

交直流配电网系统中准 Z 源网络的小信号模型分析与验证 *

张金鹏, 张仁和, 何玉鹏, 朱 林, 冯晓群
(国网宁夏电力有限公司, 宁夏 银川 750001)

摘 要: 配电网中 Z 源网络的引入可以灵活控制电压的输出, 实现高效率的电能变换。为了详细分析准 Z 源网络拓扑的模型特征, 利用状态空间法和小信号建模方法提出、分析并验证了一种应用于配电网中准 Z 源网络的小信号模型特征。首先, 利用状态空间法推导了准 Z 源网络的数学模型; 然后, 利用小信号模型对准 Z 源网络进行暂态分析, 并得出电感电流和电容电压传递函数。另外, 详细分析了两种传递函数的零、极点分布情况, 并得出了系统稳定性变化的特征。最后, 利用 MATLAB/Simulink 软件仿真的结果和物理样机试验验证了所提方法的有效性。

关键词: 配电网; 准 Z 源网络; 状态空间法; 小信号模型; 传递函数

中图分类号: TM721 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2022)05-0094-09

doi: 10.12177/emca.2022.010

Analysis and Verification of Small-Signal Model of Quasi-Z-Source Network in AC/DC Distribution Network System *

ZHANG Jinpeng, ZHANG Renhe, HE Yupeng, ZHU Lin, FENG Xiaoqun
(State Grid Ningxia Electric Power Co., Ltd., Yinchuan 750001, China)

Abstract: The introduction of the Z-source network in the distribution network can flexibly control the voltage and achieve high-efficiency conversion of electric energy. In order to analyze the model characteristics of the quasi-Z-source topology in detail, a small-signal model characteristic applied to the quasi-Z-source network in the distribution network by using the state-space method and the small-signal modeling method is proposed, analyzed and verified. Firstly, the state-space method is used to deduce the mathematical model of the quasi-Z-source network. Secondly, the transient analysis is carried out on the quasi-Z-source network by using the small-signal model, and the transfer functions of inductive current and capacitive voltage are obtained. In addition, the zero and pole distributions of the two transfer functions are analyzed in detail, and the characteristics of system stability are obtained. Finally, the results of the MATLAB/Simulink simulation and physical prototype experiments are presented for validating the proposed strategy.

Key words: distribution network; quasi-Z-source network; state-space method; small-signal model; transfer function

0 引 言

近些年,以国家电网为代表的能源电力企业正

不断研发满足配电网中电动汽车应用需求的 DC-AC 变换器^[1-2]。因此,电压源型逆变器(VSI)得到了广泛的应用,通过适当调节 VSI 的直流链电压即

收稿日期: 2022-03-10; 收到修改稿日期: 2022-03-29

* 基金项目: 国家电网宁夏电力公司科技项目(5229XT20003T)

作者简介: 张金鹏(1982—),男,高级工程师,主要研究方向为智能配电网。

可提高电动汽车牵引驱动系统的整体效率。众所周知, VSI 属于降压型逆变器^[3-4], 其输出电压总是小于直流链电压, 即电压增益较低。然而, 根据交流负载的要求, VSI 需要输出较高的电压以满足负载需求。因此, 部分学者引入 DC-DC 变换器^[5]来解决这一问题。然而, 这种解决方案增加了系统的投资成本, 降低了系统运行效率。

Z 源逆变器 (ZSI) 是一种新型的具有降压和升压功能的单级式电力电子功率变换器, 已被用于含有燃料电池的能量转换系统和带有整流器的电机驱动系统。与传统的电压源和电流源逆变器相比, ZSI 的唯一区别在于其含有电感和电容构成的 Z 型阻抗网络, 连接着输入电源和逆变器回路。这种独特的阻抗网络允许同一相支路内的两个开关管同时导通, 以引入直通状态, 进而提高逆变器输出电压^[6-7]。

然而, 传统的 Z 源逆变器存在升压能力有限、电感电流较大、电容应力高等缺点。基于这些不足, 研究者提出了各种准 Z 源拓扑^[8-9]。文献 [10] 在传统 Z 源拓扑的基础上提出了一种新的 Z 源拓扑, 它可以降低 Z 源网络电感的耦合度, 抑制电感电流冲击。文献 [11] 提出了一种电感升压型准 Z 源拓扑, 其升压系数较大, 可以显著提高逆变器输出电压水平, 满足现代工业的需求。文献 [12-14] 提出的几种准 Z 源拓扑可以在升压比恒定的情况下显著降低 Z 源网络的电容电压和电感启动电流, 提高系统经济性。鉴于上述文献中准 Z 源拓扑的特性, 本文以文献 [12] 中的准 Z 源网络为研究对象, 研究其模型特征, 可为该种类型的准 Z 源逆变器的控制策略提供理论参考, 以提高其性能。

目前, 较多文献中已经研究了变换器的建模方法。其中, 最常用的方法是小信号模型分析^[15-16]。小信号模型分析是研究系统受小扰动时动态响应的一种数学方法, 利用该方法可以清晰地呈现部分参数变化对系统动态性能的影响。另外, 状态空间法^[17-18]也为模型建立提供了较大的方便, 该方法根据系统拓扑建立相应的状态空间方程, 清晰地明确了各种变量之间的数学关系。基于此, 本文首先利用状态空间法建立了含有电感电流和电容电压变量的状态方程; 其次, 利用小信号模型方法推导出这两种变量的传递函数, 并分

析相应的 Bode 图和零极点分布以获得电感参数和电容参数影响系统动态性能的变化特征。最后, 利用 MATLAB/Simulink 软件仿真的结果和物理样机试验验证了本文小信号模型分析的正确性。

1 系统拓扑和工作原理

图 1 即为文献 [12] 所提出的准 Z 源逆变器拓扑结构。其中, 直流电源 U_{dc} 通过上下串联电容器 C_{s1} 、 C_{s2} 连接到准 Z 源网络, 然后再连接到传统的二极管箝位三电平逆变器电路。VD1 和 VD2 是准 Z 源网络的导通二极管, $L_1 \sim L_4$ 是准 Z 源网络电感, $C_1 \sim C_4$ 是准 Z 源网络电容。VT_{A1} ~ VT_{A4}、VT_{B1} ~ VT_{B4} 和 VT_{C1} ~ VT_{C4} 分别是 A 相、B 相和 C 相桥臂上的 IGBT 开关。VD_{A1}、VD_{A2}、VD_{B1}、VD_{B2} 和 VD_{C1}、VD_{C2} 分别是三电平逆变器的 6 个箝位二极管。

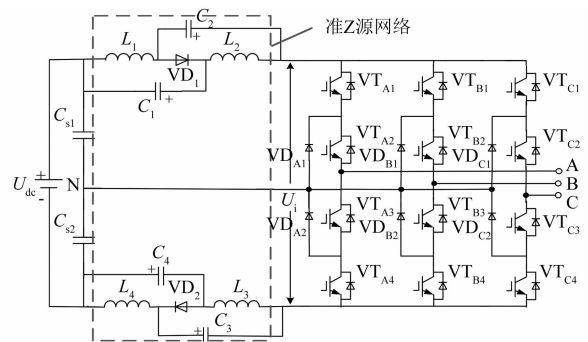


图 1 准 Z 源三电平逆变器拓扑

当直通时间等于 0 时, 图 1 所示拓扑中开关管的导通状态与传统三电平逆变器相同, 此时工作原理如图 2(a) 所示, 这种状态也被称为准 Z 源网络的非直通状态。除了非直通状态外, 准 Z 源三电平逆变器还存在上直通状态和下直通状态, 如图 2(b) 和图 2(c) 所示。以图 2(b) 为例, 此时开关管 VT_{X1}、VT_{X2} 和 VT_{X3} ($X=A, B, C$) 同时导通, 二极管 VD₁ 和 VD_{X1} 导通, VD₂ 和 VD_{X2} 断开。同样地, 图 2(c) 为下直通状态, 其工作原理是 VT_{X2}、VT_{X3} 和 VT_{X4} 同时导通, VD₂ 和 VD_{X2} 导通, VD₁ 和 VD_{X1} 断开。

根据文献 [12] 可知, 此种拓扑网络中电容电压为

$$U_c = \frac{D_0}{2(1 - 2D_0)} U_{dc} \quad (1)$$

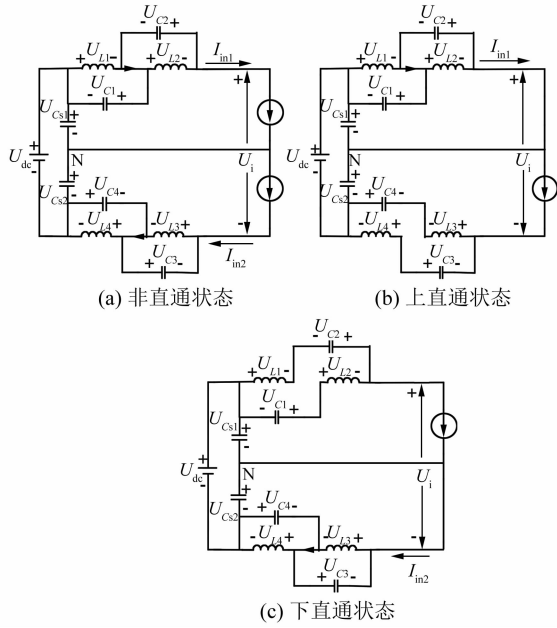


图2 准Z源网络的工作原理图

式中: U_c 为准Z源网络的电容电压; D_0 为直通占空比。

另外,准Z源网络输出直流电压为:

$$U_i = \frac{1}{1 - 2D_0} U_{dc} = BU_{dc} \quad (2)$$

式中: U_i 为准Z源网络升压侧电压; B 为升压比。

2 状态空间法

令通过电感 L_1 和 L_2 的电流为 I_{L1} 和 I_{L2} , 通过电感 L_3 和 L_4 的电流为 I_{L3} 和 I_{L4} , U_{C1} 、 U_{C2} 、 U_{C3} 和 U_{C4} 分别是电容 C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_4 的电压。中性线上方的负载电流为 I_{in1} , 下方的负载电流为 I_{in2} 。同时, 假设逆变器桥臂和负载可由两个等效电流源代替。根据网络的对称性, 准Z源拓扑中存在以下数学关系假设:

$$\begin{cases} L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L \\ C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C \\ U_{L1} = U_{L2} = U_{L3} = U_{L4} = U_L \\ U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_c \\ I_{in1} = I_{in2} = I_{in} \end{cases} \quad (3)$$

根据电路理论, 图2(a)中非直通状态时有以下状态方程:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dU_{C2}}{dt} \\ \frac{dI_{L3}}{dt} \\ \frac{dU_{C3}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L2} \\ U_{C2} \\ I_{L3} \\ U_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{I_{in1}}{C} \\ 0 \\ -\frac{I_{in2}}{C} \end{bmatrix} \quad (4)$$

同理, 图2(b)和图2(c)中的上直通状态和下直通状态有以下状态方程:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dU_{C2}}{dt} \\ \frac{dI_{L3}}{dt} \\ \frac{dU_{C3}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L2} \\ U_{C2} \\ I_{L3} \\ U_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{I_{in1}}{C} \\ \frac{U_{dc}}{2L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dU_{C2}}{dt} \\ \frac{dI_{L3}}{dt} \\ \frac{dU_{C3}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L2} \\ U_{C2} \\ I_{L3} \\ U_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_{dc}}{2L} \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{I_{in2}}{C} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式(4)~式(6)所示状态方程是时变的。为了得到新拓扑在一个开关周期内的状态方程, 需对上述方程进行分段平均化处理。处理后可到新拓扑在一个周期内的状态平均方程:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dU_{C2}}{dt} \\ \frac{dI_{L3}}{dt} \\ \frac{dU_{C3}}{dt} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & \frac{2D_0-1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1-2D_0}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2D_0-1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1-2D_0}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L2} \\ U_{C2} \\ I_{L3} \\ U_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_0 U_{dc}}{2L} \\ -\frac{(1-D_0)}{C} I_{in} \\ \frac{D_0 U_{dc}}{2L} \\ -\frac{1-D_0}{C} I_{in} \end{bmatrix} \quad (7)$$

此时,令状态变量 $\mathbf{x} = [I_L \ U_c]^T$, 输入变量 $\mathbf{u} = [U_{dc} \ I_{in}]^T$, 式(7)可化简为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2D_0-1}{L} \\ \frac{1-2D_0}{C} & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{D_0}{2L} & 0 \\ 0 & -\frac{1-D_0}{C} \end{bmatrix}。$

另外,假设存在以下状态空间关系:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{I_{in1}}{C} \\ 0 \\ -\frac{I_{in2}}{C} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{I_{in1}}{C} \\ \frac{U_{dc}}{2L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} \frac{U_{dc}}{2L} \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{I_{in2}}{C} \end{bmatrix} \quad (11)$$

结合式(8)~式(11)可得:

$$\begin{cases} \mathbf{A} = (1-2D_0)\mathbf{A}_1 + D_0\mathbf{A}_2 + D_0\mathbf{A}_3 \\ \mathbf{B} = (1-2D_0)\mathbf{B}_1 + D_0\mathbf{B}_2 + D_0\mathbf{B}_3 \end{cases} \quad (12)$$

3 小信号模型分析方法

迄今已经提出了多种功率转换器的建模方法,其中以小信号模型方法最为普遍。因此,本节将利用小信号模型方法研究参数阶跃变化的开环系统的暂态特性,并通过加入扰动变量,建立状态扰动方程来研究目标对象。

假设扰动变量为 $\mathbf{x}^* = [I_L^* \ U_c^*]$, $\mathbf{u}^* = [U_{dc}^* \ I_{in}^*]$, D_0^* ; 实际变量为 $\mathbf{x}_e = \mathbf{x} + \mathbf{x}^*$, $\mathbf{u}_e = \mathbf{u} + \mathbf{u}^*$, $D = D_0 + D_0^*$ 。

依据以上的分析,可得含有实际变量的状态方程为

$$\dot{\mathbf{x}}_e = \mathbf{A}^* \mathbf{x} + \mathbf{B}^* \mathbf{u} \quad (13)$$

式中:

$$\begin{cases} \mathbf{A}^* = (D_0 + D_0^*)\mathbf{A}_2 + (D_0 + D_0^*)\mathbf{A}_3 \\ \mathbf{B}^* = (D_0 + D_0^*)\mathbf{B}_2 + (D_0 + D_0^*)\mathbf{B}_3 \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)代入式(8)可得:

$$\dot{\mathbf{x}}^* = \mathbf{A}\mathbf{x}^* + \mathbf{B}\mathbf{u}^* + [(\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_3 - 2\mathbf{A}_1)\mathbf{x} + (\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_3 - 2\mathbf{B}_1)\mathbf{u}]D_0^* \quad (15)$$

对式(15)两边同做拉式变换,可得:

$$\mathbf{x}^*(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}\mathbf{u}^*(s) + [(\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_3 - 2\mathbf{A}_1)\mathbf{x} + (\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_3 - 2\mathbf{B}_1)\mathbf{u}]D_0^*(s) \quad (16)$$

式中: $(\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_3 - 2\mathbf{A}_1)\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \frac{2U_c}{L} \\ -\frac{2I_L}{C} \end{bmatrix}, (\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_3 -$

$$2B_1)u = \begin{bmatrix} -\frac{U_{dc}}{2L} \\ \frac{I_{in}}{C} \end{bmatrix}, \quad (sI - A)^{-1} = \frac{1}{s^2 + \frac{(1-2D_0)^2}{LC}} \begin{bmatrix} s & \frac{2D_0-1}{L} \\ \frac{1-2D_0}{C} & s \end{bmatrix}。$$

进而展开式(16),可得如下关于实际变量电感电流 I_L 和电容电压 U_C 的状态方程:

$$\begin{bmatrix} I_L^*(s) \\ U_C^*(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 + \frac{(1-2D_0)^2}{LC}} \begin{bmatrix} s & \frac{2D_0-1}{L} \\ \frac{1-2D_0}{C} & s \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} \frac{D_0}{2L} & 0 \\ 0 & \frac{D_0-1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{dc}^*(s) \\ I_{in}^*(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4U_C + U_{dc}}{2L} \\ \frac{I_{in} - 2I_L}{C} \end{bmatrix} D_0^*(s) \right\} \quad (17)$$

假定理想状态下直流电源和 Z 源网络传输流的变化量为 0,即 $U_{dc}^*(s) = 0, I_{in}^*(s) = 0$,可得出电感电流 $I_L^*(s)$ 对直通占空比 $D_0^*(s)$ 的拉式变换传递函数:

$$G_L(s) = \frac{I_L^*(s)}{D_0^*(s)} = \frac{\frac{4U_C + U_{dc}}{2}Cs + (I_{in} - 2I_L)(2D_0 - 1)}{LCs^2 + (1 - 2D_0)^2} \quad (18)$$

相似地,可得出电容电压 $U_C^*(s)$ 对直通占空比 $D_0^*(s)$ 的拉式变换传递函数:

$$G_C(s) = \frac{U_C^*(s)}{D_0^*(s)} = \frac{L(I_{in} - 2I_L)s + \frac{(4U_C + U_{dc})(1 - 2D_0)}{2}}{LCs^2 + (1 - 2D_0)^2} \quad (19)$$

由式(18)和式(19)可知,两种传递函数的方程中存在 U_C, U_{dc}, D_0, I_{in} 以及 I_L 5 种变量。其中, U_C, U_{dc} 以及 D_0 满足式(1)所示的关系,且通常情况下 U_{dc} 和 D_0 是提前设定的。因此,研究式(18)和式(19)所示的传递函数需要探究 I_{in} 和 I_L 两个变量之间的关系。

稳态工作点处存在 $A^*x + B^*u = 0$,进而可到以下电感电流的方程:

$$I_L = \frac{1 - D_0}{1 - 2D_0} I_{in} \quad (20)$$

为了详细探究上述两种传递函数零极点的变化情况,以下将通过改变 L, C 以及 D_0 等参数的大小探究不同参数设定下两种传递函数的动态特性。部分参数设置如表 1 所示。

表 1 参数设定

参数	数值
U_{dc}/V	400
$C/\mu F$	2 200
L/mH	5
I/A	10
D_0	0.3

图 3 为准 Z 源网络参数变化时式(18)所示的电感电流传递函数零极点变化情况。其中,图 3(a)为电容参数由 1 000 μF 增加至 4 000 μF 的零极点变化。由图 3(a)可知,随着电容参数的增加,传递函数的极点逐渐向实轴移动,表明大的电容参数将会使得电感电流的稳定性减弱;同理,电容参数增加时,传递函数的零点逐渐向虚轴移动,这一现象进一步验证了上述分析的正确性。然而,尽管电容参数变化带来了这种稳定性减弱的情况,但所有的零极点都位于左半平面内,系统总体来说处于稳定的状态。图 3(b)是电感参数变化时零极点的分布情况。由图 3(b)可知,随着电感参数的增加,传递函数的极点逐渐向实轴移动,

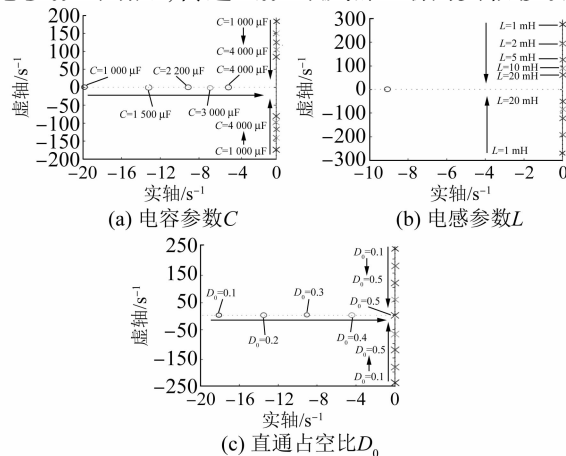


图 3 准 Z 源网络参数变化时式(18)传递函数零极点变化情况

表明大的电感参数将使得电感电流的稳定性减弱。此时,传递函数的极点位置保持不变,始终位于左半平面内,表明系统总体来说是保持稳定的。图 3(c) 展现了直通占空比发生变化时传递函数的零极点分布情况。由图 3(c) 可知,随着占空比的增加,传递函数的极点逐渐向实轴移动,表明大的占空比将同样使得电感电流的稳定性减弱。此时,传递函数的零点逐渐向虚轴移动,这验证了上述分析的系统稳定减弱这一结论。

图 4 是准 Z 源网络参数变化时式 (19) 所示传递函数的零极点分布情况。其中,图 4(a) 是电容参数由 $1\,000\ \mu\text{F}$ 增加至 $4\,000\ \mu\text{F}$ 时,传递函数的零极点的动态变化情况。由图 4(a) 可知,随着电容参数的增加,传递函数的极点逐渐向实轴移动,表明较大的电容参数将使得电容电压的稳定性减弱。此时,传递函数的零点始终保持在右半平面。图 4(b) 是电感参数变化时,传递函数的零极点分布情况。由图 4(b) 可知,随着电感参数的增加,传递函数的极点逐渐向实轴移动,表明大的电感参数将减弱电容电压的稳定性。此时,传递函数的零点逐渐向虚轴移动,这也充分证明了上述分析的正确性。图 4(c) 展现了直通占空比由 0.1 增加至 0.5 时,传递函数零极点的分布情况。由图 4(c) 可知,随着占空比的增加,传递函数的变化情况与图 4(b) 相同,表明较大的占空比也会使得电容电压不稳定。

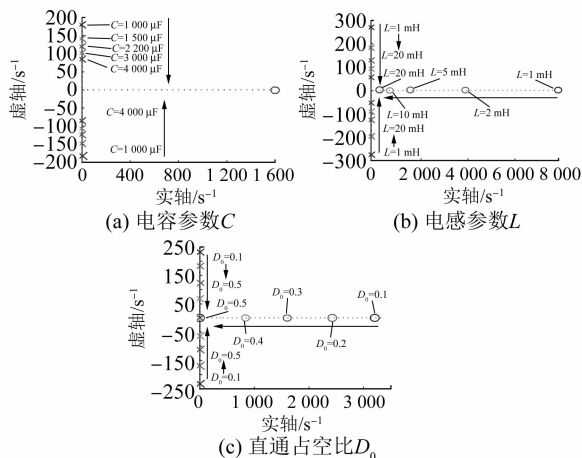


图 4 准 Z 源网络参数变化时式 (19) 传递函数零极点变化情况

上述分析讨论了准 Z 源网络参数对电感电流和电容电压稳定性的影响,下面将重点分析准 Z

源网络参数对电感电流和电容电压响应速度的影响。

图 5 给出了电容参数、电感参数以及直通占空比变化时电感电流传递函数的 Bode 图分布情况。由图 5 可知,随着电容、电感以及占空比的增加,电感电流传递函数的幅值逐渐增加,且参数值越大,其幅值尖峰增益越大,表明较大的电容、电感和占空比将使得电感电流的稳定性减弱,这与前述分析基本一致。同时,随着参数的增加,传递函数 Bode 图在高频处的变化趋势逐渐平缓,表明系统的响应速度降低。

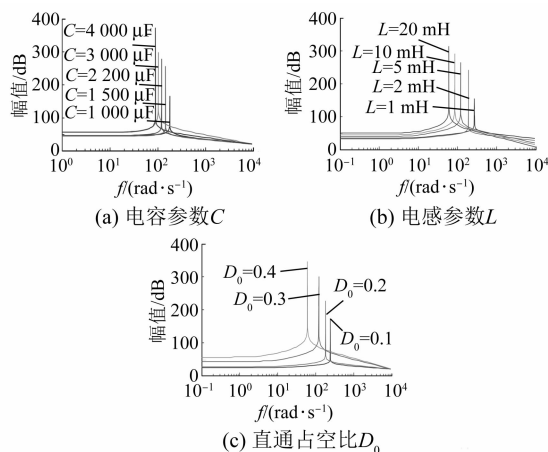


图 5 准 Z 源网络参数变化时式 (18) 传递函数的 Bode 图

同理,图 6 给出了电容、电感以及占空比变化时电容电压传递函数的 Bode 图分布情况。由图 6 可知,电容参数、电感参数以及占空比增大时,传递函数的幅值增益曲线逐渐向左移动,表明系统的响应速度降低,即较大的电容参数、电感参数以及占空比会降低电容电压的响应速度。

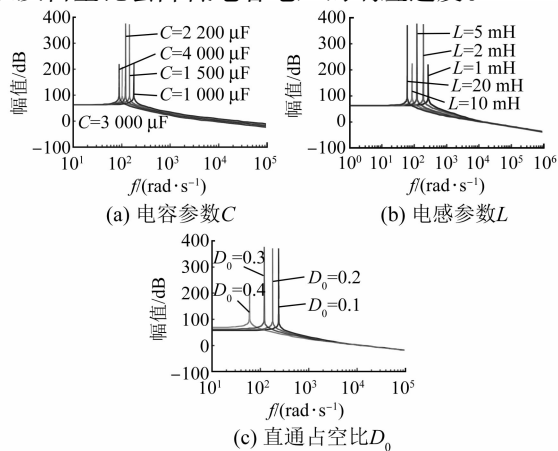


图 6 准 Z 源网络参数变化时式 (19) 传递函数的 Bode 图

4 仿真和实验

4.1 仿真验证

为了验证上述理论分析的正确性,在 MATLAB/Simulink 软件中搭建了图 1 所示的准 Z 源拓扑,部分仿真参数如表 1 所示。另外,开关频率 f_s 设定为 2.5 kHz;直通占空比 D_0 设定为 0.3,则由式(2)可得出升压因子 $B=2.5$;调制比 $M=0.8$,三相负载电阻为 $50\ \Omega$ 。以下将从电容参数、电感参数以及直通占空比发生变化时电感电流波形和电容电压波形两方面重点分析验证。

图 7 是电容、电感参数以及占空比变化时的电感电流波形。其中,图 7(a)是电容参数由 $1\ 000\ \mu\text{F}$ 增加至 $4\ 000\ \mu\text{F}$ 时的电感电流波形。由图 7(a)可知,随着电容参数的增加,电感电流趋于稳定的时间延长,这也验证了上述理论分析得出的较大的电感参数会降低系统响应速度的结论。图 7(b)是电感参数由 $1\ \text{mH}$ 增加至 $20\ \text{mH}$ 时的电感电流波形。由图 7(b)可知,随着电感参数的增加,电感电流趋于稳定的时间延长,这同样验证了上述结论,并与理论分析基本一致。图 7(c)是占空比 D_0 由 0.1 增加至 0.4 时的电感电流波形。由图 7(c)可知,较大的占空比同样使得电感电流趋于稳定的时间延长,这与图 3(c)和图 5(c)的分析基本一致。

图 8 是电容、电感参数以及占空比发生变化时电容电压波形。其中,图 8(a)是电容参数发生变化时的电容电压波形。仿真中设定 D_0 为 0.3,则由式(2)可以推出电容电压为 $150\ \text{V}$ 。由图 8(a)可知,随着电容参数的增加,其稳定时电容电压的数值都接近 $150\ \text{V}$,但是较大的电容参数使得系统稳定的时间延长。例如,电容参数为 $1\ 000\ \mu\text{F}$ 时,电容电压约在 $0.1\ \text{s}$ 趋于稳定;但是,电容参数为 $4\ 000\ \mu\text{F}$ 时,电容电压约在 $0.22\ \text{s}$ 趋于稳定。图 8(b)为电感参数发生变化时的电容电压波形。由图 8(b)可知,较大的电感参数也会使得电容电压趋于稳定的时间延长,这与上述理论分析基本一致。图 8(c)是占空比 D_0 由 0.1 增加至 0.4 时的电容电压波形。由式(2)可知, D_0 由 0.1 增加至 0.4 时,电容电压依次为 $25\ \text{V}$ 、 $66.67\ \text{V}$ 、 $150\ \text{V}$ 和 $400\ \text{V}$ 。由图 8(c)可知,电容电压稳态时的数值基本与上述理论值一致。但是,

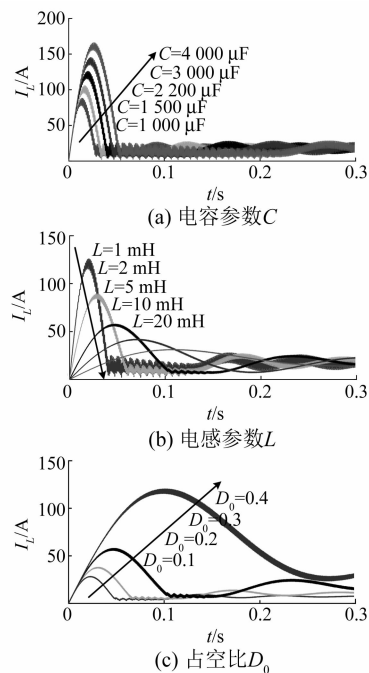


图 7 电容、电感参数以及占空比变化时准 Z 源网络电感电流波形

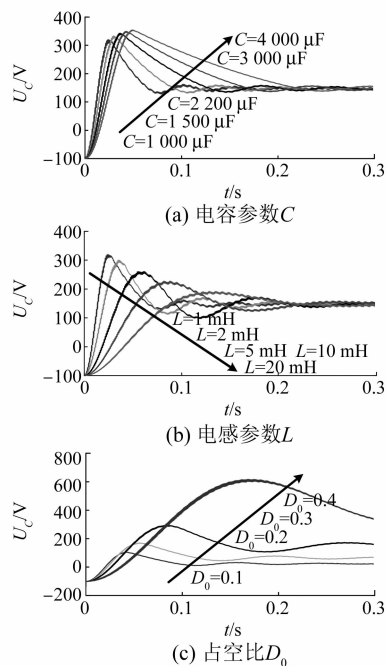


图 8 电容、电感参数以及占空比变化时准 Z 源网络的电容电压波形

较大的占空比延长了电容电压趋于稳定的时间,即响应速度较低,这与图 4(c)和图 6(c)的分析也基本一致。

4.2 物理样机试验

为了验证上述理论和仿真分析的正确性,本文与相关逆变器公司合作搭建了准 Z 源逆变器硬件试验平台。试验中,微电源用直流稳压电源代替,设定直流电压 $U_{dc} = 400$ V。实际中无法较好地修改电容参数和电感参数,因此本文仅通过改变直通占空比 D_0 的数值来研究准 Z 源网络的动态特性。另外,该实验平台的控制信号由 TMS320F28335 型的 DSP 控制器产生,三相逆变器的开关器件选用英飞凌 IKW40N120H3,开关频率为 2.5 kHz。

图 9 为试验中将直通占空比 D_0 由 0.3 降低至 0.1 时的电感电流和电容电压波形。其中,图 9(a) 为电感电流波形,图 9(b) 为电容电压波形。由式(2)可知,占空比为 0.3 和 0.1 时,所对应的电容电压分别为 150 V 和 25 V。由图 9(b) 可知,电容电压数值基本与上述理论值一致。同时,无论是电感电流还是电容电压,占空比 D_0 由 0.3 降低至 0.1 时,其动态变化过程较快,即验证了上述仿真和理论分析的结论:较低的占空比可以提高系统响应速度。

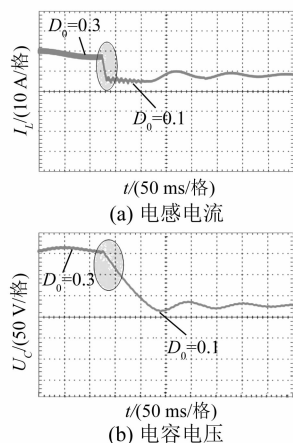


图 9 占空比 D_0 由 0.3 降低至 0.1 时的电感电流和电容电压

图 10 是试验中将直通占空比 D_0 由 0.1 增加至 0.3 时的电感电流和电容电压波形。其中,图 10(a) 为电感电流波形,图 10(b) 为电容电压波形。由图 10(b) 中的电容电压波形可知,其试验值与理论值基本一致。但是比较图 9 和图 10 可知,直通占空比 D_0 由 0.1 增加至 0.3 时,电感电流和电容电压的动态变化过程的时间明显比 D_0

由 0.3 降低至 0.1 对应的过程长,即响应速度较慢。这一现象同样证明了上述仿真和理论分析的结论:较大的占空比会延长电感电流和电容电压动态变化的时间。

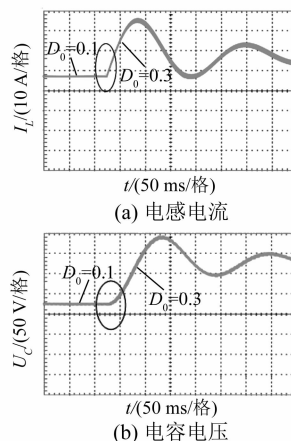


图 10 占空比 D_0 由 0.1 增加至 0.3 时的电感电流和电容电压

5 结 语

本文着重分析了一种应用于配电网中准 Z 源三电平逆变器的暂态特性。利用状态空间法和小信号模型方法推导出准 Z 源网络的电感电流传递函数和电容电压传递函数。通过理论分析和相关仿真、试验,得出以下结论:(1) 配电网中准 Z 源网络采用较大的电感参数和电容参数会降低系统的稳定性和动态响应速度。(2) 配电网中准 Z 源网络采用较大的占空比会降低系统的稳定性,延缓系统的动态变化过程。

本文得出的结论可为应用于配电网中该种类型的准 Z 源逆变器的参数设计提供一定的思考。

【参考文献】

- [1] 金正军,宋书轩,方响,等. 基于 PI 调节器及 V2G 模块开发的双向能源充放电控制系统设计[J]. 电机与控制应用,2021,48(7): 100.
- [2] 张玮麟,梁继业. 一种新型高效电动汽车双向 DC-DC 变换器[J]. 电机与控制应用,2020,47(11): 109.
- [3] 陈亚爱,刘劲东,周京华,等. 新能源并网逆变器的低电压穿越技术[J]. 电机与控制应用,2014,41(8): 51.

- [4] ISMAIL N F N, RAHIM N A, RAIHAN S R S, et al. Parallel inductor multilevel current source inverter with energy-recovery scheme for inductor currents balancing[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(11): 2298.
- [5] NAJMI E S, AJAMI A. Modular symmetric and asymmetric reduced count switch multilevel current source inverter[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(1): 51.
- [6] 程启明,徐聪,程尹曼,等. 基于 DZSI 光伏发电系统的 SVPWM 策略研究[J]. 高电压技术, 2017, 43(1): 122.
- [7] 李涛,程启明,程尹曼,等. 基于 E-L 模型的 Z 源 T 型逆变器无源控制策略研究[J]. 电网技术, 2018, 42(7): 2303.
- [8] 程启明,张强,程尹曼,等. 基于 PCHD 模型的光伏 Z 源并网逆变器无源控制[J]. 高电压技术, 2016, 42(9): 2723.
- [9] 徐聪,程启明,李明,等. Z 源逆变器及其多种改进拓扑结构的比较[J]. 电网技术, 2014, 38(10): 2926.
- [10] BANAEI M R, OSKOEI A B, DEHGHANZADEH A. Extended switching algorithms based space vector control for five-level quasi-Z-source inverter with coupled inductors[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(6): 1509.
- [11] WANG X, ZHANG J. Neutral-point potential balancing method for switched-inductor Z-source three-level inverter [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2017, 12(3): 1203.
- [12] YU D, CHENG Q, GAO J. Three-level neutral-point-clamped quasi-Z-source inverter with reduced Z-source capacitor voltage [J]. Electronics Letters, 2017, 53(3): 185.
- [13] BAYHAN S, KAKOSIMOS P, ABU-RUB H. Model predictive control of five-level H-bridge neutral-point-clamped qZS inverter [C] // IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2016.
- [14] BAYHAN S, TRABELSI M, ELLABBAN O. A five-level neutral-point-clamped/H-bridge quasi-impedance source inverter for grid connected PV system[C]//IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2016.
- [15] 朱作滨,黄绍平. 基于自适应转动惯量 VSG 的微电网稳定控制[J]. 电气工程学报, 2020, 15(1): 41.
- [16] 丁奇,杨海涛,刘聪. 平均电流控制型移相全桥 DC/DC 变换器设计方法的研究[J]. 电气工程学报, 2018, 13(9): 32.
- [17] 沈金乙. 基于状态空间法的高压直流输电系统解析模型的深化研究[D]. 北京: 华北电力大学(北京), 2021.
- [18] 王归新,康勇,陈坚. 基于状态空间平均法的单相逆变器控制建模[J]. 电力电子技术, 2004(5): 9.

(上接第 93 页)

- [15] 马文嘉,王丰华,党晓婧. 基于稀疏自适应 S 变换的变压器短路冲击绕组状态声信号检测[J]. 电网技术, 2021, 45(9): 3755.
- [16] 师愉航,汲胜昌,张凡,等. 变压器绕组多倍频振动机理及特性[J]. 高电压技术, 2021, 47(7): 2536.
- [17] 吴书煜,汲胜昌,孙建涛,等. 在运换流变压器振动监测及其变化规律[J/OL]. 高电压技术, DOI:10.13336/j. 1003-6520. hve. 20201674.
- [18] JAIN R, GANESAN R A. Reliable sleep staging of unseen subjects with fusion of multiple EEG features and RUSBoost[J]. Biomedical Signal Processing and Control, 2021, 70: 103061.