闭环下的输出阻抗, 从而实现抑制后级功率波动带来的谐振电流幅值波动;

3) 提出的控制参数设计方法可以保证级联变换器的稳定性, 系统的稳定性和动态性能良好。

参考文献

- [1] YU Dianzhi, ZENG Jianwu, ZHAO Junhui, et al. A two-stage four-port inverter for hybrid renewable energy system integration[C] // 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 17-21, 2019, Anaheim, CA, USA: 3257-3262.
- [2] 张国荣, 丁晓通, 彭勃, 等. 交直流混合电网互联变流器改进控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(14): 50-58.
ZHANG Guorong, DING Xiaotong, PENG Bo, et al. Improved control strategy for an AC/DC hybrid microgrid interlinking converter[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(14): 50-58.
- [3] 孙志峰, 肖岚, 王勤. 输出并联型双有源全桥变换器控制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(5): 1811-1831.
SUN Zhifeng, XIAO Lan, WANG Qin. Review research on control technology of output parallel dual-active-bridge-converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(5): 1811-1831.
- [4] 赵伟, 李雄, 乔仁飞, 等. 基于混合储能的孤岛微网 VSG 控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(12): 33-40.
ZHAO Wei, LI Xiong, QIAO Renfei, et al. VSG control strategy of an isolated microgrid based on hybrid energy storage[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(12): 33-40.
- [5] SONG Wensheng, ZHONG Ming, LUO Shucong, et al. Model predictive power control for bidirectional series-resonant isolated DC-DC converters with fast dynamic response in locomotive traction system[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(3): 1326-1337.
- [6] ZHAO Tiefu, WANG Gangyao, 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.
- [7] 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.
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.
- [8] VASILADIOTIS M, RUFER A. Dynamic analysis and state feedback voltage control of single-phase active rectifiers with DC-link resonant filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 9(10): 5620-5633.
- [9] 章勇高, 熊健, 王帅, 等. 一种基于混合 Buck/Boost 电路的两级式逆变器功率解耦方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(13): 71-77.
ZHANG Yonggao, XIONG Jian, WANG Shuai, et al. Research on a decoupling method of a two-stage inverter with hybrid Buck/Boost circuit[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(13): 71-77.
- [10] ZHANG Li, RUAN Xinbo. Control schemes for reducing second harmonic current in two-stage single-phase converter: an overview from DC-bus port-impedance characteristics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 10341-10358.
- [11] WANG Wentao, RUAN Xinbo. A modified reference of an intermediate bus capacitor voltage-based second-harmonic current reduction method for a standalone photovoltaic power system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5562-5573.

- [12] SHI Youjie, LIU Bangyin, DUAN Shanxu. Low-frequency input current ripple reduction based on load current feedforward in a two-stage single-phase inverter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(11): 7972-7985.
- [13] 李善寿, 王浩, 叶伟, 等. 抑制 DAB 变换器回流功率的双重移相调制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2022, 50(17): 14-23.
LI Shanshou, WANG Hao, YE Wei, et al. Dual phase shift modulation strategy for reactive power suppression of a DAB converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2022, 50(17): 14-23.
- [14] LI Xiaodong, BHAT A K S. Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, 25(4): 850-862.
- [15] 武琳, 刘志刚, 洪祥. 隔离式双向全桥 DC-DC 变换器的功率控制特性比较与分析[J]. *电工技术学报*, 2013, 28(10): 179-187.
WU Lin, LIU Zhigang, HONG Xiang. Comparison and analysis of power control characteristic for isolated bidirectional full-bridge DC-DC converter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2013, 28(10): 179-187.
- [16] 杨博, 葛琼璇, 赵鲁, 等. 双向全桥串联谐振 DC/DC 变换器回流功率特性优化[J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(23): 6990-6999.
YANG Bo, GE Qiongjuan, ZHAO Lu, et al. The backflow power optimization of dual bridge series resonant DC/DC converter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(23): 6990-6999.
- [17] 孙元岗, 同向前, 李庚, 等. 一种双向谐振型高频直流变压器通用参数设计方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2021, 49(5): 30-35.
SUN Yuangang, TONG Xiangqian, LI Geng, et al. A generalized parameter design approach for bidirectional resonant high frequency DC transformers[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(5): 30-35.
- [18] SELTZER D, CORRADINI L, BLOOMQUIST D, et al. Small signal phasor modeling of dual active bridge series resonant DC/DC converters with multi-angle phase shift modulation[C] // *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, September 17-22, 2011, Phoenix, AZ, USA: 2757-2764.
- [19] 韩伟健, 马瑞卿, 刘青. 变频+移相控制的双有源串联谐振 DC-DC 变换器的小信号建模[J]. *西北工业大学学报*, 2019, 37(4): 830-837.
HAN Wenjian, MA Ruiqing, LIU Qing. Small-signal model for dual active bridge series resonant DC-DC converters with variable-frequency and phase-shift modulation[J]. *Journal of Northwestern Polytechnical University*, 2019, 37(4): 830-837.
- [20] 杨博, 葛琼璇, 赵鲁, 等. 基于输入串联输出并联的双向全桥串联谐振 DC-DC 变换器系统控制策略研究[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(12): 2574-2584.
YANG Bo, GE Qiongjuan, ZHAO Lu, et al. Control strategy of dual bridge series resonant DC-DC converter system based on input series output parallel connection[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35(12): 2574-2584.
- [21] CHAKRABORTY S, HATUA K. Modeling with beat frequency dynamics and phase-frequency control design for a dual-bridge series resonant converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(8): 7952-7962.
- [22] CORRADINI L, SELTZER D, BLOOMQUIST D, et al. Minimum current operation of bidirectional dual-bridge series resonant DC/DC converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(7): 3266-3276.
- [23] YAQOUB M, LOO H, LAI M. A four-degrees-of-freedom modulation strategy for dual-active-bridge series-resonant converter designed for total loss minimization[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(2): 1065-1081.
- [24] HAN Wenjian, CORRADINI L. Wide-range ZVS control technique for bidirectional dual-bridge series-resonant DC-DC converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(10): 10256-10269.
- [25] MIDDLEBROOK R D. Input filter considerations in design and application of switching regulators[C] // *IEEE IAS Annual Meeting*, 1976, Chicago, USA: 366-382.
- [26] 彭方成, 范学鑫, 王瑞田, 等. 大容量 DC-DC 变流器输出阻抗特性分析及应用[J]. *电工技术学报*, 2021, 36(16): 3422-3432.
PENG Fangcheng, FAN Xuexin, WANG Ruitian, et al. Analysis and application of output impedance characteristics of high-capacity DC-DC converter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(16): 3422-3432.

收稿日期: 2022-11-02; 修回日期: 2023-02-14

作者简介:

范恩泽(1994—), 男, 博士研究生, 研究方向为大功率电力电子及控制; E-mail: fanenze@mail.iee.ac.cn

赵鲁(1984—), 男, 通信作者, 博士, 副研究员, 研究方向为大功率变流器及高性能电机牵引控制技术。E-mail: zhaolu@mail.iee.ac.cn

(编辑 魏小丽)