

DOI: 10.7667/PSPC160065

基于反馈线性化鲁棒控制 μ 方法的准开关升压型 逆变器光伏并网策略

薛阳¹, 李华郁¹, 阚东跃¹, 时宇飞¹, 陈明超²

(1. 上海电力学院自动化工程学院, 上海 200090; 2. 江苏国艾电气有限公司, 江苏 盐城 224051)

摘要: 与 Z 源逆变器相比, 准开关升压型逆变器降低了电路体积及成本, 更适用于光伏并网系统。将光伏并网系统中的不确定性考虑在内, 提出一种基于反馈线性化鲁棒控制 μ 方法的准开关升压型逆变器光伏并网策略。利用反馈线性化方法建立准开关升压型逆变器逆变侧的仿线性数学模型, 并采用 μ 方法设计控制器 K 。仿真结果表明, 在外界条件变化时, 具有较好的动态性能, 能够迅速恢复稳态, 且始终保持着较高的功率因数; 在参数变化时, 对并网质量影响较小。

关键词: 光伏系统; 并网; Z 源逆变器; 准开关升压型逆变器; 鲁棒控制; 反馈线性化; μ 综合

Research on grid-connected control for the quasi-switched boost inverter of photovoltaic system based on feedback linearization and μ -synthesis method

XUE Yang¹, LI Huayu¹, KAN Dongyue¹, SHI Yufei¹, CHEN Mingchao²

(1. College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;
2. Jiangsu Guoai Electric Co., Ltd., Yancheng 224051, China)

Abstract: Compared with the Z source inverter, the circuit cost of the quasi switching boost inverter is greatly reduced. Therefore, it is more suitable for photovoltaic grid connected system. Research on grid-connected control for the quasi-switched boost inverter of photovoltaic system based on feedback linearization and μ -synthesis method is proposed when the uncertainty of the grid connected photovoltaic system is considered. Using feedback linearization method establishes the mathematical model of the inverter side. The controller K is designed by μ -synthesis method. The method is simulated and verified. It has better dynamic performance when the external conditions are changed. And it can quickly restore the steady state and maintain a high power factor. When the parameter changes, it has less influence on the quality of grid connection.

This work is supported by Natural Science Foundation of Shanghai (No. 13ZR1417800) and National Natural Science Foundation of China (No. 51405286), Shanghai Key Technologies R & D Program (No. 14110500700), and Key Laboratory for Substation Automatic Technique of Shanghai (No. 13DZ2273800).

Key words: photovoltaic; grid-connected; Z-source inverter; quasi-switched boost inverter; robust control; feedback linearization; non minimum phase system; μ -synthesis

0 引言

由于化石能源的逐渐耗尽, 新能源成为研究的重心。其中, 光伏发电以其清洁无污染的特点得到

得到快速地发展。光伏发电系统中最主要的部分是并网逆变器^[1], 针对传统的电压源和电流源型逆变器的缺陷, 2002 年彭方正教授提出了 Z 源逆变器 (Z-Source Inverter, ZSI)^[2]。Z 源逆变器突破了传统逆变器的束缚, 将直流变换与交流变换电路耦合在一起, 实现了单级式升降压。并引入了直通零矢量的概念, 使逆变桥上下桥臂可以同时导通, 提高了电路的安全性。随后, 许多专家对 Z 源逆变器拓扑结构进行了改进^[3-9], 但这些改进拓扑的电路复杂性以

基金项目: 上海市自然科学基金资助项目 (13ZR1417800); 国家自然科学基金资助项目 (51405286); 上海市重点科技攻关计划项目 (14110500700); 上海市电站自动化技术重点实验室 (13DZ2273800)

及成本均未得到改善。文献[10]提出一种准开关升压型逆变器(quasi-Switched Boost Inverter, qSBI), 其拓扑结构将 ZSI 中的一个电感与一个电容替换成一个二极管和一个有源开关, 电路复杂性与成本大大降低, 且升压能力与 ZSI 相同。除了对 Z 源拓扑的研究之外, 许多专家还对其并网控制策略进行了研究^[11-13]。应用其中的有滞环控制、滑模控制等等, 这些方法均具有不错的控制效果, 但未考虑光伏并网系统的不确定性。鲁棒控制 μ 方法是一种能够较好处理结构化不确定性系统的方法^[14-17], 其通常将鲁棒性能及鲁棒稳定性一起考虑, 很好地降低了设计具有结构不确定性系统的保守性。

本文采用准开关升压型逆变器作为光伏并网逆变器, 其较低的成本以及与 Z 源逆变器具有相同的升压能力更具有实用性。光伏并网策略采用反馈线性化方法将准开关升压型逆变器的逆变侧线性化, 并利用鲁棒性更好的鲁棒控制 μ 方法确定最终控制率。

1 准开关升压型逆变器

Z 源逆变器及准开关升压型逆变器的拓扑结构如图 1、图 2 所示。从图中可看出, qSBI 在 ZSI 的基础上, 将一个电感和一个电容替换成一个二极管和一个有源开关, 大大减少了电路体积及成本。

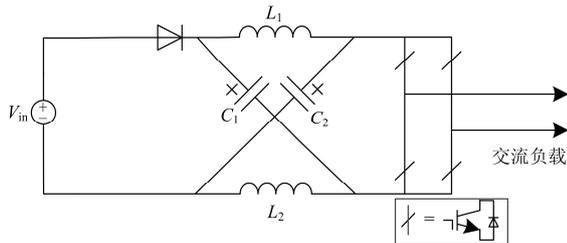


图 1 Z 源逆变器

Fig. 1 Z-source inverter

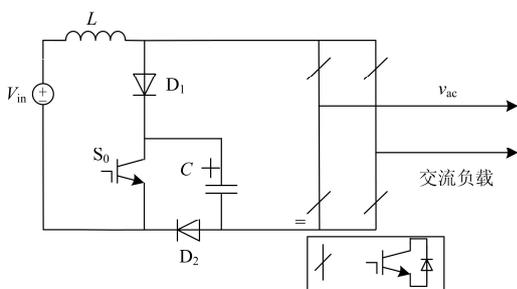


图 2 准开关升压型逆变器

Fig. 2 Quasi-switched boost inverter

与 ZSI 相同, qSBI 有两种工作状态, 分别为直通状态和非直通状态。设一个开关周期 T 内, 直通时间为 T_0 , 直通占空比为 $d=T_0/T$ 。图 3 为 qSBI 在

不同工作状态下的等效电路。

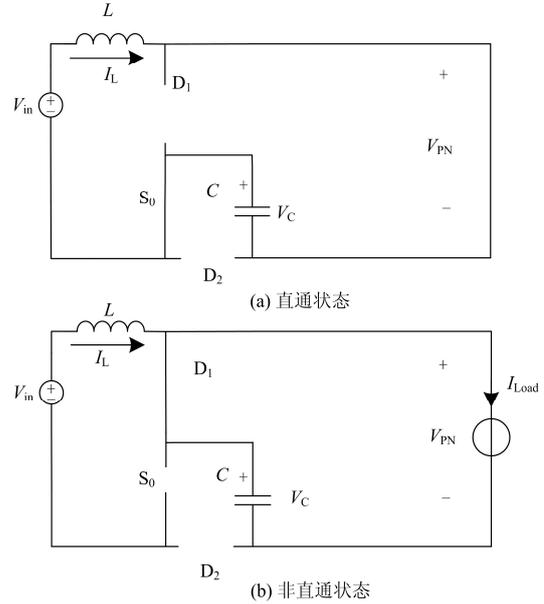


图 3 qSBI 在不同工作状态时的等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit in various working conditions of qSBI

图 3(a)为 qSBI 在直通状态下的等效电路, 可得:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{in} + V_C \\ C \frac{dv_C}{dt} = -I_L \end{cases} \quad (1)$$

图 3(b)为 qSBI 在非直通状态下的等效电路, 可得:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_C \\ C \frac{dv_C}{dt} = I_L - I_{Load} \end{cases} \quad (2)$$

根据伏秒平衡可得直流母线峰值电压为

$$\hat{V}_{PN} = V_C = BV_{in} = \frac{1}{1-2d} V_{in} \quad (3)$$

式中, B 为升压因子。

从式(3)可以看出, qSBI 和 ZSI 具有相同的直流母线峰值电压。Z 源逆变器的电容电压与直流母线峰值电压不相等, 在并网控制中需将对直流母线峰值电压的控制转变为对电容电压的间接控制。而 qSBI 的电容电压和直流母线峰值电压相等, 因此对电容电压的控制即是对直流母线峰值电压的控制, 这也是 qSBI 比 ZSI 更适合光伏并网的另一个原因。

2 并网逆变侧反馈线性化建模

准开关升压型逆变器的并网逆变侧等效电路如图 4 所示。取滤波电感 L_1 和滤波电容 C_1 为状态变

量, 根据基尔霍夫定律, 可得并网逆变侧等效电路状态空间模型

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = uV_{PN} - v_{C1} \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} - \frac{1}{R}v_{C1} + \frac{1}{R}e \end{cases} \quad (4)$$

式中: V_{PN} 为直流母线电压; e 为并网电压; u 为逆变器开关管控制量。当 S_1 、 S_4 导通时, u 为 1; 当 S_2 、 S_3 导通时, u 为 -1; 当 S_1 、 S_3 或 S_2 、 S_4 导通时, u 为 0。

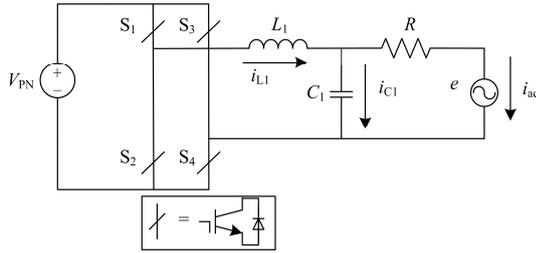


图 4 准开关升压型逆变器的并网逆变侧等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit in grid connected AC side of qSBI

从式(4)可以看出 qSBI 逆变侧是一个非线性系统, 对其分析具有一定的困难。反馈线性化方法是一种将非线性系统仿射成线性系统的方法^[15]。因此, 可利用其将 qSBI 的逆变侧线性化, 以便于分析。将式(4)改写了形如式(5)的状态空间表达式。

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x}) \cdot u \\ y = \mathbf{h}(\mathbf{x}) = x_2 - V_{ref} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T = [i_{L1}, v_{C1}]^T$; u 为逆变器开关管控制量; y 为输出量; $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ 为输出函数; V_{ref} 为参考电压。

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \left[\frac{-x_2}{L_1}, \frac{x_1 + e/R}{C_1} \right]^T, \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \left[\frac{V_{PN}}{L_1}, 0 \right]^T.$$

根据 Frobenius 定理需验证该系统是否满足能控性和对合性。在在 $\mathbf{x} = \mathbf{x}_0$ 处有

$$\text{rank}([\mathbf{g}(\mathbf{x}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}(\mathbf{x})]) = \begin{bmatrix} \frac{V_{PN}}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{PN}}{L_1 C_1} \end{bmatrix} = 2 = n \quad (6)$$

$$\text{式中: } \text{ad}_f \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{g}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}) - \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{V_{PN}}{L_1 C_1} \end{bmatrix};$$

n 为状态变量维数。

由式(6)可知系统满足能控性。又由系统关系度为 2, 等于系统维数。因此, 系统满足能控性和对合性, 可精确线性化。根据上述方程求解李导数。

$$\begin{cases} L_g \mathbf{h}(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{h}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}(\mathbf{x}) = 0 \\ L_g L_f \mathbf{h}(\mathbf{x}) = \frac{V_{PN}}{L_1 C_1} \neq 0 \\ L_f \mathbf{h}(\mathbf{x}) = \frac{x_1 + e/R}{C_1} \\ L_f^2 \mathbf{h}(\mathbf{x}) = -\frac{x_2}{L_1 C_1} \end{cases} \quad (7)$$

由上述坐标变换, 可得到仿射后的状态变量 $\mathbf{z} = [z_1, z_2]^T = [\mathbf{h}(\mathbf{x}), L_f \mathbf{h}(\mathbf{x})]^T$ 。原非线性系统可转换为布鲁若夫斯基标准型。

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}\mathbf{v} \\ y = \mathbf{C}\mathbf{z} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$; $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$; $\mathbf{C} = [1 \quad 0]$; \mathbf{v} 为经过坐标变换后新的控制量。原非线性系统的控制量 u 可表示为

$$u = \frac{-L_f^2 \mathbf{h}(\mathbf{x}) + \mathbf{v}}{L_g L_f \mathbf{h}(\mathbf{x})} \quad (9)$$

3 鲁棒控制 μ 方法控制器设计

由式(9), 原控制量 u 的求解转变为对坐标变换后的控制量 \mathbf{v} 的求解。由于光伏并网系统是一个实际的控制系统, 对系统的数学建模与实际系统存在一些误差或偏差, 这些偏差可能是由于系统参数摄动以及一些不确定性所导致的。鲁棒控制 μ 方法在设计控制器时将这种不确定性以及参数偏差考虑在内, 很好地提高了系统的鲁棒性能以及鲁棒稳定性。因此, 本文采用鲁棒控制 μ 方法设计控制器。假设系统参数摄动范围不超过 $\pm 20\%$, 则

$$\mathbf{p} = p_0(1 + 0.2\delta_p) \quad (10)$$

式中: \mathbf{p} 为逆变侧参数的集合; p_0 为标称值; δ_p 为参数不确定性, 且 $\|\delta_p\|_\infty < 1$ 。

式(8)由乘法不确定性可描述为

$$T_{yv}(s) = \{P(s) + W(s)\Delta(s) : \|\Delta(s)\|_\infty < 1\} \quad (11)$$

其中标称系统传递函数 $P(s) = C(sI - A)^{-1}B = \frac{1}{s^3}$, $W(s)$ 为不确定加权, $\Delta(s)$ 为不确定性。图 5 为逆变侧反馈线性化乘法不确定性系统。

图中: Φ 为坐标变换函数; $\alpha = \frac{-L_f^2 \mathbf{h}(\mathbf{x})}{L_g L_f \mathbf{h}(\mathbf{x})}$;

$$\beta = \frac{1}{L_g L_f \mathbf{h}(\mathbf{x})}.$$

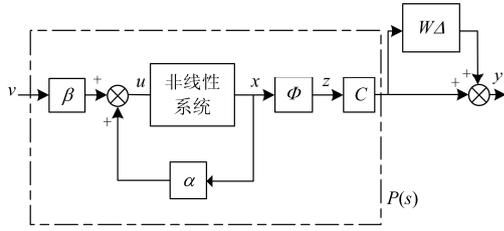


图 5 逆变侧反馈线性化乘法不确定性系统

Fig. 5 Multiplicative uncertainty system of AC side based on feedback linearization

除了逆变侧参数摄动, 还需考虑系统不确定性, 引入不确定性加权函数 $W_f(s)$ 与不确定性 $\Delta_f(s)$ 。设 $v = Ky$, K 为仿射系统的控制器。图 6 为逆变侧反馈线性化鲁棒控制系统。

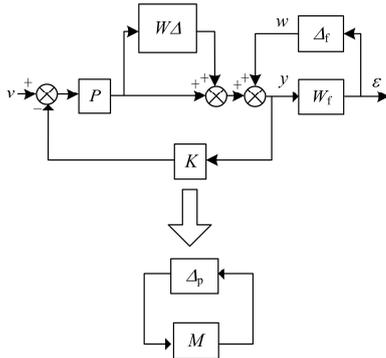


图 6 逆变侧反馈线性化鲁棒控制系统

Fig. 6 Robust control system of AC side based on feedback linearization

图中,

$$M = \begin{bmatrix} WKP(1-KP)^{-1} & WKP(1-KP)^{-1}P^{-1} \\ W_f(1-KP)^{-1}P & W_fP \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\Delta_p = \begin{bmatrix} \Delta & 0 \\ 0 & \Delta_f \end{bmatrix}, M_{11} = WKP(1-KP)^{-1} \quad (13)$$

因此, 对控制量 v 的求解实际上是寻找镇定控制器 K , 使得矩阵 M 的奇异值 $\mu_{\Delta_p}(M)$ 的 H_∞ 范数小于一个给定的常数 η , 且 $0 < \eta < 1$ 。

利用 Matlab 的鲁棒工具箱以及 $D-K$ 迭代法, 可求得当 $W_f=98$ 时, 镇定控制器为

$$K(s) = -\frac{8.7325s^2 + 1.0577s + 0.067}{s^3 + 19.1827s^2 + 45.1434s + 57.4716} \quad (14)$$

根据式(12)可求得矩阵 M 的 u 曲线, 如图 7、图 8 所示。图中 $\|\mu_{\Delta}(M_{11})\|_\infty < 1$ 、 $\|\mu_{\Delta_p}(M)\|_\infty < 1$, 因此, 逆变侧反馈线性化鲁棒控制系统满足鲁棒性能以及鲁棒稳定性。

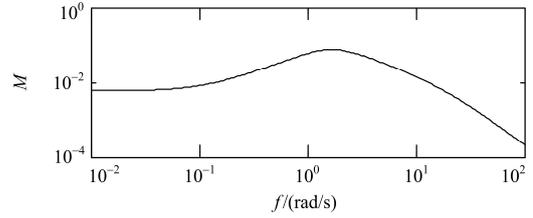


图 7 矩阵 M_{11} 的 u 曲线

Fig.7 u curve of M_{11}

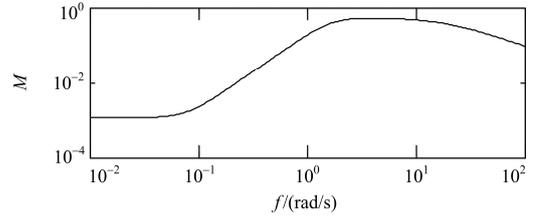


图 8 矩阵 M 的 u 曲线

Fig. 8 u curve of M

4 仿真分析

根据上述分析, 可搭建出基于反馈线性化鲁棒控制 μ 方法的准开关升压型逆变器光伏并网系统, 如图 9 所示。该系统分为两块, 第一部分为对光伏输入进行 MPPT 控制, 并将其输出经过 PI 控制, 从而输出直通占空比 d ; 第二部分则是本文提出的并网控制系统, 最终输出的控制量即为逆变器的调制比。

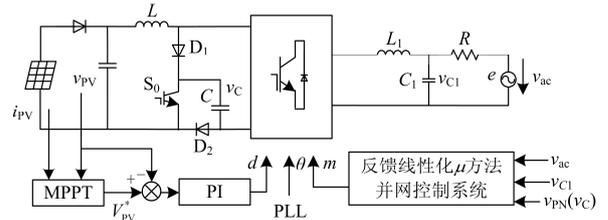


图 9 准开关升压型逆变器光伏并网系统

Fig. 9 Grid connected photovoltaic control system for the quasi-switched boost inverter

为了验证上述理论的有效性, 对该控制系统进行仿真验证。主要仿真参数: 准开关升压型电路电感 $L=1 \text{ mH}$, 电容 $C=1 \text{ 000 } \mu\text{F}$; 滤波电路电感的标称值 $L_{10}=1 \text{ mH}$, 电容的标称值 $C_{10}=33 \text{ } \mu\text{F}$; 有功损耗等效电阻的标称值 $R_0=1 \text{ } \Omega$, 并网电压有效值为 $U_{ac}=155 \text{ Vrms}$ 。

假设光伏电池板初始光照强度为 1000 W/m^2 。在 0.2 s 时, 光照强度突变为 2000 W/m^2 。图 10 为在该情况下, 光伏并网系统各个输出电压电流的仿真波形。图中, 光伏电池输出电压 v_{pV} 、准开关升压型逆变器阻抗网络电容电压 v_C 、直流母线电压 v_{pN}

在光照突变时, 经过大约 0.01 s 重新进入稳态。图 11 为光照突变时并网电流的仿真波形, 图 11(a)所示的本文方法与图 11(b)的 PI 控制相比, 动态过程更为平滑且无超调。图 12 为光照突变时光伏并网系统输出的有功功率与无功功率, 在光照突变时, 无功功率始终保持较低的数值, 有着较高的功率因数。

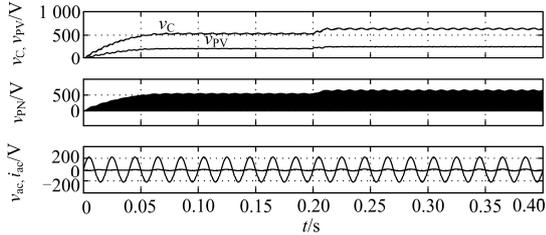


图 10 光照强度突变时, 光伏并网系统各个输出电压电流的仿真波形

Fig. 10 Simulation waveforms of the output voltage and current of the grid connected photovoltaic system when the light intensity changes

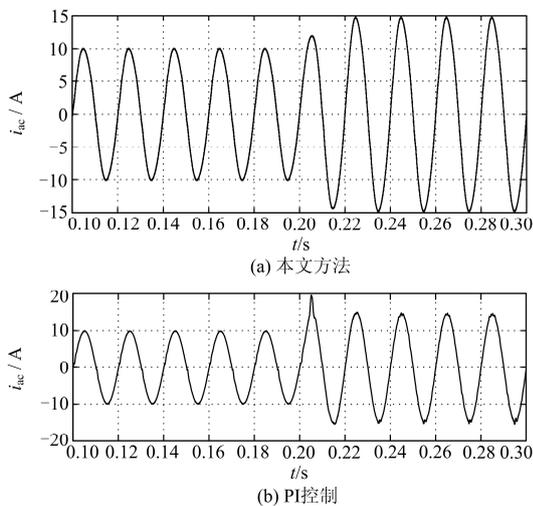


图 11 光照强度突变时, 并网电流的仿真波形

Fig. 11 Simulation waveform of grid connected current when the light intensity changes

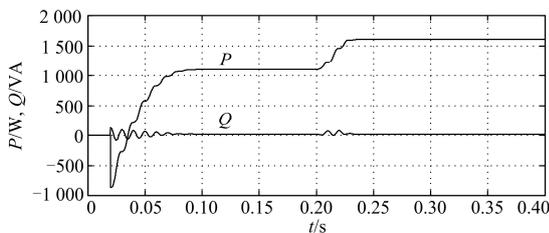


图 12 光照强度突变时, 光伏并网系统输出的有功功率与无功功率

Fig. 12 Simulation waveform of active power and reactive power when the light intensity changes

上述仿真是在假设并网逆变器参数不变的情况下进行的。下面对参数变化的情况进行仿真验证。假设参数摄动为 20%, 取 $L_{10}=1.2$ mH, $C_{10}=39.6$ μ F, $R_0=1.2$ Ω 。图 13 为参数变化情况下的并网电流的谐波率。参数在 0.2 s 时产生摄动, 在本文方法的控制下, 并网电流经过一个工频重新进入稳态。参数摄动前并网电流基波为 10.05 A, 谐波率为 2.55%。参数摄动后, 并网电流基波为 10.19 A, 谐波率为 3.10%, 均满足并网要求, 且由于参数变化导致输出变化很小。

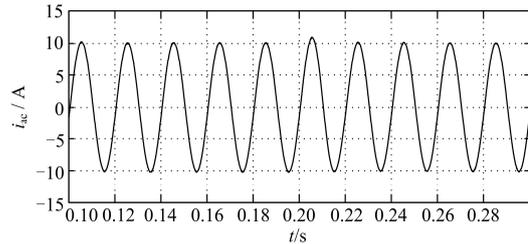


图 13 参数变化情况下的并网电流波形

Fig. 13 Grid connected current waveform under the condition of parameter variation

综上所述, 本文方法在外界条件变化时, 具有较好的动态性能, 能够迅速恢复稳态, 且始终保持着较高的功率因数; 在参数变化时, 对并网质量影响较小。

5 结论

本文提出一种基于反馈线性化鲁棒控制 μ 方法的准开关升压型逆变器光伏并网策略。与 ZSI 相比, qSBI 的电路体积及成本大大降低, 且与 ZSI 有着相同的升压能力, 因此, 更适用于光伏并网系统。本文建立了 qSBI 逆变侧的反馈线性化模型, 利用鲁棒性较好的奇异值 μ 方法设计镇定控制器, 并求解控制量 u 即逆变器调制比 m 。本文控制方法主要有 3 方面的优点:

- (1) 在外界条件变化时, 具有较好的动态性能, 能够迅速恢复稳态。
- (2) 始终保持着较高的功率因数。
- (3) 在参数变化时, 对并网质量影响较小。

参考文献

- [1] 易映萍, 罗海, 胡四全. 小功率光伏并网逆变器控制策略[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.

- [2] PENG F Z. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 504-510.
- [3] ZHU M, YU K, LUO F L. Switched inductor Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(8): 2150-2158.
- [4] 侯世英, 肖旭, 张闯, 等. 改进型 Z 源逆变器[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(8): 24-28.
HOU Shiyong, XIAO Xu, ZHANG Chuang, et al. Improved Z-source inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(8): 24-28.
- [5] YANG S T, PENG F Z, LEI Q, et al. Current-fed quasi-Z-source inverter with voltage buck-boost and regeneration capability[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(2): 882-892.
- [6] QIAN W, PENG F Z, CHA H. Trans-Z-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12): 3453-3463.
- [7] 黄瑞哲, 陈道炼, 许志龙. 新颖的单相电压型准 Z 源逆变器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(16): 33-41.
HUANG Ruizhe, CHEN Daolian, XU Zhilong. A novel single phase voltage mode quasi-Z-source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(16): 33-41.
- [8] 赵健伍, 黄文新, 周玉斐, 等. 带抽头电感的准 Z 源逆变器建模与特性分析[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 7-16.
ZHAO Jianwu, HUANG Wenxin, ZHOU Yufei, et al. Modeling and analysis of tapped-inductor quasi-Z-source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 7-16.
- [9] 王晓刚, 张杰. 基于开关电感的增强型 Z 源三电平逆变器[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(16): 65-72.
WANG Xiaogang, ZHANG Jie. Enhanced Z-source three-level inverter based on switched-inductor[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(16): 65-72.
- [10] NGUYEN M K, LE T V, PARK S J, et al. A class of quasi-switched boost inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(3): 1526-1536.
- [11] 陈宗祥, 蒋赢, 潘俊民, 等. 基于滑模控制的 Z 源逆变器在单相光伏系统中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 33-39.
CHEN Zongxiang, JIANG Ying, PAN Junmin, et al. A Z-source inverter for a single-phase PV system based on sliding-mode control[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21): 33-39.
- [12] 郑建勇, 黄金军, 尤鋈, 等. 基于电流滞环控制的 Z 源光伏并网系统研究[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(5): 61-66.
ZHENG Jianyong, HUANG Jinjun, YOU Jun, et al. Research on Z source based current hysteresis control used in photovoltaic grid connected System[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(5): 61-66.
- [13] 陈艳, 周林, 雷建, 等. 基于微分几何的微网 Z 源逆变器并网控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(1): 17-23.
CHEN Yan, ZHOU Lin, LEI Jian, et al. Research on the Z-source inverter grid-connected control of micro-grid system based on differential[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(1): 17-23.
- [14] RIEMANN B, PERINI E A, CAVALCA K L, et al. Oil whip instability control using μ -synthesis technique on a magnetic actuator[J]. Journal of Sound and Vibration, 2013, 332(4): 654-673.
- [15] 杨仁增, 张光先. 单级式光伏并网逆变器的非线性控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(8): 204-211.
YANG Renzeng, ZHANG Guangxian. Single-stage grid-connected PV inverter with nonlinear controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(8): 204-211.
- [16] 陈汝昌, 陈飞, 张帆, 等. 新能源电网中微电源并网控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(12): 55-60.
CHEN Ruchang, CHEN Fei, ZHANG Fan, et al. Control strategies for grid-connected microsource in new energy power systems[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(12): 55-60.
- [17] 胡益, 王晓茹, 李鹏, 等. 静止同步串联补偿器 (SSSC) 的非线性鲁棒 H_∞ 控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(7): 30-36.
HU Yi, WANG Xiaoru, LI Peng, et al. Nonlinear robust strategy static synchronous series compensator (SSSC) of H_∞ control[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(7): 30-36.

收稿日期: 2016-01-12; 修回日期: 2016-08-08

作者简介:

薛阳(1976-), 男, 博士后, 副教授, 主要研究领域为智能控制、太阳能发电控制等; E-mail: xueyang@shiep.edu.cn

李华郁(1991-), 男, 通信作者, 硕士研究生, 主要研究领域为新能源发电控制、智能控制等。E-mail: 402942426@qq.com

(编辑 张爱琴)