

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.190922

单相储能型准Z源逆变器的建模与系统参数设计方法

程俊, 李媛, 肖先勇

(四川大学电气工程学院, 四川 成都 610065)

摘要: 单相储能型准Z源逆变器(ES-qZSI)不仅能够在单级系统中同时实现升压和逆变的功能, 而且能够平抑光伏输入功率的波动, 但其直流侧存在二倍频纹波, 这极大地影响了其性能。为了将二倍频纹波限制在允许的范围内, 需要对系统参数进行优化。首先, 基于状态空间平均法求二阶导数建立了含储能支路的单相ES-qZSI的二倍频分量模型。然后, 依据建立的模型分析了各系统参数值对二倍频纹波的影响。最后, 提出了抑制二倍频纹波的系统参数设计方法。仿真和实验结果证实了模型的准确性和系统参数设计方法的有效性。

关键词: 储能型准Z源逆变器; 二倍频纹波; 模型; 参数设计; 光伏

Modeling and system parameter design method for single-phase energy-stored quasi-Z-source inverter

CHENG Jun, LI Yuan, XIAO Xianyong

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

Abstract: A single-phase energy-stored quasi-Z-source inverter (ES-qZSI) can not only realize the function of boosting and inversion in a single stage, but can also smooth the fluctuation of photovoltaic power. However, it has second harmonic ripples on the DC side, which greatly affects performance. In order to limit the second harmonic ripples to an allowable range, system parameters need to be optimized. First, based on the state-space average model and the second order derivative, a detailed second harmonic component model is established for a single-phase qZSI with energy storage branch. Then, based on the built model, the influence of system parameters on the second harmonic ripple is analyzed. Finally, a system parameter design method used for second harmonic ripple suppression is proposed. The accuracy of the built model and the efficiency of the system parameter design method are verified by simulation and experiment.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51707126) and Science and Technology Project of State Grid Corporation of China (No. SGLNDK00DWJS1800020).

Key words: energy-stored quasi-Z-source inverter; second harmonic ripple; model; parameter design; photovoltaic

0 引言

随着光伏电池组件效率的持续提升和材料成本的不断下降, 以及世界各国政府对于光伏发电行业支持力度的加强, 世界范围内的光伏发电装机容量呈现出爆炸性的增长^[1-2]。光伏发电系统应用的变换器拓扑主要有单级式逆变器和两级式逆变器^[3-5]。单级式逆变器结构紧凑、成本低、可靠性高。但是, 它必须通过增加串联光伏电池的数量来应对输入电压大范围的变化, 灵活性较差。两级式逆变器因DC/DC变换器的存在而适用于输入电压大范围变化的情形,

但需要的有源器件更多, 系统结构也因此更加复杂。

准Z源逆变器(quasi-Z-source Inverter, qZSI)因能在单级系统中实现升压和逆变的功能而受到广泛关注^[6-12]。另外, 由于太阳辐射和环境温度的变化, 光伏功率是在时刻变化的。为了平抑光伏功率的波动, 储能单元被引入光伏发电系统。在这样的背景下, 关于储能型准Z源逆变器(energy-stored quasi-Z-source inverter, ES-Qzsi)的研究也越来越多^[13-21]。然而, 由于单相逆变器交流侧瞬时功率中存在二倍基波频率(2ω)的脉动分量, 这会导致直流侧电容电压、电感电流以及直流链电压产生二倍频纹波, 影响整个系统的性能。一方面, 二倍频纹波会使得电路中电压和电流的瞬时值增大, 因此设计电路时需要选用耐压过流能力更强的器件, 增加了系统成本; 另

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51707126); 国家电网科技项目资助(SGLNDK00DWJS1800020)

一方面, 对于单相 ES-qZSI 而言, 电池电流的二倍频纹波可能会使电池反复地充放电, 缩短电池的使用寿命。因此, 必须采取措施将电压和电流的二倍频纹波限制在能够接受的范围内。

许多文献针对如何减小或消除单相 qZSI 直流侧电压和电流的二倍频纹波展开了研究。主要分为以下几类: 1) 建立系统模型, 分析阻抗网络参数与二倍频纹波的关系, 设立参数计算方法^[21-23]; 2) 在单相 qZSI 中新增一组桥臂, 采用主动解耦的方法将交流侧的二倍频功率脉动转移到新增的解耦电容中^[23-25], 因此交流侧的功率脉动不会对直流侧造成不利影响; 3) 采用特殊调制或控制策略, 在不增加新支路的前提下将二倍频分量转移至阻抗网络, 并降低储能元件参数^[26-27]。

理论上, 第二类方法能够完全消除直流侧电压和电流的二倍频纹波, 但是因增加了新的有源支路, 系统复杂性增加, 且控制器设计复杂。而第三类方法中直流电压纹波与开关应力均大幅度增加, 并且闭环控制器设计复杂。在含有储能单元的 qZSI 系统中, 考虑后两类方法实施均存在较明显的局限性, 因此, 本文针对单相 ES-qZSI 建立了详细的二倍频分量模型, 对直流侧电压和电流的二倍频分量进行了定量计算, 并基于所建立的模型提出了系统参数设计方法。该方法虽然无法完全消除直流侧的二倍频纹波, 但可以通过选择合适的参数将其限制在允许的范围内, 无需额外的辅助电路, 具有良好的可靠性, 可实施性强。

1 单相 ES-qZSI 的建模

图 1 为单相 ES-qZSI 系统的结构。它由准 Z 源阻抗网络、单相逆变器和储能电池组成。准 Z 源阻抗网络包含两个电感 L_1 和 L_2 、两个电容 C_1 和 C_2 和一个二极管 D_1 。储能电池 B_1 可等效为开路电压为 V_{soc} 和内阻为 R_b 的简化模型。为了减小储能电池的电流纹波, 通常串联一个电感 L_b 。

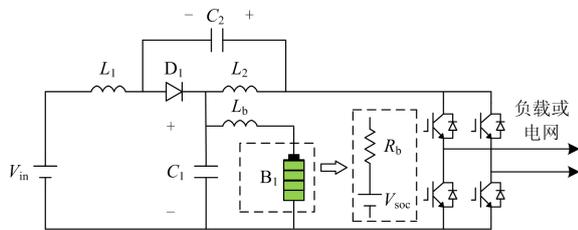


图 1 单相 ES-qZSI 系统的结构

Fig. 1 Topology of single-phase ES-qZSI

假设 ES-qZSI 交流侧的电压和电流分别为

$$v_{ac}(t) = V_m \sin \omega t, \quad i_{ac}(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad (1)$$

式中: V_m 和 I_m 分别为逆变器交流侧电压和电流的幅值; ω 为交流侧的角频率; φ 为交流侧电压与电流的相位差。

对于电压型逆变器, 交流侧输出电压与直流链电压的关系可以表示为

$$v_{ac} = M \sin \omega t \cdot V_{dc} \quad (2)$$

式中: M 为调制比; V_{dc} 为逆变器的直流链电压。

因此, 逆变器交流侧的输出功率可以表示为

$$p_0 = 0.5 M V_{dc} I_m [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] \quad (3)$$

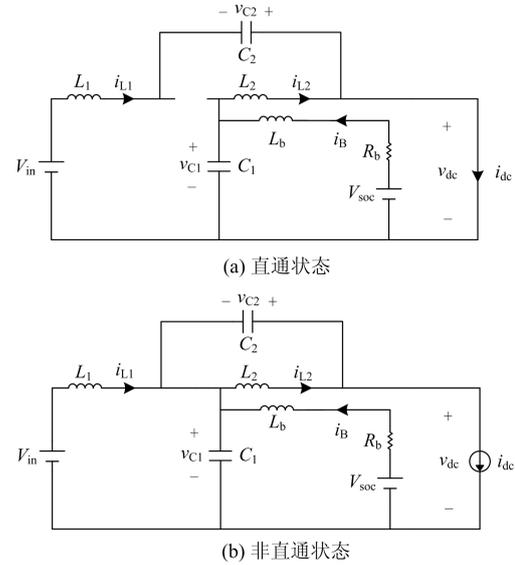


图 2 直流侧等效电路

Fig. 2 Equivalent circuits of the DC side

与传统的 qZSI 相同, ES-qZSI 也有两种工作状态: 直通状态和非直通状态^[14-15]。图 2 为单相 ES-qZSI 工作于两种状态下的等效电路。 i_{L1} 和 i_{L2} 分别表示流过电感 L_1 和 L_2 的电流, v_{C1} 和 v_{C2} 分别表示电容 C_1 和 C_2 两端的电压, i_{dc} 为逆变器的等效输出电流, i_B 为储能电池的电流。

在直通状态下, 如图 2(a)所示, 同一逆变桥的上下桥臂同时导通, 二极管反向截止, 直流链电压 v_{dc} 等于 0, 在此状态下直流侧不向交流侧传输功率。根据图 2 中所选定的参考方向, 可得状态空间方程为

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{in} + v_{C2} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{C1} \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_B - i_{L2} \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1} \\ L_b \frac{di_B}{dt} = V_{soc} - v_{C1} - R_b i_B \end{cases} \quad (4)$$

在非直通状态下,如图 2(b)所示,ES-qZSI 的工作方式与传统电压型逆变器相似,二极管正向导通,直流链电压 v_{dc} 等于 V_{dc} ,在此状态下直流侧向交流侧传输功率。此时的状态方程为

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{in} - v_{C1} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -v_{C2} \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} + i_B - i_{dc} \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L2} - i_{dc} \\ L_b \frac{di_B}{dt} = V_{soc} - v_{C1} - R_b i_B \end{cases} \quad (5)$$

因此,逆变器直流侧一个开关周期内的平均输入功率可以表示为

$$p_{dc} = (1-D)V_{dc}i_{dc} + D \cdot 0 = (1-D)V_{dc}i_{dc} \quad (6)$$

式中, D 为直通占空比,它等于一个开关周期内直通状态时间与开关周期的比值。

忽略功率损耗,根据功率平衡可得

$$p_{dc} = p_0 \quad (7)$$

根据式(3)、式(6)、式(7)可推知,逆变器的直流母线电流为

$$i_{dc} = \frac{MI_m}{2(1-D)} [\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] \quad (8)$$

由式(8)可以看出,直流母线电流由两部分组成:直流分量 I_{dc} 和二倍频分量 \tilde{i}_{dc} ,它们分别为

$$I_{dc} = \frac{MI_m}{2(1-D)} \cos\varphi \quad (9)$$

$$\tilde{i}_{dc} = -\frac{MI_m}{2(1-D)} \cos(2\omega t - \varphi) \quad (10)$$

根据式(4)和式(5)可得,单相 ES-qZSI 在一个开关周期内的状态空间平均模型为

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = (D-1)v_{C1} + Dv_{C2} + v_{in} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = Dv_{C1} + (D-1)v_{C2} \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = (1-D)i_{L1} - Di_{L2} + i_B + (D-1)i_{dc} \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -Di_{L1} + (1-D)i_{L2} + (D-1)i_{dc} \\ L_b \frac{di_B}{dt} = V_{soc} - v_{C1} - R_b i_B \end{cases} \quad (11)$$

根据式(8)和式(11)可知,状态变量 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_B 、 v_{C1} 和 v_{C2} 都是由直流分量和二倍频分量两部分组成,它们分别可以表示为

$$\begin{cases} i_{L1} = I_{L1} + \tilde{i}_{L1} \\ i_{L2} = I_{L2} + \tilde{i}_{L2} \\ i_B = I_B + \tilde{i}_B \\ v_{C1} = V_{C1} + \tilde{v}_{C1} \\ v_{C2} = V_{C2} + \tilde{v}_{C2} \end{cases} \quad (12)$$

式中:大写字母表示的变量代表直流分量;带有“~”的变量代表二倍频分量。

对于直流分量,电容电压和电感电流在一个开关周期内的平均值为 0,因此有

$$\begin{cases} (D-1)V_{C1} + DV_{C2} + V_{in} = 0 \\ DV_{C1} + (D-1)V_{C2} = 0 \\ (1-D)I_{L1} - DI_{L2} + I_B + (D-1)I_{dc} = 0 \\ -DI_{L1} + (1-D)I_{L2} + (D-1)I_{dc} = 0 \\ V_{soc} - V_{C1} - R_b I_B = 0 \end{cases} \quad (13)$$

根据式(12)可求得直流分量分别为

$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{1-D}{1-2D} V_{in} \\ V_{C2} = \frac{D}{1-2D} V_{in} \\ I_B = \frac{V_{soc} - V_{C1}}{R_b} \\ I_{L1} = \frac{(D-1)I_B + (1-D)I_{dc}}{1-2D} \\ I_{L2} = \frac{-DI_B + (1-D)I_{dc}}{1-2D} \\ V_{dc} = V_{C1} + V_{C2} \end{cases} \quad (14)$$

将式(12)和式(13)代入式(11)可得二倍频分量模型为

$$\begin{cases} L_1 \dot{\tilde{i}}_{L1} = (D-1)\tilde{v}_{C1} + D\tilde{v}_{C2} \\ L_2 \dot{\tilde{i}}_{L2} = D\tilde{v}_{C1} + (D-1)\tilde{v}_{C2} \\ C_1 \dot{\tilde{v}}_{C1} = (1-D)\tilde{i}_{L1} - D\tilde{i}_{L2} + \tilde{i}_B + (D-1)\tilde{i}_{dc} \\ C_2 \dot{\tilde{v}}_{C2} = -D\tilde{i}_{L1} + (1-D)\tilde{i}_{L2} + (D-1)\tilde{i}_{dc} \\ L_b \dot{\tilde{i}}_B = -\tilde{v}_{C1} - R_b \tilde{i}_B \end{cases} \quad (15)$$

各状态变量的二倍频分量可以分别定义为

$$\begin{cases} \tilde{i}_{L1} = \hat{i}_{L1} \sin(2\omega t - \varphi_1) \\ \tilde{i}_{L2} = \hat{i}_{L2} \sin(2\omega t - \varphi_2) \\ \tilde{i}_B = \hat{i}_B \sin(2\omega t - \varphi_3) \\ \tilde{v}_{C1} = \hat{v}_{C1} \sin(2\omega t - \varphi_4) \\ \tilde{v}_{C2} = \hat{v}_{C2} \sin(2\omega t - \varphi_5) \end{cases} \quad (16)$$

式中: 带有“^”的变量表示二倍频分量的幅值;
 $\varphi_k (k=1,2,3,4,5)$ 分别为各变量二倍频分量的初相位。

式(16)两边同时求二阶导数可得

$$\begin{cases} \ddot{\tilde{i}}_{L1} = -4\omega^2 \hat{\tilde{i}}_{L1} \sin(2\omega t - \varphi_1) = -4\omega^2 \tilde{i}_{L1} \\ \ddot{\tilde{i}}_{L2} = -4\omega^2 \hat{\tilde{i}}_{L2} \sin(2\omega t - \varphi_2) = -4\omega^2 \tilde{i}_{L2} \\ \ddot{\tilde{i}}_B = -4\omega^2 \hat{\tilde{i}}_B \sin(2\omega t - \varphi_3) = -4\omega^2 \tilde{i}_B \\ \ddot{\tilde{v}}_{C1} = -4\omega^2 \hat{\tilde{v}}_{C1} \sin(2\omega t - \varphi_4) = -4\omega^2 \tilde{v}_{C1} \\ \ddot{\tilde{v}}_{C2} = -4\omega^2 \hat{\tilde{v}}_{C2} \sin(2\omega t - \varphi_5) = -4\omega^2 \tilde{v}_{C2} \end{cases} \quad (17)$$

式(15)两边同时求一阶导数可得

$$\begin{cases} L_1 \dot{\tilde{i}}_{L1} = (D-1)\dot{\tilde{v}}_{C1} + D\dot{\tilde{v}}_{C2} \\ L_2 \dot{\tilde{i}}_{L2} = D\dot{\tilde{v}}_{C1} + (D-1)\dot{\tilde{v}}_{C2} \\ C_1 \dot{\tilde{v}}_{C1} = (1-D)\dot{\tilde{i}}_{L1} - D\dot{\tilde{i}}_{L2} + \dot{\tilde{i}}_B + (D-1)\dot{\tilde{i}}_{dc} \\ C_2 \dot{\tilde{v}}_{C2} = -D\dot{\tilde{i}}_{L1} + (1-D)\dot{\tilde{i}}_{L2} + (D-1)\dot{\tilde{i}}_{dc} \\ L_b \dot{\tilde{i}}_B = -\dot{\tilde{v}}_{C1} - R_b \dot{\tilde{i}}_B \end{cases} \quad (18)$$

为了简化计算, 令 $L_1=L_2=L$, $C_1=C_2=C$ 。将式(15)和式(17)代入式(18)可得各状态变量的二倍频分量分别为

$$\begin{cases} m_1 = -\frac{L_b(D-1)(-2D^2a_1 + 2D^2a_2 + 2Da_1 - 2Da_2 + a_4a_1^2 - a_4a_2^2 + a_2)}{R_b a_2 (a_1 + a_2)} \\ m_2 = \frac{-2D^2L_b^2a_1 + 2D^2L_b^2a_2 + 2DL_b^2a_1 - 2DL_b^2a_2 + a_4L_b^2a_1^2 - a_4L_b^2a_2^2 + L_b^2a_2 - CLR_b^2a_2}{LL_bR_b a_2} \\ m_3 = -\frac{a_1 + a_2 - a_3 - Da_1 - Da_2 + 2Da_3}{a_1 + a_2} \end{cases} \quad (21)$$

按从上到下的顺序观察式(19), 各等式仅与直流侧电流、直流侧电流一阶导数以及已求出的状态变量有关。这意味着各状态变量的二倍频分量均可由直流侧电流的二倍频分量及其导数求出, 因此可以统一表示为

$$\tilde{X} = s_i \cdot \tilde{i}_{dc} + t_i \cdot \dot{\tilde{i}}_{dc} \quad (22)$$

式中, s_i 和 $t_i (i=1,2,3,4,5)$ 仅与系统参数及工作点有关。

各状态变量二倍频分量的幅值可表示为

$$\hat{\tilde{X}} = \sqrt{s_i^2 + (2\omega t_i)^2} \cdot \hat{\tilde{i}}_{dc} \quad (23)$$

2 二倍频分量与系统参数的关系

2.1 二倍频纹波比的定义

在建立了如式(19)所示的二倍频分量模型的基础上, 可以分析二倍频分量与系统参数的关系。

为了描述二倍频分量的相对大小, 引入二倍频纹波比的概念。各状态变量的二倍频纹波比可分别定义为^[13]

$$\begin{cases} \tilde{v}_{C1} = -\frac{m_3}{m_2} \tilde{i}_{dc} - \frac{m_1}{m_2} \dot{\tilde{i}}_{dc} \\ \tilde{v}_{C2} = -\frac{a_1}{a_2} \tilde{v}_{C1} + \frac{L(D-1)}{a_2} \dot{\tilde{i}}_{dc} \\ \tilde{i}_B = -\frac{L_b a_2}{LR_b} \tilde{v}_{C1} - \frac{L_b a_1}{LR_b} \tilde{v}_{C2} + \frac{L_b(D-1)}{R_b} \dot{\tilde{i}}_{dc} \\ \tilde{i}_{L1} = -\frac{a_2(1-D) + a_1 D}{a_2^2 - a_1^2} \tilde{i}_B + \frac{a_3}{a_2 + a_1} \tilde{i}_{dc} \\ \tilde{i}_{L2} = -\frac{a_1(1-D) + a_2 D}{a_1^2 - a_2^2} \tilde{i}_B + \frac{a_3}{a_1 + a_2} \tilde{i}_{dc} \\ \tilde{v}_{dc} = \tilde{v}_{C1} + \tilde{v}_{C2} \end{cases} \quad (19)$$

式中:

$$\begin{cases} a_1 = -2D(1-D) \\ a_2 = -4\omega^2 LC + D^2 + (1-D)^2 \\ a_3 = (1-D)(1-2D) \\ a_4 = -4\omega^2 L_b C + 1 - \frac{CR_b^2}{L_b} \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} \Delta i_{L1} = \frac{2\hat{\tilde{i}}_{L1}}{I_{L1}} \\ \Delta i_{L2} = \frac{2\hat{\tilde{i}}_{L2}}{I_{L2}} \\ \Delta i_B = \frac{2\hat{\tilde{i}}_B}{I_B} \\ \Delta v_{dc} = \frac{2(\hat{\tilde{v}}_{C1} + \hat{\tilde{v}}_{C2})}{V_{dc}} \end{cases} \quad (24)$$

式中, Δi_{L1} 、 Δi_{L2} 和 Δv_{dc} 分别表示流过电感 L_1 的电流、流过电感 L_2 的电流以及直流链电压的二倍频纹波比。

2.2 二倍频分量的定量分析

为了分析二倍频分量与系统参数的关系, 给定输入电压 $V_{in}=30\text{ V}$, 调制比 $M=0.7$, 直通占空比 $M=0.2$, 储能电池等效内阻 $R_b=0.5\ \Omega$, 开路电压 $V_{soc}=40\text{ V}$, 负载 $R=5\ \Omega$ 。

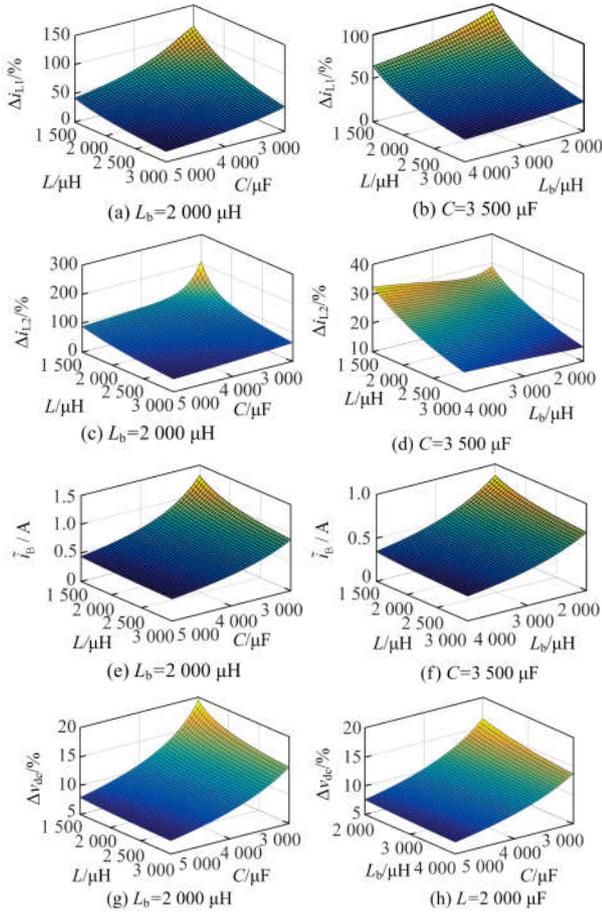


图3 二倍频分量与系统参数的关系

Fig. 3 Relationship between second harmonic components and system parameters

图3为在上述条件下,直流侧电压、电流的二倍频分量与系统参数的关系。图3(a)、图3(c)和图3(e)为当 $L_b=2\ 000\ \mu\text{H}$ 时,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 以及电池电流 i_B 的二倍频分量与系统参数 L 和 C 的关系;图3(b)、图3(d)和图3(f)为当 $C=3\ 500\ \mu\text{F}$ 时,它们与系统参数 L 和 L_b 的关系。图3(g)为当 $L_b=2\ 000\ \mu\text{H}$ 时,直流链电压 v_{dc} 的二倍频分量与系统参数 L 和 C 的关系;图3(h)为当 $L=2\ 000\ \mu\text{H}$ 时,它与系统参数 L_b 和 C 的关系。从图3(a)—图3(d)可知,电流 i_{L1} 和 i_{L2} 的二倍频分量主要与系统参数 L 和 C 有关;从图3(e)和图3(f)可知,电流 i_B 的二倍频分量主要与系统参数 C 和 L_b 有关;由图3(g)和图3(h)可知,直流链电压 v_{dc} 的二倍频分量主要与系统参数 C 和 L 有关。另外,除了电感电流 i_{L2} 的二倍频分量随着系统参数 L_b 取值的增大而增大外,其他电压和电流的二倍频分量都随着相关参数取值的增大而减小。

为了更加直观地反映各状态变量的二倍频分量与系统参数 L 、 C 和 L_b 的相关性,假定系统参数基

准为 $L=2\ 000\ \mu\text{H}$ 、 $C=3\ 500\ \mu\text{F}$ 、 $L_b=2\ 000\ \mu\text{H}$ 。分别将各参数减小10%,并计算二倍频分量的变化量。表1为改变系统参数后各状态变量二倍频分量的变化量。其中“+”表示增大,“-”表示减小。

从表1可以看出,电流 i_{L1} 和 i_{L2} 的二倍频分量与系统参数 L 和 C 的相关性较大,电流 i_B 的二倍频分量与系统参数 C 和 L_b 的相关性较大,直流链电压 v_{dc} 的二倍频分量与系统参数 C 的相关性较大,这与上文对图3的分析是一致的。

表1 二倍频分量与系统参数的相关性研究

Table 1 Correlation study between second harmonic components and system parameters

	L 、 C 不变, L_b 减小10%	L 、 L_b 不变, C 减小10%	L_b 、 C 不变, L 减小10%
$\Delta \tilde{i}_{L1}$	+4.72%	+28.03%	+17.30%
$\Delta \tilde{i}_{L2}$	-2.63%	+9.83%	+10.07%
$\Delta \tilde{i}_B$	+13.32%	+24.73%	+4.56%
$\Delta \tilde{v}_{dc}$	+2.24%	+19.27%	+2.83%

3 系统参数设计

传统阻抗网络参数设计的目标是选取合适的电容和电感来抑制电容电压和电感电流的高频纹波,但对于单相系统,还需要进行针对二倍频纹波的参数优化设计。

为了抑制高频电压和电流纹波,阻抗网络的电容、电感值应取为^[21-22]

$$\begin{cases} L = \frac{D(1-D)V_{in}}{2f_s(1-2D)r_{c1}\%I_L} \\ C = \frac{DI_L}{f_s r_v \% V_{dc}} \\ L_b = \frac{(1-D)V_{in}}{f_s(1-2D)r_{c2}\%I_B} \end{cases} \quad (25)$$

式中, $r_{c1}\%$ 、 $r_{c2}\%$ 和 $r_v\%$ 分别为电感电流、电池电流和电容电压的高频纹波比。

本文提出的参数设计方法的主要步骤如下。

(1) 根据传统的参数设计方法式(25)计算出用来抑制高频电压和电流纹波的电容值 C 、电感值 L 和 L_b 。

(2) 若 $\Delta v_{dc} \leq \Delta v_{dc}^*$,则进行下一步;否则, $C=C+C_{step}$,并返回步骤(2)。

(3) 若 $\Delta i_B \leq \Delta i_B^*$,则进行下一步;否则, $L_b=L_b+L_{step}$,并返回步骤(3)。

(4) 若 $\Delta i_{L1} \leq \Delta i_{L1}^*$,则进行下一步;否则, $L=L+L_{step}$,并返回步骤(4)。

最终, 可以获得满足设计要求的电容值和电感值。

4 仿真与实验验证

为验证本文所建立模型的准确性和所提出参数设计方法的有效性, 利用 Matlab/Simulink 进行了仿真研究, 并通过小功率实验样机进行验证, 仿真和实验参数如表 2 所示。

表 2 ES-qZSI 系统仿真和实验参数

Table 2 Parameters of ES-qZSI system in simulation and experiment

参数	数值
输入电压 V_m/V	30
交流侧频率 f_0/Hz	50
开关频率 f_s/kHz	10
调制比 M	0.7
直通占空比 D	0.23
储能电池等效内阻 R_b/Ω	0.61
储能电池开路电压 V_{soc}/V	39.2
滤波电感 L_f/mH	4
滤波电容 $C_f/\mu F$	5
交流侧负载 R/Ω	30
电感 L_1 电流二倍频纹波比的期望值 $\Delta i_{L1}^*/\%$	10
电池电流二倍频纹波比的期望值 $\Delta i_b^*/\%$	14
直流链电压二倍频纹波比的期望值 $\Delta v_{dc}^*/\%$	2

根据表(2)的仿真参数, 使用传统的系统参数设计方法时, 取 $r_{c1}\%=20\%$ 、 $r_{c2}\%=20\%$ 、 $r_v\%=5\%$, 可得阻抗网络参数为 $L_1=595 \mu H$ 、 $C_1=182 \mu F$ 、 $L_{b1}=819 \mu H$ 。在此基础上, 取 $L_{step}=50 \mu H$ 、 $C_{step}=50 \mu F$, 根据本文提出的参数设计方法可得 $L_2=1\ 745 \mu H$ 、 $C_2=3\ 632 \mu F$ 、 $L_{b2}=2\ 919 \mu H$ 。为便于器件选型, 取 $L_1=512 \mu H$ 、 $C_1=220 \mu F$ 、 $L_{b1}=1\ 000 \mu H$ 、 $L_2=2\ 000 \mu H$ 、 $C_2=4\ 000 \mu F$ 、 $L_{b2}=3\ 000 \mu H$ 。

图 4 为进行参数优化后, 电感电流、电池电流和直流链电压基于模型计算结果和基于电路仿真结果的对比。由图 4 可知, 各状态变量二倍频分量的计算和仿真结果大致相同, 仅直流分量存在一定的偏差, 这主要是元器件上的压降造成的。图 5 和图 6 分别为未进行参数优化和进行参数优化后的实验波形。

为了方便比较, 将二倍频分量的计算、仿真和实验结果总结于表 3。从表 3 中可以看出, 各变量二倍频分量的计算、仿真和实验结果基本相同, 差异很小, 这证明了本文所建立模型的准确性。

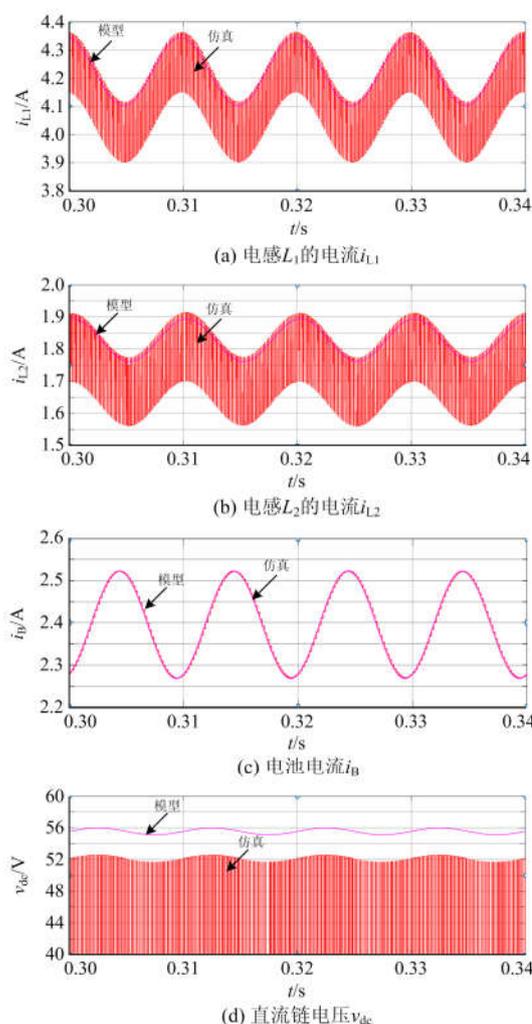
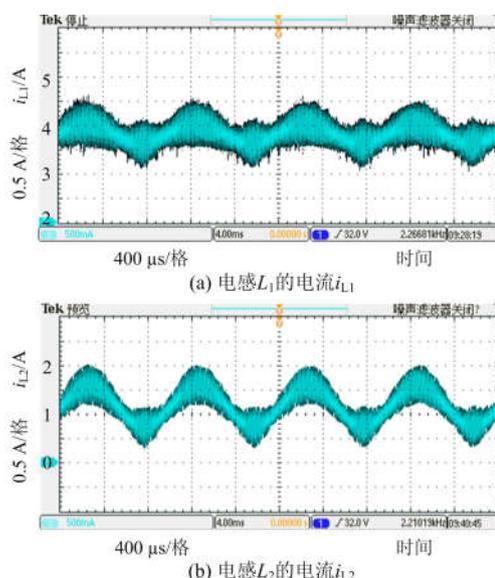


图 4 模型计算与电路仿真结果的对比

Fig. 4 Comparison between results of model-based calculation and circuit-based simulation



(b) 电感 L_2 的电流 i_{L2}

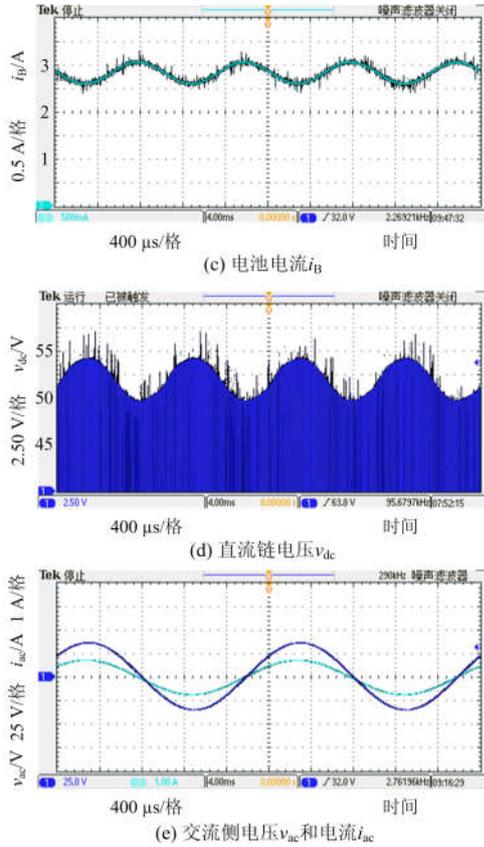


图 5 未进行参数优化时的实验波形

Fig. 5 Experimental waveforms without parameter optimization

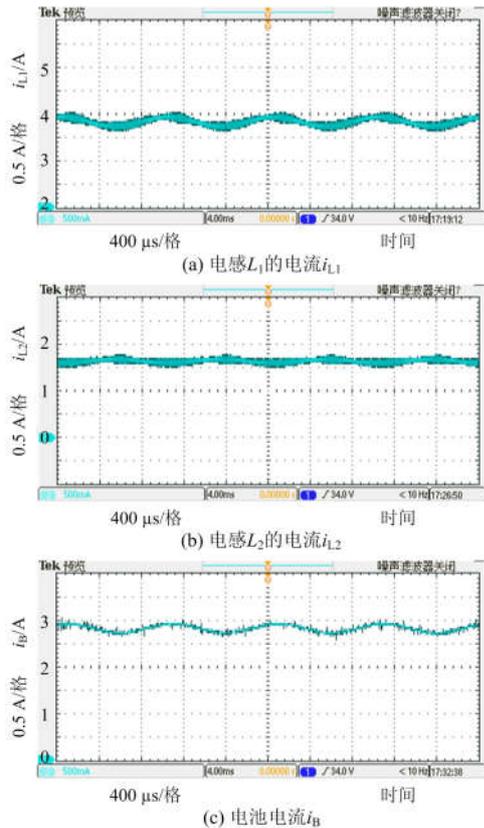


图 6 进行参数优化时的实验波形

Fig. 6 Experimental waveforms after parameter optimization

表 3 二倍频分量的计算、仿真和实验结果

Table 3 Results of second harmonic ripple component in calculation, simulation and experiment

二倍频分量幅值	模型计算	电路仿真 (优化后)	实验 (优化后)
\tilde{i}_{L1}/A	0.121 2	0.123 5	0.11
\tilde{i}_{L2}/A	0.066 6	0.07	0.08
\tilde{i}_B/A	0.127 1	0.128	0.11
\tilde{v}_{dc}/V	0.434 7	0.435	0.45

表 4 二倍频纹波比的仿真和实验结果

Table 4 Results of second harmonic ripple ratio in simulation and experiment

二倍频纹波比	电路仿真 (优化后)	实验 1 (优化后)	实验 2 (未优化)
Δi_{L1}	5.98%	5.29%	12.02%
Δi_{L2}	8.07%	10.20%	61.15%
Δi_B	10.68%	8.43%	18.39%
Δv_{dc}	1.67%	1.72%	8.79%

表 4 所示为各变量二倍频纹波比的仿真和实验结果。从表 4 中可以看出，与未进行参数优化相比，进行参数优化后的电流 i_{L1} 、 i_B 和电压 v_{dc} 的二倍频纹波比分别减小了 56.0%、54.2% 和 80.4%，且低于期望值 10%、14% 和 2%，这证明了本文所提参数设计方法的有效性。

5 结论

针对单相 ES-qZSI 系统，本文建立了详细的二

倍频模型并提出了基于该模型的系统参数设计法。首先从二倍频分量产生的源头出发,推导了直流侧电压和电流二倍频分量的表达式。接着利用三维曲面图分析了阻抗网络参数对二倍频分量的影响。最后基于所建立的模型提出了抑制二倍频纹波的参数设计方法。基于模型的计算结果、基于电路的仿真结果以及实验结果相吻合证明了所建立模型的准确性。另外,与传统方法相比,采用本文提出的系统参数设计方法时,直流侧电压和电流的二倍频纹波均大幅减小,并且满足系统参数设计时设定的指标,证明了本文所提出的参数设计方法的有效性。

参考文献

- [1] 石磊, 侯学良. 并网光伏电站发电效率快速估算实用模型[J]. 电网与清洁能源, 2018, 34(2): 161-166, 172.
SHI Lei, HOU Xueliang. A practical model for rapid estimation of generation efficiency of grid-connected PV power plants[J]. Power System and Clean Energy, 2018, 34(2): 161-166, 172.
- [2] 祝暄懿, 姚李孝. 基于相似日和小波神经网络的光伏短期功率预测[J]. 电网与清洁能源, 2019, 35(3): 75-78.
ZHU Xuanyi, YAO Lixiao. Solar power plant short-term power forecast based on similar days and WNN[J]. Power System and Clean Energy, 2019, 35(3): 75-78.
- [3] 陈炜, 艾欣, 吴涛, 等. 光伏并网发电系统对电网的影响研究综述[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(2): 26-32, 39.
CHEN Wei, AI Xin, WU Tao, et al. Influence of grid-connected photovoltaic system on power network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(2): 26-32, 39.
- [4] 武海涛, 刘永和. 大功率电流型光伏并网换流器的拓扑与控制[J]. 电网技术, 2013, 37(8): 2086-2093.
WU Haitao, LIU Yonghe. Topology and control of high-power current source converter for grid-connection of photovoltaic generation system[J]. Power System Technology, 2013, 37(8): 2086-2093.
- [5] 张芮, 李媛. 光伏并网逆变器非互补混合脉宽调制下电流过零畸变分析与抑制[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(19): 5741-5748, 5851.
ZHANG Rui, LI Yuan. Analysis and suppression of zero crossing distortion currents in photovoltaic grid connected inverters with non-complementary hybrid pulse width modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(19): 5741-5748, 5851.
- [6] SINGH S A, CARLI G, AZEEZ N A, et al. Modeling, design, control, and implementation of a modified Z-source integrated PV/Grid/EV DC charger/inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 5213-5220.
- [7] KAYIRANGA T, LI H, LIN X, et al. Abnormal operation state analysis and control of asymmetric impedance network-based quasi-Z-source PV inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11): 7642-7650.
- [8] LIU Y, GE B, ABU-RUB H, et al. An effective control method for three-phase quasi-Z-source cascaded multilevel inverter based grid-tie photovoltaic power system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6794-6802.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 游云峰, 李媛, 方番, 等. 级联多电平准Z源逆变器的无差拍并网控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(17): 48-53.
YOU Yunfeng, LI Yuan, FANG Fan, et al. Deadbeat grid-connected control strategy of quasi-Z-source cascaded multilevel inverter[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(17): 48-53.
- [12] 王震, 郭有贵, 郭宇, 等. 基于新型双电压空间矢量调制的准Z源六桥臂电压源逆变器[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(21): 45-54.
WANG Zhen, GUO Yougui, GUO Yu, et al. Quasi Z-source six-leg voltage-source inverter based on a new space vector modulation strategy[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(21): 45-54.
- [13] GE B, ABU-RUB H, PENG F, et al. An energy-stored quasi-Z-source inverter for application to photovoltaic power system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4468-4481.
- [14] LIU Y, GE B, ABU-RUB H, et al. Control system design of battery-assisted quasi-Z-source inverter for grid-tie photovoltaic power generation[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2013, 4(4): 994-1001.
- [15] FAN D, WANG Y, HU S, et al. Modeling and state-space feedback design of the battery current controller for the energy stored quasi-Z-source inverter[C] // IEEE Energy

- Conversion Congress and Exposition, Cincinnati, OH, 2017: 5159-5163.
- [16] 方番, 李媛. 储能型准 Z 源逆变器的积分滑模电流控制策略[J]. 电网技术, 2018, 42(9): 2967-2975.
FANG Fan, LI Yuan. Integrated sliding-mode current control strategy for energy-stored quasi-Z-source inverter[J]. Power System Technology, 2018, 42(9): 2967-2975.
- [17] 方番, 李媛. 储能型准 Z 源逆变器的有限集模型预测控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(7): 2133-2144.
FANG Fan, LI Yuan. An finite control set-model predictive control for energy-stored quasi-Z-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(7): 2133-2144.
- [18] SUN D, GE B, LIANG W, et al. An energy stored quasi-Z-source cascade multilevel inverter-based photovoltaic power generation system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5458-5467.
- [19] 漆万碧, 李媛, 方番, 等. 基于储能型准 Z 源逆变器的 VSG 并网控制策略的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(4): 124-133.
QI Wanbi, LI Yuan, FANG Fan, et al. Research on VSG grid-controlled strategy based on energy-stored quasi-Z-source inverter[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(4): 124-133.
- [20] 李媛, 方番, 肖先勇, 等. 基于输入/输出线性化的准 Z 源逆变器光伏并网控制策略[J]. 高电压技术, 2019, 45(7): 2167-2176.
LI Yuan, FANG Fan, XIAO Xianyong, et al. Grid-connected photovoltaic control strategy based on input-output linearization for quasi-Z-source inverter[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(7): 2167-2176.
- [21] SUN D, GE B, YAN X, et al. Modeling, impedance design, and efficiency analysis of quasi-Z-source module in cascaded multilevel photovoltaic power system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(11): 6108-6117.
- [22] 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.
- [23] GE B, ABU-RUB H, LIU Y, et al. An active filter method to eliminate DC-side low-frequency power for a single-phase quasi-Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 4838-4848.
- [24] 李佳逸, 雷勇, 李媛, 等. 单相准 Z 源逆变器二倍频纹波的抑制及应力分析[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(9): 25-33.
LI Jiayi, LEI Yong, LI Yuan, et al. Suppression of double-line frequency ripple and stress analysis of single-phase quasi Z source inverter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(9): 25-33.
- [25] LI Y, GAO W, LI J, et al. Double line frequency ripple cancelling for single-phase quasi-Z-source inverter[C] // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 18-22, 2016, Milwaukee, WI, USA: 1-6.
- [26] 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, 2016, 31(3): 2166-2173.
- [27] GE B, LIU Y, ABU-RUB H, et al. Current ripple damping control to minimize impedance network for single-phase quasi-Z source inverter system[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2016, 12(3): 1043-1054.

收稿日期: 2019-07-30; 修回日期: 2019-09-28

作者简介:

程俊(1995—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为光伏发电并网技术、电池管理系统; E-mail: 574111026@qq.com

李媛(1980—), 女, 博士, 副教授, 研究方向为可再生能源发电技术、分布式电源接入; E-mail: yli@scu.edu.cn

肖先勇(1968—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电能质量与智能电网。E-mail: xiaoxianyong@163.com

(编辑 许威)