

DOI: 10.7667/PSPC171403

## 单相准 Z 源逆变器二倍频纹波的抑制及应力分析

李佳逸, 雷勇, 李媛, 张芮, 方番

(四川大学电气信息学院, 四川 成都 610065)

**摘要:** 单相准 Z 源逆变器(Quasi-Z-Source Inverter, QZSI)可在单级系统中实现 DC-DC 与 DC-AC 变换,但其直流侧含有二倍频纹波, 在应用中受到限制。讨论基于有源功率解耦的单相 QZSI 二倍频纹波抑制方法, 针对逆变器有输出无功的情况, 提出逆变器功率因数角在 $[-\pi/2, \pi/2]$ 内变化时桥臂的电压、电流应力分析和推导方法。基于电压应力最小原则, 给出新增回路交流解耦电容取值及其电压参考值的整定方法, 并设计闭环控制策略。最后, 通过仿真及实验结果验证相关理论的正确性和有效性。

**关键词:** 单相; 准 Z 源逆变器; 二倍频纹波; 有源功率解耦; 应力

### Suppression and stress analysis of double-line frequency ripple of single-phase quasi Z source inverter

LI Jiayi, LEI Yong, LI Yuan, ZHANG Rui, FANG Fan

(School of Electrical and Information Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

**Abstract:** Single phase Quasi Z Source Inverter (QZSI) can implement DC-DC and DC-AC conversion in single stage system, but it has double-line frequency ripple in DC side, which limits its application. This paper discusses the suppression of double-line frequency ripple of single-phase QZSI with active power decoupling. With the output reactive power of inverter, it proposes the analysis and derivation method of the phase legs' voltage and current stress when the power factor angle changes in the  $[-\pi/2, \pi/2]$  range. Based on the minimum voltage stress principle, the value of the new loop AC decoupling capacitor and its voltage reference value setting method are given, and the closed-loop control strategy is designed. Simulation and prototype experiments are shown to prove the correctness and effectiveness of the proposed method.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51407122).

**Key words:** single-phase; quasi-Z-source inverter; double-line frequency ripple; active power decoupling; stress

## 0 引言

与传统电压源/电流源型逆变器只能降/升压不同, 准 Z 源逆变器(Quasi-Z-Source Inverter, QZSI)可通过独特的阻抗网络和直通调制手段, 实现单级系统 DC-DC 和 DC-AC 变换<sup>[1-2]</sup>。与单相两级式逆变器相比, 该拓扑减少了有源器件的数量, 直通状态允许桥臂短路, 提高了系统的可靠性。因此在光伏发电、交流调速、电动汽车等场合得到了广泛的研究与应用<sup>[3-7]</sup>。在小功率应用场合, 如家用光伏发电, QZSI 常采用单相电路。

由于直流侧和交流侧瞬时功率的不匹配, 单相逆变器或整流器中存在固有二倍基波频率( $2\omega$ )的功

率脉动<sup>[8]</sup>。该脉动一方面会使电路中电流、电压瞬时值增大, 导致器件设计时需留有较大裕量。另一方面可能导致磁性元件饱和, 损耗增加。为了抑制  $2\omega$  功率脉动, 单相 QZSI 系统中常采用大容量阻抗网络实现对脉动功率的无源解耦, 例如文献[7]中建立了 QZSI 阻抗源网络的模型, 给出抑制  $2\omega$  纹波的最优阻抗源网络参数设计方法, 但无源解耦方法存在设备体积大、成本高, 电容寿命短等局限。文献[9-10]采用改进脉宽调制方法, 以含  $2\omega$  分量的直流量替代传统恒定直流量进行升压控制, 利用阻抗源网络电容来解耦脉动功率。该方法可有效降低逆变器输入侧低频纹波, 同时避免使用大容量解耦电容, 但由于脉动功率被转移至阻抗源网络, 直流电压纹波与开关电压应力将增大。文献[11]提出有源解耦的方法, 在传统单相 QZSI 系统中通过新增一组桥

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51407122)

臂及解耦电容吸收直流侧脉动功率，阻抗网络电容容值可大为降低。目前针对有源解耦方法在分析开关桥臂电压、电流应力和负载功率因数变化对装置的影响等方面还需深入讨论。

由于在现代化配电网方案中，逆变器需向系统提供无功支撑，本文基于电压应力最小原则，通过相位分析及理论计算详细推导了单相有源功率解耦准 Z 源逆变器(Active Power Decoupling QZSI, APD-QZSI)输出功率因数角在 $[-\pi/2, \pi/2]$ 内变化下的桥臂电压、电流应力，并给出解耦电容取值和其参考电压的整定方法。同时给出该逆变器在并网运行时的闭环调节方法，实现对  $2\omega$  纹波的抑制。本文所研究的 APD-QZSI 具有以下特点：①与相同工况下的传统 QZSI 相比，APD-QZSI 的直流电容大大减小，直流电压外环控制响应速度更快；②通过合理选择解耦电容电压参考值，可维持开关电压、电流应力最低。

### 1 APD-QZSI 的工作原理

图 1 为 APD-QZSI 的拓扑图，该拓扑在原有单相 QZSI 基础上加入了桥臂 W 和一个串联 LC 电路，与桥臂 V、U 构成  $2\omega$  脉动功率抑制回路。

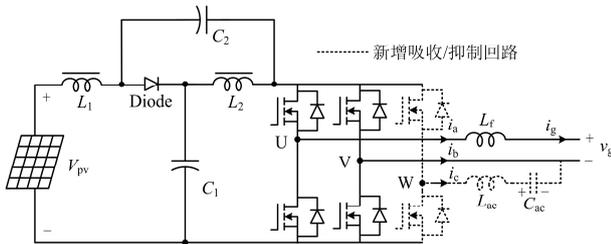


图 1 APD-QZSI 的拓扑图

Fig. 1 APD-QZSI topology

文献[8]详细分析了传统 QZSI 的工作原理，稳态运行时，可推导出非直通状态下直流链电压  $v_{pn}$  的表达式如式(1)。

$$v_{pn} = \frac{1}{1-2d_0} v_{pv} = Bv_{pv} \quad (1)$$

式中， $v_{pv}$ 、 $d_0$ 、 $B$  分别为逆变器的输入电压、直通占空比以及升压比。

将 APD-QZSI 电路中的阻抗网络看作升压比为  $B$  的直流变压器，后侧桥式电路看作三相不平衡逆变器，可得其等效电路如图 2 所示，其中  $v_{ao}$ 、 $v_{bo}$ 、 $v_{co}$  为逆变器三相桥臂输出相电压的基波分量， $m_a$ 、 $m_b$ 、 $m_c$  为三相桥臂调制正弦波。

设并网电压  $v_g$  和并网电流  $i_g$  为标准正弦波

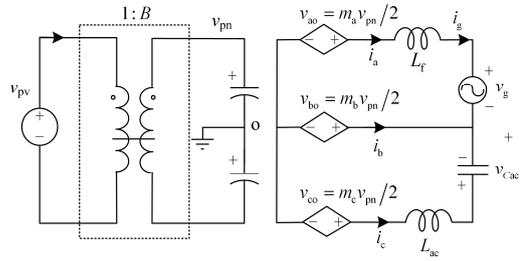


图 2 单相 APD-QZSI 的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of single phase APD-QZSI

$$\begin{cases} v_g = V_g \sin \omega t \\ i_g = I_g \sin(\omega t + \varphi) \end{cases} \quad (2)$$

式中： $V_g$ 、 $I_g$  分别为并网电压和并网电流的幅值； $\omega$  为电网电压角频率； $\varphi$  为并网电压和并网电流之间的相位夹角。电网吸收的瞬时功率  $p_g$  可表示为

$$p_g = v_g i_g = \frac{1}{2} V_g I_g \cos \varphi - \frac{1}{2} V_g I_g \cos(2\omega t + \varphi) = p_{dc} - p_{2\omega} \quad (3)$$

由式(3)可以看出，电网吸收的功率包含两个部分，一部分为直流功率  $p_{dc}$ ，另一部分为随时间以二倍电网频率变化的脉动功率  $p_{2\omega}$ 。

设解耦电容  $C_{cac}$  的电压  $v_{Cac}$  和电流  $i_{Cac}$  为

$$\begin{cases} v_{Cac} = V_{Cac} \sin(\omega t + \theta) \\ i_{Cac} = I_{Cac} \cos(\omega t + \theta) \end{cases} \quad (4)$$

式中： $V_{Cac}$ 、 $I_{Cac}$  分别为解耦电容电压和电流的幅值，且满足  $I_{Cac} = \omega C_{cac} V_{Cac}$ ； $\theta$  为解耦电容电压  $v_{Cac}$  与并网电压  $v_g$  之间的相位差。则解耦电容瞬时功率  $p_{Cac}$  可表示为

$$p_{Cac} = v_{Cac} i_{Cac} = \frac{1}{2} \omega C_{cac} V_{Cac}^2 \sin(2\omega t + 2\theta) \quad (5)$$

由于滤波电感  $L_f$  及  $L_{ac}$  上的功率较小，为了简化分析，忽略其瞬时功率。因此，为使原 QZSI 逆变器不对电网提供脉动功率，而全部由解耦电容提供，解耦电容瞬时功率  $p_{Cac}$  与  $2\omega$  脉动功率  $p_{2\omega}$  需要满足：

$$p_{Cac} = p_{2\omega} \quad (6)$$

根据式(3)、式(5)和式(6)，可以得到：

$$\begin{cases} V_g I_g = V_{Cac} I_{Cac} \Rightarrow V_{Cac} = \sqrt{\frac{V_g I_g}{\omega C_{cac}}} \\ \theta = \frac{1}{2}(\varphi + \frac{\pi}{2}), \text{ or } \frac{1}{2}(\varphi + \frac{\pi}{2}) + \pi \end{cases} \quad (7)$$

式(7)揭示了 APD-QZSI 抑制二倍频功率脉动的原理：控制解耦电容上电压的幅值与相位如式(7)，即可达到直流侧无  $2\omega$  脉动功率的目的。因此阻抗网络设计时只需考虑抑制开关频次的高频纹波，其

电容取值可大为减小。

## 2 解耦电容参考电压整定与桥臂应力分析

电压应力决定选取器件的耐压等级与成本, 电流应力则直接决定开关损耗和导通损耗, 进而影响装置性能。本节分析 APD-QZSI 电路输出功率因数角在  $[-\pi/2, \pi/2]$  范围内变化时, 桥臂电压、电流应力的大小和解耦电容的取值原则及其参考电压的整定方法。

### 2.1 单位功率因数时解耦电容电压取值与桥臂应力分析

基于基尔霍夫电流定律, 结合式(2)和式(4), 流过桥臂 V 的电流幅值  $I_b$  为

$$I_b = \left| -(i_g + i_{Cac}) \right| = \sqrt{I_g^2 + I_{Cac}^2 + 2I_g I_{Cac} \sin(\varphi - \theta)} \quad (8)$$

根据式(7)可知角  $\theta$  有两个可能的取值。当逆变器输出为单位功率因数时,  $\varphi=0$ , 则  $\theta=\pi/4$  或  $5\pi/4$ , 不同的  $\theta$  取值将影响桥臂电压、电流应力。

根据图 2 所示的等效电路图可得出如图 3 所示的 APD-QZSI 电压、电流相位图, 电压、电流用相量形式表示, 其中:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{ab} &= \dot{V}_g, \quad \dot{I}_a = \dot{I}_g \\ \dot{V}_{cb} &= \dot{V}_{Cac}, \quad \dot{I}_{co} = \dot{I}_{Cac} \\ \dot{V}_{ao} &= -\dot{V}_{bo}, \quad \dot{V}_{ao} - \dot{V}_{bo} = \dot{V}_g \end{aligned} \quad (9)$$

式中, 电压向量关系式忽略了滤波电感的电压降, 由于 U、V 桥臂的调制波相位差为  $\pi$  (传统单相 QZSI 常采用单极性倍频调制), 因此有  $\dot{V}_{ao} = -\dot{V}_{bo}$ 。

图 3(a) 示出了  $\theta=\pi/4$  时的电压、电流相位图。为使 APD-QZSI 不增加传统 QZSI 桥臂的电压应力, 且该电压应力由  $v_{ao}$ 、 $v_{bo}$ 、 $v_{co}$  的幅值  $V_{ao}$ 、 $V_{bo}$ 、 $V_{co}$  决定, 则  $v_{co}$  的幅值应满足:  $V_{co} \leq V_{ao} = V_{bo}$ 。根据相位图可知,  $V_{co}$  越小, 则  $V_{Cac}$  越小,  $I_{Cac}$  越大。为维持新增回路电流应力最小, 取  $V_{co} = V_{ao} = V_{bo}$ 。根据相位图可得解耦电容电压取值为

$$V_{Cac} = V_{cb} = \frac{\sqrt{2}}{2} V_g \quad (10)$$

根据式(7), 得解耦电容电流为

$$I_{Cac} = I_c = \sqrt{2} I_g \quad (11)$$

根据式(8)和(11)可知, 此时  $I_b$  等于  $I_g$ 。综上所述, 当解耦电容的电压相位取  $\theta=\pi/4$ , 幅值取式(10)时, APD-QZSI 中桥臂 U、V 的电压、电流应力与原 QZSI 中 H 桥相等。此时解耦电容取值为

$$C_{ac} = \frac{2I_g}{\omega V_g} \quad (12)$$

图 3(b) 示出了  $\theta=5\pi/4$  时的相位图, 由图可知:

$$\begin{cases} V_{co} = \sqrt{V_{Cac}^2/2 + (V_{Cac}/\sqrt{2} + V_{bo})^2} \\ I_b = \sqrt{I_{Cac}^2/2 + (I_{Cac}/\sqrt{2} + I_g)^2} \end{cases} \quad (13)$$

根据式(13)及相位图可知:  $V_{co}$  恒大于  $V_{bo}$ , 将导致直流链电压增大, 无法保持最大的直流电压利用率; 同时  $I_b$  恒大于  $I_g$ , 桥臂 V 的电流应力会增大, 导致开关损耗和导通损耗增加, 进而影响装置效率和寿命。因此,  $\theta=5\pi/4$  为不合理的取值。

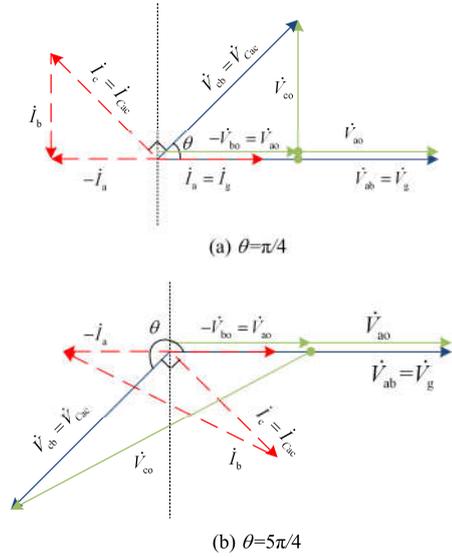


图 3 APD-QZSI 相位图

Fig. 3 Phasor diagrams of APD-QZSI

### 2.2 发出感性/容性无功时解耦电容电压取值与桥臂应力分析

图 4 示出了交流侧分别发出感性无功和容性无功时的电压、电流相位图。根据 2.1 节结论, 仅讨论  $\theta=\varphi/2+\pi/4$  时的情况。由图 4 可知, 相量  $i_g$  与  $i_c$  之间的夹角  $\gamma$  为

$$\gamma = \frac{\pi}{2} - \theta + \varphi \quad (14)$$

图 4(a) 为交流侧发出感性无功时的电压、电流相位图, 此时并网电流滞后于并网电压。由  $\varphi \in [-\pi/2, 0]$  可知,  $\theta \in (0, \pi/4]$ 。若维持桥臂电压应力不变, 使  $V_{co} = V_{ao} = V_{bo}$ , 则解耦电容电压、电流分别为

$$\begin{cases} V_{Cac} = V_g \cos \theta \\ I_{Cac} = I_g / \cos \theta \end{cases} \quad (15)$$

解耦电容取值为

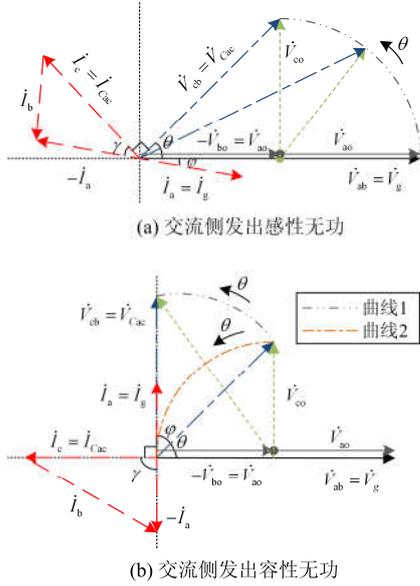


图 4 交流侧发出感性、容性无功的相位图

Fig. 4 Phasor diagrams of inductive or capacitive reactive power

$$C_{ac} = \frac{I_g}{\omega V_g \cos^2 \theta} \quad (16)$$

根据三角函数关系或式(8),  $I_b$  为

$$I_b = I_g \sqrt{1 + \frac{1 - 2 \cos \gamma}{\cos \theta}} = I_g \sqrt{\frac{1}{\cos(\varphi/2 + \pi/4)}} - 1 \quad (17)$$

根据式(17), 可画出电流系数  $I_b/I_g$  与  $\varphi$  之间的关系如图 5 所示。由图可知  $I_b$  恒小于  $I_g$ 。

因此, 当逆变器发出感性无功时, 解耦电容电压幅值取式(15), 即可保持原直流链电压不变, 且流过桥臂 V 的电流小于并网电流。

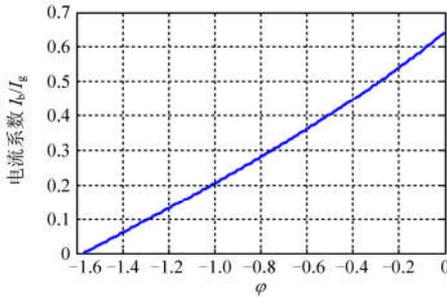


图 5  $\varphi \in [-\pi/2, 0)$  时  $I_b/I_g$  与  $\varphi$  之间的关系图

Fig. 5 Relation diagram between  $I_b/I_g$  and  $\varphi$  when  $\varphi \in [-\pi/2, 0)$

图 4(b)为交流侧发出容性无功时的相位图, 此时并网电流超前于并网电压。由  $\varphi \in (0, \pi/2)$  可知,  $\theta \in (\pi/4, \pi/2]$ 。由相位图可知, 若保持  $V_{co} = V_{ao} = V_{bo}$ , 则相量  $\dot{V}_{co}$  沿曲线 2 随  $\theta$  增大而变化,  $\theta$  越接近  $\pi/2$ ,  $V_{Cac}$  越小, 趋近于零,  $I_{Cac}$  越大, 趋近于无穷大。系统无法发出纯容性无功, 所以  $V_{co} = V_{ao} = V_{bo}$  是不可取

的。为了使系统能够正常运行在发出容性无功的状态, 需增大一定的电压应力。折中考虑, 取  $V_{cb} = V_g/\sqrt{2}$ , 则相量  $\dot{V}_c$  沿曲线 1 随  $\theta$  增大而变化,  $V_{co}$  最大为  $\sqrt{3} V_{ao}$ , 电容仍维持式(12)的值。此时解耦电容电压幅值、电流幅值为式(10)和(11),  $I_b$  为

$$I_b = I_g \sqrt{3 - 2\sqrt{2} \cos \gamma} = I_g \sqrt{3 - 2\sqrt{2} \cos(\varphi/2 + \pi/4)} \quad (18)$$

根据式(18), 可画出电流系数  $I_b/I_g$  与  $\varphi$  之间的关系图, 如图 6 所示。由图可知  $I_b$  恒大于  $I_g$ 。

因此, 当逆变器发出容性无功时, 解耦电容电压幅值取式(12), 桥臂 V 电流应力最大增大  $\sqrt{3}$  倍, 桥臂电压应力最大增大  $\sqrt{3}$  倍。

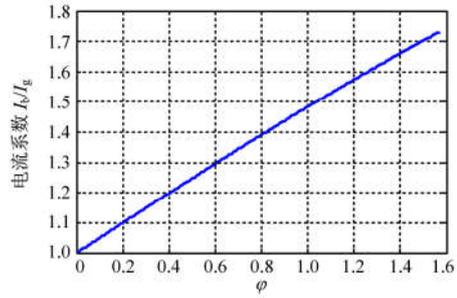


图 6  $\varphi \in (0, -\pi/2]$  时  $I_b/I_g$  与  $\varphi$  之间的关系图

Fig. 6 Relation diagram between  $I_b/I_g$  and  $\varphi$  when  $\varphi \in (0, -\pi/2]$

综上所述: 当交流侧发出感性无功时, 按式(15)选取解耦电容电压值, 桥臂 V 电流应力小于其他两相桥臂, 且无需增加直流电压水平即可吸收全部  $2\omega$  脉动功率; 当交流侧发出容性无功时, 按式(10)选取解耦电容电压值, 桥臂 V 电流应力大于其他两相桥臂, 直流电压亦要求大于原有水平, 最大电流、电压应力均出现在  $\varphi = \pi/2$  时, 为原来的  $\sqrt{3}$  倍。

### 3 APD-QZSI 的闭环控制策略

#### 3.1 控制策略

APD-QZSI 作为对传统 QZSI 拓扑的改进, 首先应满足传统 QZSI 的控制目标, 如可实现分布式最大功率点追踪、并网电流满足谐波要求等。此外 APD-QZSI 还应满足解耦电容功率与电网吸收脉动功率相等, 实现直流侧无  $2\omega$  功率脉动。图 7 为 APD-QZSI 的控制框图, 由传统 QZSI 的并网控制及新增第三桥臂有源功率解耦控制组成。其控制过程可描述为

1) 升压控制: 控制器采集输入电压  $v_{pv}$  及输入电流  $i_{pv}$ , 经最大功率点追踪<sup>[12-13]</sup>(Maximum Power Point Tracking, MPPT)算法产生输入电压的参考值  $v_{pv}^*$ 。该参考值与实际值作差经 PI 控制器得出直通占空比  $d_0$ 。

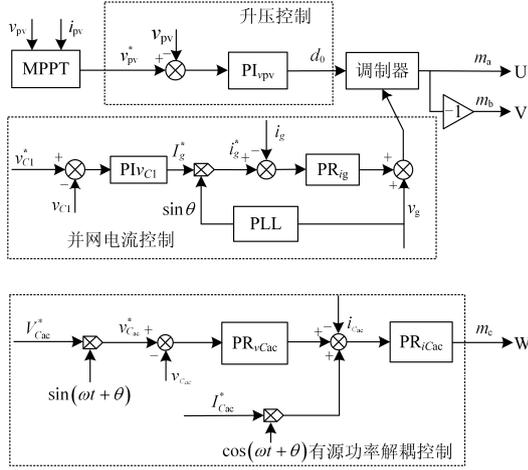


图 7 APD-QZSI 控制框图

Fig. 7 Overall control schematics of APD-QZSI

2) 并网电流控制<sup>[14-15]</sup>: 选取准 Z 源电容  $C_1$  的电压  $v_{C1}$  作为直流电压外环, 其 PI 控制的输出作为并网电流的幅值参考  $I_g^*$ 。该参考与经锁相环得到的单位正弦信号相乘得到并网电流的瞬时参考  $i_g^*$ 。电流内环则由 PR 控制器及电网电压前馈控制构成, 可精确追踪正弦信号并消除电网电压扰动的影响, 其输出为非直通状态的调制信号。该调制信号与升压控制产生的直通占空比相结合经调制器得到桥臂 U、V 的驱动信号。值得注意的是, 在传统 QZSI 中, 由于直流电压含有二倍频脉动, 常在直流电压外环的输出加上带阻滤波器, 以避免并网电流出现较高的三次谐波。由于 APD-QZSI 直流侧不含电压脉动, 因此可去掉该滤波器。因而一定程度提高了电压外环的响应速度。

3) 有源功率解耦控制: 由式(7)计算得到的交流解耦电容电压参考值  $v_{Cac}^*$  与实际值作差经准 PR 控制器得到解耦电容电流的参考值。该值加上电容电流理论值前馈, 并与实际值作差经 PR 控制器可得到桥臂 W 的调制信号。

### 3.2 有源功率解耦控制中 PR 控制器参数的整定

有源功率解耦控制中所需要控制的信号是正弦波, 为完全消除稳态误差, 精确跟踪控制信号, 本文采用准 PR 控制器, 其传递函数为

$$G_{PR}(s) = K_P + \frac{2K_R \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (19)$$

PR 控制器(电流内环)的控制参数整定参照文献[16]所述方法, 耦合电容电流内环的数学模型如图 8 所示。其中,  $G_{PR}(s)$  是电容电流内环 PR 控制器传递函数,  $K_{PWM}$  为逆变器输入  $v_{inv}$  到驱动调制波  $v_{tri}$  的传递函数( $K_{PWM} = V_{inv}/V_{tri}$ )。

电压  $v_{cb}$  到交流电容电流  $i_{Cac}$  的传递函数为

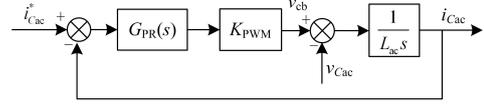


图 8 解耦电容电流内环模型

Fig. 8 Model of decoupling capacitor current inner loop

$$G_{i_{Cac}-v_{cb}}(s) = \frac{1}{L_{ac}s} \quad (20)$$

解耦电容电流控制环的开环传递函数为

$$G_{i_{Cac-loop}}(s) = K_{PWM} \cdot G_{PR}(s) \cdot G_{i_{Cac}-v_{cb}}(s) \quad (21)$$

此传递函数可以作为解耦电流内环 PR 控制器参数确定的依据。  $K_P$  取值以系统闭环增益在截止频率  $f_c$  处等于 1 为原则计算可得:

$$K_{P-ic} = \frac{2\pi f_c L_{ac}}{K_{PWM}} \quad (22)$$

式中,  $f_c$  为控制环的截止频率, 为抑制高频开关噪声,  $f_c$  一般取低于 1/10 的开关频率。

$K_R$  的取值则受稳态误差和相位裕度的约束。稳态误差对  $K_R$  的约束条件为

$$K_{R-T_{f_0}} = \left( 10^{\frac{T_{f_0}}{20}} \cdot f_0 - f_c \right) \frac{2\pi L_{ac}}{K_{PWM}} \quad (23)$$

式中:  $f_0$  为基波频率;  $T_{f_0}$  为基波频率处的环路增益。

相位裕度对  $K_R$  的约束条件为

$$K_{R-PM} = \frac{\pi f_c K_P}{\omega_c \tan PM} \quad (24)$$

式中, PM 为控制环的相位裕度。

为满足工程设计要求, 需保证环路增益  $T_{f_0} > 75$  dB, 相位裕度  $PM > 45^\circ$ 。且为保证电网频率波动时 PR 控制器有足够的增益, 选取  $\omega_c = \pi$  rad/s。

由以上分析可设定 PR 控制器参数为:  $K_P = 0.1$ ,  $K_R = 60$ ,  $\omega_c = \pi$ 。图 9 为  $K_R$  分别等于 30、60、90 时的式(12)的波特图。由图 9 可知, 在保证足够  $T_{f_0}$ 、PM 的前提下,  $K_R$  越大, 则闭环增益  $T_{f_0}$  越大, 截止频

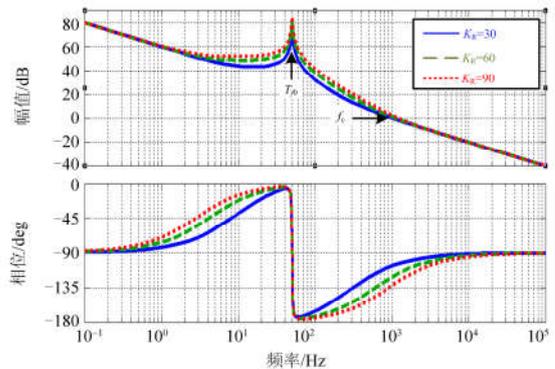

 图 9  $K_R$  分别取 30、60、90 时的波特图

 Fig. 9 Bode plot of 30, 60, and 90 for  $K_R$

率  $f_c$  右移(增大), 动态响应速度增大。

耦合电容电压控制外环 PR 参数也类似计算得到, 不再赘述。

## 4 仿真与实验验证

### 4.1 APD-QZSI 的 Matlab 仿真

APD-QZSI 的系统仿真参数见表 1。第三桥臂串联解耦电容  $C_{ac}$  由式(12)计算可得, 取  $662 \mu\text{F}$ 。滤波电感  $L_{ac}$  主要抑制高开关频率的电流纹波, 电感电流纹波不超过额定电流的 20%,  $L_{ac}$  取值为<sup>[11]</sup>

$$L_{ac} = \frac{V_{pn} - V_{Cac}}{4f_s \Delta i_c} \quad (25)$$

式中:  $V_{pn}$  为直流链电压值;  $f_s$  为开关频率;  $\Delta i_c$  为电流纹波峰峰值。实际工程中, 电感电流纹波一般取额定电流的 15%~20%, 本文取 20%, 根据式(25)计算得抑制回路的电感取 0.5 mH。

表 1 APD-QZSI 光伏系统仿真参数

Table 1 Simulation parameters of APD-QZSI PV system

名称	符号	值
光伏板开路电压	$V_{PV\_OC}$	30 V
光伏板最大功率点电压	$V_{PV\_MPP}$	22 V
输出电压	$V_g$	17 V
开关频率	$f_s$	10 kHz
输出频率	$f$	50 Hz
滤波电感	$L_f$	1 mH
阻抗源网络电容	$C_1=C_2$	500 $\mu\text{F}$
阻抗源网络电感	$L_1=L_2$	500 $\mu\text{H}$
第三桥臂串联电感	$L_{ac}$	0.5 mH
第三桥臂串联电容	$C_{ac}$	662 $\mu\text{F}$

图 10(a)为 APD-QZSI 取单位功率因数时, 并网电压、并网电流、解耦电容电压和解耦电容电流的仿真波形。并网电流与解耦电容电压被稳定控制为正弦波, 系统处于稳态运行。图 10(b)为直流链电压仿真波形图, 根据直流链电压与占空比  $d_0$  和输入电压  $v_{pv}$  之间的关系式(1), 计算可得直流链电压  $v_{pn}$  为 31.4 V, 与图 10(b)波形相符。

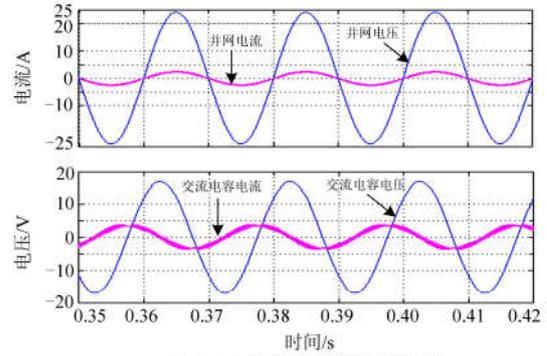
为验证 APD-QZSI 相较于传统 QZSI 的优越性, 对三种不同的仿真情况进行对比分析:

I) 准 Z 源网络中直流电容  $C_1=C_2=500 \mu\text{F}$ , 且加入第三相桥臂以消除  $2\omega$  脉动功率;

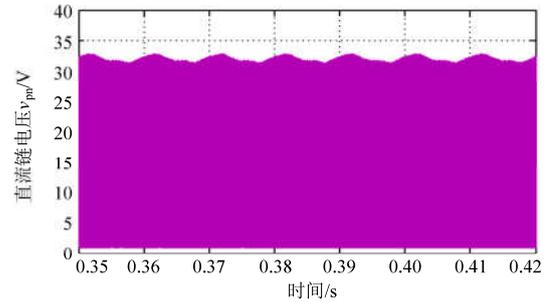
II)  $C_1=C_2=500 \mu\text{F}$ , 不加入第三相桥臂;

III)  $C_1=C_2=4000 \mu\text{F}$ , 不加入第三相桥臂。

三种情况的对比结果见表 2。从表 2 可以看出, 情况 I 和情况 III 对  $2\omega$  脉动功率有类似的抑制效果, 但情况 I 中直流电容容值仅为情况 III 的 1/8。由此可见, APD-QZSI 可大大降低直流电容容量。由情况 I 与情况 II 对比可得, 在相同的阻抗网络参数下, APD-QZSI 可有效抑制直流侧二倍频电压脉动。



(a) QZSI 和解耦电容的输出波形



(b) 直流链  $v_{pn}$  电压波形

图 10 单位功率因数下 APD-QZSI 的仿真波形

Fig. 10 Simulation waveforms of APD-QZSI with unit power factor

表 2 不同仿真条件下电压  $2\omega$  脉动比较

Table 2 Comparison of  $2\omega$  ripple voltage under different simulation conditions

名称/情况	I	II	III
电容 $C_1$ 电压波动/V	1	4.1	1.2
电容 $C_2$ 电压波动/V	0.9	2.4	0.6
母线电压波动/V	1.4	5.8	1.4

此外, 电容容值的减小提高了直流电压环的响应速度。图 11 对比了情况 I 和情况 III 两种情况下电容电压  $v_{C1}$  达到稳定波动的时间。情况 I 在 0.22 s 达到稳定, 而情况 III 需要 1.4 s 才能达到稳态。可见由于直流电容的减小, APD-QZSI 系统直流侧响应速度得到提高。

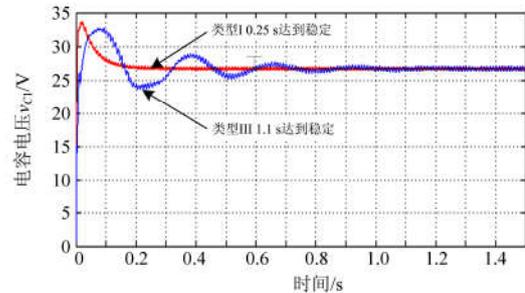


图 11 电容电压  $v_{C1}$  达到稳定状态的时间对比图

Fig. 11 Comparison of stable time of capacitor voltage  $v_{C1}$

图 12—图 14 示出了功率因数角分别取  $0$ 、 $\pi/4$ 、 $-\pi/4$  时的三相电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ 、有功功率  $P$  和无功功率  $Q$  以及调制波  $m_a$ 、 $m_b$ 、 $m_c$  的仿真波形。

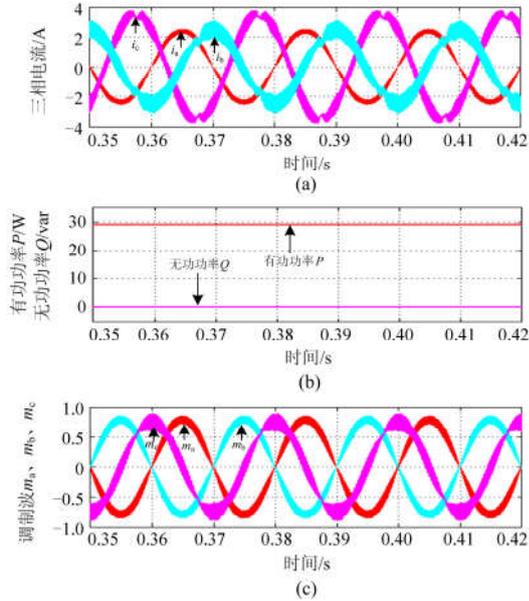


图 12 单位功率因数时的三相电流、有功功率与无功功率、调制波仿真波形

Fig. 12 Simulation waveforms of three phase current, active power, reactive power and modulation at unit power factor

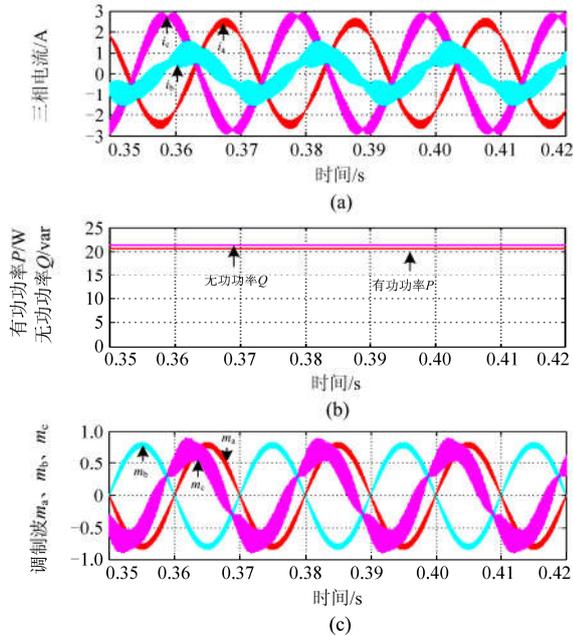


图 13 功率因数角取  $\pi/4$  时的三相电流、有功功率与无功功率、调制波仿真波形

Fig. 13 Simulation waveforms of three phase current, active power, reactive power and modulation wave when power factor angle is  $\pi/4$

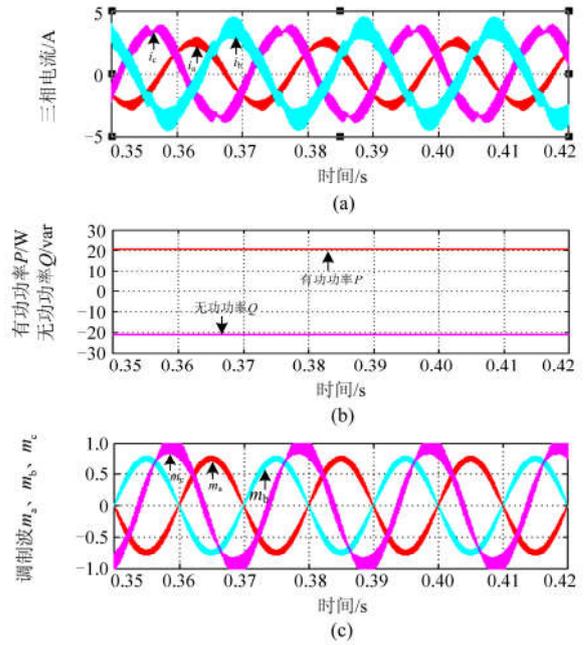


图 14 功率因数角取  $-\pi/4$  时的三相电流、有功功率与无功功率、调制波仿真波形

Fig. 14 Simulation waveforms of three phase current, active power, reactive power and modulation wave when power factor angle is  $-\pi/4$

逆变器取单位功率因数时，图12(a)中 $I_b=I_g$ ，即流过桥臂V的电流等于并网电流；图12(b)中有功功率为正数，无功功率为零；图12(c)中调制波 $m_a$ 、 $m_b$ 、 $m_c$ 的幅值 $M_a$ 、 $M_b$ 、 $M_c$ 满足 $M_a=M_b=M_c$ 。

逆变器发出感性无功时，图13(a)中 $I_b<I_g$ ，即流过桥臂V的电流小于并网电流；图13(b)中有为正数的无功功率；图13(c)中调制波幅值满足 $M_a=M_b=M_c$ 。

逆变器发出容性无功时，图14(a)中 $I_b>I_g$ ，即流过桥臂V的电流大于并网电流；图14(b)中有为负数的无功功率；图14(c)中调制波幅值满足 $M_a=M_b<M_c$ 。

图12—图14仿真结果验证了第2节的理论分析。

#### 4.2 样机实验

APD-QZSI 实验样机如图 15 所示，阻抗源网络由两个等值电感  $L_1$ 、 $L_2$  和两组铝解电容  $C_1$ 、 $C_2$  组成。第三桥臂 LC 部分采用薄膜电容和铁硅铝的电感组成。控制部分使用 TMS320F28035 型 DSP 控制板，包括了 AD 采样，驱动等外围电路。

图 16 为 APD-QZSI 的实验并网电压、并网电流、解耦电容电压、解耦电容电流输出波形，对应仿真情况 I。由图可以看出，解耦电容电压约为 17 V，满足式(10)。并网电流为正弦波，其总谐波失真小于 5%，满足并网要求。

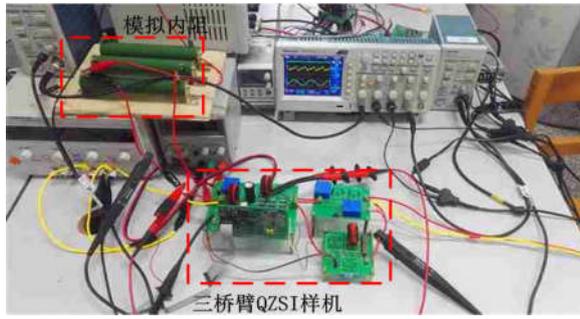


图 15 APD-QZSI 实验样机

Fig. 15 Experimental platform of APD-QZSI

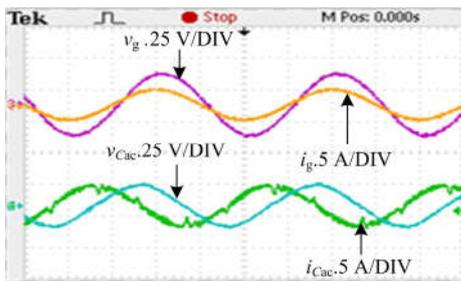
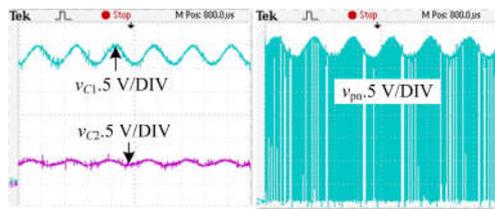


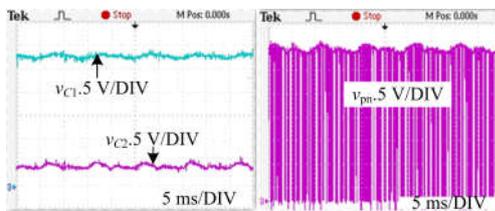
图 16 APD-QZSI 的实验输出波形

Fig. 16 Experimental output waveforms of APD-QZSI

图 17 示出了对应仿真情况 I、II 的实验直流电容电压、直流链电压波形。图 17(a)中，电容  $C_1$  上的电压波动为  $\Delta v_{C1}=4.9\text{ V}$ ，电容  $C_2$  上的电压波动为  $\Delta v_{C2}=2.3\text{ V}$ ，直流链电压波动为  $\Delta v_{pn}=6\text{ V}$ 。图 17(b)中， $\Delta v_{C1}=1.8\text{ V}$ ， $\Delta v_{C2}=1.3\text{ V}$ ， $\Delta v_{pn}=2\text{ V}$ 。由图可见，采用本文所述的 APD-QZSI，可有效实现对直流侧二倍频纹波电压的有效抑制。



(a) 对应情况 I,  $v_{C1}$ ,  $v_{C2}$ ,  $v_{pn}$  实验波形



(b) 对应情况 II,  $v_{C1}$ ,  $v_{C2}$ ,  $v_{pn}$  实验波形

图 17 不同情况下  $v_{C1}$ ,  $v_{C2}$ ,  $v_{pn}$  实验波形

Fig. 17 Experimental waveforms of  $v_{C1}$ ,  $v_{C2}$ , and  $v_{pn}$  under different simulation conditions

## 5 结论

APD-QZSI 通过新增一相桥臂与吸收回路以抑制脉动功率，使直流侧无二倍频脉动。本文分析了 APD-QZSI 在单位功率因数、发出感性无功、发出容性无功三种情况下的桥臂电压、电流应力情况，并以维持最小电压应力为目标，给出了解耦电容的选取原则及参考电压的整定方法。此外，本文设计了传统 QZSI 并网控制与新增有源功率解耦控制相结合的闭环方法，通过仿真与实验验证了 APD-QZSI 解耦方法的有效性，直流侧阻抗网络电容容值大为减小，直流电容外环响应速度提高。

## 参考文献

- [1] PENG F Z. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 504-510.
- [2] LI Y, ANDERSON J, PENG F Z, et al. Quasi-Z-source inverter for photovoltaic power generation systems[C] // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, February 15-19, 2009, Washington, USA: 918-924.
- [3] 李媛, 彭方正. Z源/准Z源逆变器在光伏并网系统中的电容电压恒压控制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 62-69.
- LI Yuan, PENG Fangzheng. Constant capacitor voltage control strategy for Z-source/quasi-Z-source inverter in grid-connected photovoltaic systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 62-69.
- [4] LI Y, JIANG S, CINTRON-RIVERA J G, et al. Modeling and control of quasi-z-source inverter for distributed generation applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1532-1541.
- [5] 薛必翠, 丁新平, 张承慧, 等. 准Z源逆变器交流调速系统及部分 PAM/PWM 控制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 142-149.
- XUE Bicui, DING Xinping, ZHANG Chenghui, et al. Quasi-Z-source inverter adjustable speed drives system and its partly PAM/PWM control strategy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(10): 142-149.
- [6] LEI Q, CAO D, PENG F Z. Novel loss and harmonic minimized vector modulation for a current-fed quasi-Z-source inverter in HEV motor drive application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 29(3): 1344-1357.
- [7] LIU Y, GE B, ABU-RUB H, et al. Comprehensive modeling of single-phase quasi-Z-source photovoltaic inverter to investigate low-frequency voltage and current ripple[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,

- 2015, 62(7): 4194-4202.
- [8] HARB S, BALOG R S. Single-phase PWM rectifier with power decoupling ripple-port for double-line-frequency ripple cancellation[C] // 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 17-21, 2013, Long Beach, USA: 1025-1029.
- [9] YU Y F, ZHANG Q F, LIANG B, et al. Single-phase Z-source inverter: analysis and low-frequency harmonics elimination pulse width modulation[C] // Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 17-22, 2011, Phoenix, USA: 2260-2267.
- [10] ZHOU Y, LI H, LI H. A single-phase PV quasi-Z-source inverter with reduced capacitance using modified modulation and double-frequency ripple suppression control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(3): 2166-2173.
- [11] GE B, ABU-RUB H, LIU Y, et al. An active filter method to eliminate DC-side low-frequency power for single-phase quasi-Z source Inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 4838-4848.
- [12] 邢珊珊, 田素立, 王振华, 等. 光伏 MPPT 系统电压控制器的优化设计[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(12): 114-118.  
XING Shanshan, TIAN Suli, WANG Zhenhua, et al. Optimized design of the voltage controller of PV MPPT system[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(12): 114-118.
- [13] DABRA V, PALIWAL K K, SHARMA P, et al. Optimization of photovoltaic power system: a comparative study[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2017, 2(2): 29-39. DOI: 10.1186/s41601-017-0036-2.
- [14] 易映萍, 罗海, 胡四全. 小功率光伏并网逆变器控制策略的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(4): 64-68.  
YI Yingping, LUO Hai, HU Siquan. Study on control scheme based on low-power photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(4): 64-68.
- [15] 王秀云, 毛瑞鹏, 田璧源, 等. 基于 PI 与准 PR 联合控制的光伏并网电流优化[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(7): 121-125.  
WANG Xiuyun, MAO Ruipeng, TIAN Biyuan, et al. Optimal control of photovoltaic grid-connected current based on PI and quasi-PR control[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(7): 121-125.
- [16] 阮新波. LCL 型并网逆变器的控制技术[M]. 北京: 科学出版社, 2015.
- 
- 收稿日期: 2017-09-19; 修回日期: 2017-12-29
- 作者简介:
- 李佳逸(1993—), 女, 硕士研究生, 研究方向为光伏发电技术; E-mail: ljy0027@126.com
- 雷勇(1966—), 男, 博士, 教授, 研究方向为智能电网状态检测与超导储能;
- 李媛(1980—), 女, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子技术, 新能源发电技术。
- (编辑 葛艳娜)