Vol.34 No.7 Jul. 2014

编者按语:

通过使用电力电子器件对电能进行变换和控制,电力电子技术已广泛应用于工业生产、交通运输、通信、家用电器等各领域,受到了国内外学术界和工程界的广泛关注。电力系统是电力电子技术应用的重要领域,高频化、集成化、模块化和智能化的发展,使得电力电子技术在实现电网安全稳定运行、促进可再生能源有效利用、加强供电可靠性和提高电能质量等方面发挥着越来越重要的作用,并成为建设智能电网的关键技术之一。电力电子技术的应用已涉及电力系统中发电、输电、配电等各个环节,本次电力电子技术应用专题即结合上述方面,在能量转换技术、交直流输电技术、用户电力技术等热点问题上进行深入研究和探讨。欢迎就电力电子技术研究及应用成果投稿本刊,参与研讨、交流。

直通物理分离型 Z 源逆变器并网

张华强,齐彩娟,姚 统

(哈尔滨工业大学 电气工程系,黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:提出一种直通物理分离型 Z 源逆变器,通过在传统阻抗网络拓扑结构上引入1个二极管、1个电容和1 个全控型器件,有效降低了启动冲击电流和 Z 源网络电容电压应力,实现了升压因子和调制因子的解耦控制, 提高了 Z 源网络的升压能力。基于直通物理分离型 Z 源逆变器数学模型,研究了以并网电流控制为内环、直 流母线电压控制为外环的双闭环 PI 控制方案。在理论分析的基础上,对直通物理分离型 Z 源逆变器并网进 行仿真及实验研究,结果表明:系统启动电流冲击小,并网功率因数高,鲁棒性强,动态性能稳定,验证了拓扑 结构的正确性和控制策略的优越性。

关键词: Z 源逆变器; 并网; 解耦控制; 电压控制; 直通零矢量; 仿真 中图分类号: TM 464 _______ 文献标识码: A ______ DOI: 1

0 引言

2002年,彭方正教授首次提出 Z 源逆变器的概念^[1],该拓扑克服了传统逆变器的不足,为功率变换 技术提供了一种新的变换理论。但现有的 Z 源逆变 器仍存在以下缺陷:阻抗网络电容电压应力较大,电 容电压高于直流侧输入电压,导致电容体积增大,成 本增高;存在严重的启动电流冲击问题,易造成逆变 器的损坏;升压因子和调制因子相互耦合,当输出电 压要求较高时,只能通过减小调制因子来增大直通 占空比,但这会增大功率器件的电压应力及直通器件 的电流应力。

为进一步改进和完善这种功率变换拓扑结构, 国内外学者从不同方面对 Z 源逆变器进行研究:解 决 Z 源启动电流冲击大、电容电压应力大的问题^[2-4]; Z 源逆变器的并网控制问题^[5-8];Z 源逆变器空间矢量 PWM 调制策略及应用^[9-11];提高升压因子方法^[12]等。 文献[13-14]提出中点箝位的三电平 Z 源逆变器,使 DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.07.001

Z源逆变器可以应用到高压、大功率场合。文献[15] 针对传统Z源逆变器存在的缺陷,提出准Z源逆变 器结构。文献[12]和文献[16]通过对Z源网络进行 扩展或级联,提高升压能力,但导致了器件增多、体 积变大、成本增加的问题。文献[17]从控制策略入 手,提出了一种改进型的最大恒定升压调制策略,使 传统零矢量作用时间得到充分利用,在升压比不变 的情况下,降低了开关频率。

尽管诸多改进方案在一定程度上提高了 Z 源逆 变器的性能,但仍存在一些实质性问题。如 Z 源逆 变器理论上可以实现无限升压,但由于升压因子与调 制因子的相互牵制和耦合,提高升压比的方案就要 折中,而实际低压输入场合需要 Z 源逆变器有较高 的升压能力。针对此类问题,本文提出一种直通物 理分离型 Z 源逆变器 IST-ZSI(Isolated Shoot-Through Z-Source Inverter),与传统 Z 源拓扑结构相比,它具 有以下优点:将直通零矢量占空比的控制从物理结 构上分离出来,以便实现更高的升压能力,同时避免 启动电流冲击大和 Z 源网络电容电压应力大的问 题;解决了升压因子和调制因子独立解耦控制的问 题,实现了直通占空比的灵活控制而不受 SPWM 或 SVPWM 算法中零矢量的限制。

本文在 Z 源逆变器及其拓扑族的基础上,对 IST-ZSI 进行了理论研究和实验分析,并将其应用到三相 闭环并网系统中,仿真和实验结果验证了该拓扑结



收稿日期:2013-12-02;修回日期:2014-05-26

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51377168);科技部创 新基金资助项目(11C26223702363);山东省科技发展计划基 金资助项目(2011GGH20411)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51377168), the Innovation Fund of State Commission of the Science and Technology of China(11C26223702363) and Science & Technology Development Foundation of Shandong Province(2011GGH20411)

构的优越性和控制算法的正确性。

1 IST-ZSI

0

1.1 电路拓扑结构

IST-ZSI的设计思想为:将直通占空比从物理结构上分离出来,前面接入直流电源与Z源阻抗网络,后面连接逆变器,从而得到一种新型拓扑。IST-ZSI的电路拓扑如图1所示。





IST-ZSI 拓扑结构是在传统 Z 源逆变器中加入 一个全控器件 IGBT,用来单独控制 Z 源逆变器的直 通占空比,称这个 IGBT 为 IST-IGBT。同时在直流母 线上跨接了一个超级大电容 C_u,用于平缓加入直通占 空比后母线电压的波动,并具备提供瞬间大电流的能 力。为了避免直通时超级电容通过 IST-IGBT 放电,需 在 IST-IGBT 与超级电容之间加入一个二极管 V_{D_S}, 这个二极管主要起到分隔 IST-IGBT 和超级电容的 作用。该拓扑结构将升压因子和调制因子解耦,其 直通占空比在物理上相互独立。

1.2 工作原理

与传统 Z 源逆变器一样,IST-ZSI 一共有 9 个开 关状态,其中包括 6 个有效矢量、2 个传统零矢量和 1 个直通零矢量,其中,直通零矢量的插入是通过 IST-IGBT 的导通来实现的。

当 IST-IGBT 导通时,输入直流电源 U_{de} 与 Z 源 网络共地。同时,IST-IGBT 给直流电源和 Z 源阻抗 网络的 2 个电感(L_1 和 L_2)提供闭合回路,直流电源 给 2 个电感充电,储存电能的电感可以当作等效直 流源;当 IST-IGBT 断开时, U_{de} 和电感等效直流源同 时向负载供电,其输出电压理论上等于 U_{de} 和电感等 效直流源电压之和,从而实现升压功能。

下面对 IST-IGBT 在一个开关周期中的导通和 关断状态进行分析。 假设 Z 源网络对称,电容 C_1 和 C_2 具有相同的电容量 C,电感 L_1 和 L_2 具有相同的电感量 L,根据对称电路得:

$$U_{c1} = U_{c2} = U_c, \quad U_{L1} = U_{L2} = U_L \tag{1}$$

当 IST-IGBT 导通时,逆变电路被短路,相当于 工作在直通状态;当 IST-IGBT 关断时,逆变电路相 当于工作在非直通状态。2 种工作状态的等效电路 分别如图 2(a)、(b)所示。



(b) IST-ZSI 非直通状态等效电路

图 2 IST-ZSI 等效电路 Fig.2 Equivalent circuits of IST-ZSI

由图 2(a)可知,当电路处于直通状态时,Z 源网 络电感充电,电容放电,此时满足:

$$U_L = U_{dc} + U_C, \quad U_o = 0 \tag{2}$$

由图 2(b)可知,当电路处于非直通状态时,Z 源 网络电感放电,电容充电,二极管 V_{D0} 正向导通,根 据回路电压、电流关系得到:

$$U_L = -U_C \tag{3}$$

直流母线电压,即加在 Cu上的输出电压为:

$$U_{Cu} = U_{o} = U_{dc} + U_{C} - U_{L} = U_{dc} + 2U_{C}$$
(4)

假设逆变桥的直通时间为 T_0 ,非直通时间为 T_1 , 逆变桥开关周期为 $T=T_0+T_1$ 。当电路达到稳态时,根 据一个开关周期内电感的平均电压为零,有:

 $(U_{dc}+U_C)T_0+(-U_C)(T-T_0)=0$

整理得:

$$U_{c} = \frac{T_{0}}{T - 2T_{0}} U_{dc} = \frac{D}{1 - 2D} U_{dc}$$
(5)
$$U_{cu} = U_{0} = U_{dc} + 2U_{c} = \left(1 + \frac{2D}{1 - 2D}\right) U_{dc} = \frac{1}{1 - 2D} U_{dc} = BU_{dc}$$
(6)

其中, *B* 为 Z 源拓扑结构的升压因子, *B*=1/(1-2*D*); *D* 为直通占空比。

若以 SVPWM 作为控制策略,则逆变器输出侧相 电压峰值 U_{gm}为:

$$U_{\rm gm} = \frac{U_{\rm o}}{\sqrt{3}} = \frac{B}{\sqrt{3}} U_{\rm dc} \tag{7}$$

由式(7)可以看出,升压因子和调制因子已不存 在耦合关系,实现了系统的解耦控制。

1.3 启动冲击电流回路

传统 Z 源逆变器上电瞬间,阻抗网络的电感、电容的初始值都为零,将会形成以下闭合回路: U_{de} 电源 正极 – C_1 –逆变桥反并联二极管 – C_2 – U_{de} 电源负极, 如图 3 所示。启动时冲击电流非常大,过大的冲击 电流对开关管的损坏不容忽视。冲击电流会将电容 C_1 和 C_2 两端的电压瞬间充电至 $U_{de}/2$,导致电感和电 容相互作用,产生谐振,使系统不稳定。



图 3 传统 Z 源逆变器启动冲击电流回路 Fig.3 Startup inrush current circuit of traditional Z-source inverter

利用电感电流不能突变的特性,从图 1 可以看出,IST-ZSI 启动时已不存在传统拓扑的电流通路,因此对启动冲击电流具有内在的抑制能力,避免了启动冲击电压和冲击电流对变换器造成的损坏。所以,虽然 IST-ZSI 比传统 Z 源逆变器多了 1 个全控型器件、1 个二极管和 1 个大电容,但并不会增加系统的故障概率。

1.4 电容电压应力与软启动能力

文献[18]中给出,传统 Z 源逆变器中 Z 源网络 电容电压应力表达式为:

$$U_c = \frac{1 - D}{1 - 2D} U_{dc} \tag{8}$$

由式(5)与式(8)得到 Z 源网络电容电压与输入 U_{dc} 的比值 U_c/U_{dc} 和直通占空比 D 之间的关系曲线, 如图 4 所示。



图 4 传统 Z 源结构与 IST-ZSI 结构电容电压应力对比 Fig.4 Comparison of capacitor voltage stress between traditional Z-source structure and IST-ZSI structure

由图 4 看出,在相同直通占空比条件下,传统 Z 源网络电容电压应力远远高于 IST-ZSI 拓扑结构。式 (6)表明直通占空比与升压因子成正比关系,因此,

在实现相同的升压倍数时,IST-ZSI可选择较小容量的电容,有利于降低成本、减小体积。

另外,阻抗网络电容所承受的电压是通过直通占 空比 D 来控制的,由式(5)可看出,当 D 为零时,阻 抗网络电容电压应力也为零。直通占空比 D 从零开 始逐步上升到期望值,可以有效地避免瞬间大电压 损坏电容,实现逆变器软启动,达到降低启动电流的 目的。

1.5 逆变器升压能力分析

阻抗网络的升压能力和逆变器的调制策略共同 决定了 Z 源逆变器的升压能力。对于传统 Z 源逆变 器而言,注入 3 次谐波的最大恒定升压调制是一种常 见的控制策略,其直通占空比和逆变调制因子 *M* 的 关系可表示为式(9)或式(10)。

$$D = 1 - \sqrt{3} M/2 \tag{9}$$

$$M = \frac{2\sqrt{3} (1-D)}{3}$$
(10)

联立升压因子表达式 B=1/(1-2D)及式(10),可得电压增益 G:

$$G = \frac{U_{\rm gm}}{U_{\rm de}/2} = BM = \frac{2\sqrt{3} (1-D)}{3(1-2D)}$$
(11)

从式(7)可知, IST-ZSI 的电压增益为:

$$G = \frac{U_{\rm gm}}{U_{\rm dc}/2} = \frac{2}{\sqrt{3} (1-2D)}$$
(12)

由式(11)、(12)可得,电压增益与直通占空比的 关系曲线如图 5 所示。从图 5 可以看出,与传统单级 控制的 Z 源逆变器相比,在相同直通零矢量占空比条 件下,IST-ZSI 的升压能力更强,提高了直流侧电压的 利用率。







2 IST-ZSI 并网控制

将 IST-ZSI 用于三相并网系统,可以达到单位功 率因数并网目的。把电网视为容量无穷大的交流电 压源,则逆变器输出电压固定,因此,要想实现单位 功率因数并网,必须控制电网电流。

2.1 IST-ZSI 数学模型

传统 Z 源逆变器可以看作是 Z 源网络和三相电 压型逆变器的组合。IST-ZSI 和传统 Z 源逆变器相 似,不同的是:IST-ZSI 能够实现升压因子和调制因子 的解耦控制,升压能力增大,启动电流冲击小;其跨 接在直流母线两端的超级大电容还可以保证直流母 线电压的平稳,只要直流母线电压稳定就可方便控制 逆变器并网输出。因为直流母线电压的大小仅与直 通占空比有关,极大地简化了Z源网络的建模过程。 下文首先对传统三相电压型并网逆变器进行建模 研究^[19]。

首先,定义逆变器开关函数
$$S_k(k=a,b,c)$$
:

$$S_k = \begin{vmatrix} 1 & L 桥臂导通, F 桥臂天断 \\ 0 & L 桥臂关断 下桥臂导通 \end{vmatrix}$$
 (13)

根据图 1 所示的电路结构,将功率开关器件视为理想器件,忽略开关损耗时,基于基尔霍夫电压定律,建立三相电压型逆变器数学模型。当逆变器输出采用 L滤波器时,则有:

$$U_{a} = U_{aN} + U_{No} = L \frac{di_{a}}{dt} + Ri_{a} + u_{ga}$$

$$U_{b} = U_{bN} + U_{No} = L \frac{di_{b}}{dt} + Ri_{b} + u_{gb}$$

$$U_{c} = U_{cN} + U_{No} = L \frac{di_{c}}{dt} + Ri_{c} + u_{gc}$$
(14)

其中, U_a, U_b, U_c 为逆变器输出的三相电压; u_{ga}, u_{gb}, u_{gc} 为三相电网电压; i_a, i_b, i_c 为三相并网电流;L为滤波电感;R为滤波电感等效电阻。

由于:

$$U_{\text{No}} = -\frac{1}{3} (U_{\text{aN}} + U_{\text{bN}} + U_{\text{cN}}) =$$
$$-\frac{U_{\text{o}}}{3} \sum_{k=\text{a,b,c}} S_k$$
$$U_{k\text{No}} = S_k U_{\text{o}} \quad k = \text{a,b,c}$$

因此,式(14)可改写为:

$$L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{a}}}{\mathrm{d}t} = \left(S_{\mathrm{a}} - \frac{S_{\mathrm{a}} + S_{\mathrm{b}} + S_{\mathrm{c}}}{3}\right)U_{\mathrm{o}} - Ri_{\mathrm{a}} - u_{\mathrm{ga}}$$

$$L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{b}}}{\mathrm{d}t} = \left(S_{\mathrm{b}} - \frac{S_{\mathrm{a}} + S_{\mathrm{b}} + S_{\mathrm{c}}}{3}\right)U_{\mathrm{o}} - Ri_{\mathrm{b}} - u_{\mathrm{gb}}$$

$$L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{c}}}{\mathrm{d}t} = \left(S_{\mathrm{c}} - \frac{S_{\mathrm{a}} + S_{\mathrm{b}} + S_{\mathrm{c}}}{3}\right)U_{\mathrm{o}} - Ri_{\mathrm{c}} - u_{\mathrm{gc}}$$

$$(15)$$

若忽略开关函数中的高频分量,可以得到用占空 比描述的低频数学模型:

$$\begin{aligned} L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{a}}}{\mathrm{d}t} &= \left(d_{\mathrm{a}} - \frac{d_{\mathrm{a}} + d_{\mathrm{b}} + d_{\mathrm{c}}}{3}\right)U_{\mathrm{o}} - Ri_{\mathrm{a}} - u_{\mathrm{ga}} \\ L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{b}}}{\mathrm{d}t} &= \left(d_{\mathrm{b}} - \frac{d_{\mathrm{a}} + d_{\mathrm{b}} + d_{\mathrm{c}}}{3}\right)U_{\mathrm{o}} - Ri_{\mathrm{b}} - u_{\mathrm{gb}} \\ L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{c}}}{\mathrm{d}t} &= \left(d_{\mathrm{c}} - \frac{d_{\mathrm{a}} + d_{\mathrm{b}} + d_{\mathrm{c}}}{3}\right)U_{\mathrm{o}} - Ri_{\mathrm{c}} - u_{\mathrm{gc}} \end{aligned}$$
(16)

为简化模型,将式(16)中三相静止坐标系中的 参变量变换到两相旋转坐标系下,可得:

$$\begin{bmatrix}
L\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = d_d U_{\mathrm{o}} - Ri_d - u_{gl} + \omega Li_q \\
L\frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} = d_q U_{\mathrm{o}} - Ri_q - u_{gq} - \omega Li_d
\end{bmatrix} (17)$$

其中, d_d 、 d_q 分别为占空比的 d_q 轴分量; i_d 、 i_q 分别为 三相并网电流的 d_q 轴分量; u_{gt} 、 u_{gg} 分别为三相电网 电压的 d_q 轴分量。

对于 Z 源网络,只需给出稳定的直流母线电压即可,能省去复杂的建模过程。传统三相电压型逆变器中输入电压 U。即为直通物理分离型 Z 源网络的直流母线电压,将直流母线电压表达式(6)代入式(17)得到 IST-ZSI 数学模型为:

$$\begin{cases} L\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = d_d \frac{U_{\mathrm{dc}}}{1-2D} - Ri_d - u_{\mathrm{gd}} + \omega Li_q \\ L\frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} = d_q \frac{U_{\mathrm{dc}}}{1-2D} - Ri_q - u_{\mathrm{gq}} - \omega Li_d \end{cases}$$
(18)

由式(18)构建的 IST-ZSI 在 dq 坐标系下的模型 结构如图 6 所示。



图 6 IST-ZSI 在 dq 坐标系下的模型结构 Fig.6 Model structure of IST-ZSI in dq coordinates

2.2 IST-ZSI 的双闭环控制

由图 6 可见, IST-ZSI 的电流和直流母线电压决 定着并网系统的性能。当直通占空比 D 保持不变时, 直流母线电压恒定,此时系统和传统三相电压型逆变 器一样,所有传统逆变器的电流并网控制策略^[20-22] 均可应用到 IST-ZSI 中,因此,系统仍可以采用电压 电流双闭环的控制方案。其中,电流环采用基于旋转 坐标变换的直接电流控制。

图 6 中并网电流的 d、q 轴分量 i_d、i_q 相互耦合,令:

$$\begin{aligned} u_d &= L \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} + Ri_d \\ u_q &= L \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + Ri_q \end{aligned} \tag{19}$$

若以 u_d、u_q 为等效控制变量,在两相旋转坐标系 下就能实现 d、q 轴的完全解耦,引入 PI 调节器,可以 实现电流的快速跟踪控制。

$$\begin{cases} u_{d} = k_{P}(i_{dref} - i_{d}) + k_{I} \int (i_{dref} - i_{d}) dt \\ u_{q} = k_{P}(i_{qref} - i_{q}) + k_{I} \int (i_{qref} - i_{q}) dt \end{cases}$$
(20)

其中, $k_{\rm P}$ 、 $k_{\rm I}$ 分别为 PI 调节器的比例和积分增益; i_{dref} 、 i_{aref} 分别为并网电流的d、q轴参考值。

联立式(17)、(19)、(20),可得:

$$\begin{cases}
U_d^* = u_d - \omega L i_q + u_{gd} \\
U_q^* = u_q + \omega L i_d + u_{gg}
\end{cases}$$
(21)

4

对于电压环,从 IST-ZSI 的特殊性出发,采用直 接控制直流母线电压的控制策略,只要保证直通占 空比 D 不变就可以使逆变桥上输出电压稳定。当内 侧电流环稳定后,外侧电压环也随之稳定。IST-ZSI 并网控制原理如图 7 所示。

IST-ZSI 的并网控制由并网电流控制回路和直流母线电压控制回路 2 个闭环系统组成。并网电流控制回路以实现单位功率因数并网为目标,采样获取三相并网电流,并将其变换到 dq 坐标系下进行解耦, 解耦控制器的输出再经 dq/abc 反变换得到 SVPWM 控制信号。直流母线电压控制回路则以 IST-ZSI 特 有的直流母线电压恒定为原则来实现。将采样得到 的直流母线电压和参考值叠加后经 PI 调节器输出, 即为直通占空比 D,以此获得 IST-ZSI 的驱动信号。 2 个闭环控制回路共同作用,实现了逆变器单位功率 因数并网馈电功能。

3 仿真分析

为验证理论分析的正确性,对 IST-ZSI 进行仿真研究,仿真参数如表 1 所示。

当直流电源电压 U_{de}相同,且直通占空比均为 20%时,IST-ZSI 和传统 Z 源逆变器的直流母线电 压和阻抗网络电容电压的波形如图 8 所示,其中传 统 Z 源逆变器采用注入 3 次谐波的最大恒定升压调 制策略,IST-ZSI 采用传统 SVPWM 控制策略。

图 8(a)中,IST-ZSI 的直流母线电压在 650 V 左 右波动,阻抗网络电容电压稳定在 –130 V 左右,与直 通占空比 D=20% 时,利用式(5)和式(6)计算的理论 值相符;图 8(b)中,阻抗网络电容电压应力为 520 V, 远大于 IST-ZSI 的电压应力,且直流母线电压在启动

| 表 1 IST-ZSI 参数 | | | |
|---------------------------------|--------|-------------|-------|
| Tab.1 Parameters of IST-ZSI | | | |
| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
| $U_{ m dc}/ m V$ | 390 | L/mH | 5 |
| L_1/mH | 19.2 | R/Ω | 8 |
| L_2/mH | 19.2 | ug有效值/V | 220 |
| $C_1/\mu F$ | 700 | 网侧电压频率/Hz | 50 |
| $C_2/\mu F$ | 700 | 开关频率/kHz | 20 |
| $C_{\rm u}/\mu F$ | 2 500 | | |
| 800 - | | | |
| > 600 | ~~~~~~ | | ~~~~~ |
| °, °, 000 ⊑ | | | |
| 400 -50 | | | |
| > -100 - | | | |
| D 150 | m | | |
| -130 - 0 | 0.1 | 0.2 0.3 0. | 4 0.5 |
| t/s | | | |
| | | (a) IST-ZSI | |
| 1500 г | | | |
| < ₇₅₀ | | | |
| n° | | | |
| 800 | ~~ | | |
| 400 | | | |
| n o | | | |
| 0 | 0.1 | 0.2 0.3 0. | 4 0.5 |
| t/s | | | |
| (b) 传统 Z 源逆变器 | | | |

图 8 相同输入下 IST-ZSI 和传统 Z 源逆变器的 直流母线电压和阻抗网络电容电压

Fig.8 Comparison of DC bus voltage and impedance network capacitor voltage between traditional Z-source inverter and IST-ZSI under same input



图 7 IST-ZSI 并网控制系统原理图 Fig.7 Schematic diagram of IST-ZSI grid-connection control

初期存在较大超调。IST-ZSI中阻抗网络的电容电压 为负,代表图1所示拓扑结构中的Z源网络电容电压 是上负下正,验证了图2等效模型理论推导的正确性。

直通占空比为 20%、并网功率设为 2 kW 时, IST-ZSI 并网电压、电流如图 9 所示。由图 9 可知, 并网电流波形良好,启动电流冲击小,且并网电流 与电压的频率、相位均相同,满足单位功率因数并网 要求。





t=0.3 s 时,直流侧输入电压 U_{de} 的幅值由 390 V 突然跌至 360 V,此时 IST-ZSI 的输出波形如图 10 所示。由图可见,三相并网电流几乎不受 U_{de} 幅值跌落的影响;直流母线电压 U_{a} 在 0.3 s 微小波动后,瞬间恢复到 650 V,系统鲁棒性好。这说明 IST-ZSI 能适用于电源波动场合。



图 10 输入电压突变时的输出波形 Fig.10 Waveforms of inverter output during input voltage sudden change

t=0.25 s 时,将并网电流 d 轴分量 i_{dref} 从 4.2 A 增加到 8.0 A,使并网功率由 2 kW 变为 3.7 kW,则此时 IST-ZSI 的输出波形如图 11 所示,可见,实际并网电流 d 轴分量能快速跟随给定值变化,输出三相并网电流也随给定指令变化。

分析图 8-11 可知, IST-ZSI 的阻抗网络电容电



图 11 并网功率改变时的输出波形 Fig.11 Waveforms of inverter output during grid-connection power change

压应力小,并网电流波形良好,且能抑制启动冲击电流;输入电压发生波动时,系统具有较强的鲁棒性, 抗干扰能力强;当并网功率发生改变时,输出电流能快速跟随给定值变化,具有快速的动态性能。

4 实验验证

在仿真基础上对 IST-ZSI 进行实验验证,实验参数为:直流电源电压 $U_{de}=100$ V;阻抗网络电感 $L_1=L_2=19.2$ mH,电容 $C_1=C_2=700$ μ F;大电容 $C_u=2500$ μ F; 滤波电感 L=5 mH;网侧电压的有效值为 220 V,频 率为 50 Hz。

实验结果如图 12 所示。图 12(a)和图 12(b)分 别为直通占空比为 20%时,直流母线电压波形和阻 抗网络电容电压的实验波形,由图可知,直流母线电 压基本保持在 167 V 左右,阻抗网络电容电压基本 稳定在 -34 V 左右,与式(5)和式(6)理论分析吻合。 图 12(c)是当输入功率设为 460 W 时的 a 相并网电 压和电流波形,由图可知,并网电压和电流波形同频



6



图 12 IST-ZSI 的实验波形 Fig.12 Experimental results of IST-ZSI

同相,达到单位功率因数并网要求。图 12(d)为直流 电源电压突然从 100 V 降至 80 V 时的直流母线电 压波形,由图可知,直流母线电压在电压跌落瞬间 有微小波动,但瞬间立即恢复稳定,说明系统具有较 强的鲁棒性。

5 结语

本文提出一种全新的 Z 源逆变拓扑结构—— IST-ZSI,它不仅避免了传统 Z 源逆变器启动电流冲 击大、阻抗网络电容电压应力大等方面的问题,还将 直通占空比的控制从物理结构上分离出来,解决了 升压因子和调制因子相互依赖的问题,使升压能力 大幅提高。将该拓扑结构应用到三相并网系统中, 利用其独特的物理结构,构建了该 Z 源逆变器的数 学模型,研究了电压、电流双闭环的 PI 控制方案,达 到了单位功率因数并网的目的。仿真和实验结果均 验证了该结构模型的正确性和控制策略的有效性和 可行性。

参考文献:

- PENG Fangzheng. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2):504-510.
- [2] 汤雨,谢少军,张超华.改进型Z源逆变器[J].中国电机工程学报,2009,29(30):28-34.

TANG Yu,XIE Shaojun,ZHANG Chaohua. Improved Z-source inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(30): 28-34.

- [3] TANG Yu,XIE Shaojun,ZHANG Chaohua,et al. Improved Zsource inverter with reduced Z-source capacitor voltage stress and soft-start capability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2009,24(2):409-415.
- [4] 张超华,汤雨,谢少军.改进Z源逆变器的三次谐波注入控制策略[J].电工技术学报,2009,24(11):114-127.
 ZHANG Chaohua,TANG Yu,XIE Shaojun. Third harmonic injection control strategy of improved Z-source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(11):114-127.
- [5] VILATHGAMUWA D M,LOH P C,GAJANAYAKE C J,et al. Z-source-inverter-based flexible distributed generation system solution for grid power quality improvement[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2009, 24(3):695-705.
- [6] 郭柯,李红新,周林,等. 基于电感电流控制的单相 Z 源逆变器并 网实现[J]. 电力系统保护与控制,2012,40(23):68-72.
 GUO Ke,LI Hongxin,ZHOU Lin,et al. Implementation of singlephase Z-source inverter grid-connected system based on inductor

current control[J]. Power System Protection and Control,2012, 40(23):68-72.

[7] 王继东,朱雪玲,苏海滨,等. 三相光伏并网 Z-源逆变器的比例谐 振控制[J]. 电机与控制学报,2010,14(4):86-91.
WANG Jidong,ZHU Xueling,SU Haibin,et al. Proportionalresonant control for Z-source inverter in three-phase PV gridconnected system[J]. Electric Machines and Control,2010,14(4): 86-91.

- [8] 黄金军,郑建勇,尤鋆,等. 基于电流滞环控制的 Z 源三相光伏并 网系统[J]. 电力自动化设备,2010,30(10):94-97.
 HUANG Jinjun,ZHENG Jianyong,YOU Jun, et al. Z-source three-phase grid-connected PV system based on current hysteresis control[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(10): 94-97.
- [9] LIU Jingbo, HU Jiangang, XU Longya. A modified space vector PWM for Z-source inverter-modeling and design[C]//International Conference on Electrical Machines and Systems. Nanjing, China: IEEE, 2005:1242-1247.
- [10] YU Kun,LUO Fanglin,ZHU Miao. Implementation of maximum constant boost control of Z-Source inverters based on space vector modulation technique[C]//IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Singapore:IEEE,2012:1500-1505.
- [11] 王冲,郑建勇,葛健,等. 基于空间矢量滞环控制的 Z 源光伏并 网逆变器[J]. 电力自动化设备,2011,31(12):63-67.
 WANG Chong,ZHENG Jianyong,GE Jian, et al. Z-source photovoltaic grid-connected inverter based on space vector hysteresis control[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(12): 63-67.
- [12] GAJANAYAKE C J,LUO Fanglin,GOOI H B. Extended-Boost Z-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010,25(10):2642-2652.
- [13] LOH P C,LIM S W,GAO Feng, et al. Three-level Z-source inverters using a single *LC* impedance network[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2):706-711.
- [14] 张伦健,谭国俊,陈利萍. 基于双调制波技术的三电平Z源逆变器中点电位平衡控制[J]. 电力系统保护与控制,2013,41(7):91-96.

ZHANG Lunjian, TAN Guojun, CHEN Liping. Neutral-point potential balance control for three-level Z-source inverters based on double modulation wave technique[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(7):91-96.

- [15] ANDERSON J, PENG F Z. Four quasi-Z-source inverters[C]// IEEE Power Electronics Specialists Conference. [S.I.]:IEEE, 2008:2743-2749.
- [16] DING Li,FENG Gao,LOH P C,et al. Hybrid-source impedance networks:layouts and generalized cascading concepts[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2010,26(7):2028-2040.
- [17] 蔡春伟,曲延滨,盛况. Z 源逆变器的改进型最大恒定升压调制 策略[J]. 电机与控制学报,2011,15(12):14-20.
 CAI Chunwei,QU Yanbin,SHENG Kuang. Improved maximum constant Boost control of Z-source inverter[J]. Electric Machines and Control,2011,15(12):14-20.
- [18] 彭方正,房绪鹏,顾斌,等.Z源变换器[J]. 电工技术学报,2004,19 (2):47-51.

PENG Fangzheng, FANG Xupeng, GU Bin, et al. Z-source converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(2):47-51. [19] 李杰,王得利,陈国呈,等. 直驱式风力发电系统的三相 Z 源并 网逆变器建模与控制[J]. 电工技术学报,2009,24(2):114-120.
LI Jie,WANG Deli,CHEN Guocheng, et al. Modeling and control of three-phase Z-source inverter for direct-drive wind generation system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(2):114-120.

8

- [20] 吴云亚,阚加荣,谢少军. 基于双 d-q 坐标系的并网逆变器控制 策略[J]. 电工技术学报,2011,26(8):106-112.
 WU Yunya,KAN Jiarong,XIE Shaojun. Control strategy for grid-connected inverter based on double d-q coordinates [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2011,26(8): 106-112.
- [21] 侯世英,肖旭,徐曦. 基于间接电流控制的并网逆变器[J]. 电 力自动化设备,2010,30(6):76-79.

HOU Shiying,XIAO Xu,XU Xi. Grid-connected inverter based on indirect current control[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(6):76-79.

[22] 霍群海,孔力,韦统振. 2 种改进的滑模并网逆变器控制策略[J].

电力自动化设备,2009,29(4):32-35.

HUO Qunhai,KONG Li,WEI Tongzhen. Two modified gridconnected inverter control strategies based on sliding mode variable structure [J]. Electric Power Automation Equipment, 2009,29(4):32-35.

作者简介:



张华强(1967-),男,山东威海人,教授, 博士,研究方向为电力电子技术及应用(E-mail: zhq@hit.edu.cn);

齐彩娟(1990-),女,河北石家庄人,硕 士研究生,研究方向为电力电子技术及应用 (**E-mail**:qcj1224@126.com);

张华强

姚 统(1988-),男,河南荥阳人,硕士 研究生,从事电力电子技术及应用方面的研

究工作(E-mail:robotong@126.com)。

Grid-connection of isolated shoot-through Z-source inverter

ZHANG Huaqiang, QI Caijuan, YAO Tong

(Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China) Abstract: An IST-ZSI(Isolated Shoot-Through Z-Source Inverter) topological structure is proposed, which adds a diode, a capacitor and an entirely-controllable device to the traditional impedance network to effectively reduce the startup inrush current and the voltage stress of Z-source network capacitor, realize the decoupling control between Boost factor and modulation index, and improve the Boost capability of Z-source network. A double close-loop PI control scheme, including the grid-connecting current control inner-loop and the DC-link voltage control outer-loop, is studied based on the mathematical model of IST-ZSI. The IST-ZSI gridconnection is studied based on the theoretical analysis via simulation and experiment, and the simulative and experimental results show that, the system with IST-ZSI has lower startup inrush current, higher gridconnection power factor, stronger robustness and better dynamic performance, verifying the correctness of the proposed topology and the superiority of its control strategy.

Key words: Z-source inverter; grid-connection; decoupling control; voltage control; shoot-through zero vector; computer simulation