

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2015.06.027

串联优化器光伏系统中并网逆变器的 控制策略研究*

陈 旺, 陈 敏*, 张 哲

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 基于串联型优化器结构的光伏并网系统能够有效解决部分遮挡以及光伏组件不匹配导致的热斑效应, 从而提高分布式光伏并网系统的输出功率。针对直流母线上 100 Hz 电压纹波影响并网电流质量的问题, 对集中式逆变器的拓扑、控制策略、环路设计等方面进行了研究。设计了一种应用于集中式逆变器的双环控制器, 电压外环稳定直流母线电压, 电流内环控制并网电流。分析了直流母线电压 100 Hz 纹波对控制环路的影响, 提出了一种电压环纹波补偿的控制策略, 通过输入/输出功率、母线电容与电网相位的关系计算电压纹波的大小与相位, 从而补偿电压外环的纹波干扰。研究结果表明, 该方法可以有效减小直流母线电容, 同时降低并网电流的总谐波失真(THD)。

关键词: 光伏系统; 并网逆变器; 控制策略

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2015)06-0873-05

Control strategies of grid-connected inverter in series-connected optimizer solar system

CHEN Wang, CHEN Min, ZHANG Zhe

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Solar system based on series-connected optimizer structure is effective to solve the hot spot effect and increase output power when partial shading or mismatch between photovoltaic panels. Aiming at the influence on the output current that is exerted by 100 Hz voltage ripple on the DC bus, the topologies, control strategy and loop design of the central inverter were investigated. A double loop control strategy was designed for the central inverter which includes an outer voltage loop to maintain the DC bus voltage and an inner current loop to regulate the grid current. The relation of 100 Hz voltage ripple to control loop was analyzed, in addition a novel control method of compensating the voltage ripple in the voltage loop was proposed, that was to calculate the ripple value and phase by the grid phase, bus capacitance, output and input power, thereby compensating the ripple interference in the voltage loop. The results indicate that the method can decrease DC bus capacitance effectively, meanwhile depress the output current THD.

Key words: solar system; grid-connected inverter; control strategy

0 引 言

传统的光伏并网系统中, 光伏组件直接串、并联后, 由集中式逆变器实现最大功率点跟踪与控制并网电流的功能。这种结构成本低、效率高, 适用于大规模

光伏电站的建设^[1]。但对于正处于快速发展期的屋顶光伏系统等分布式光伏并网应用场合, 由于部分阴影遮挡或组件不匹配而导致的热斑效应, 集中式并网结构并不能将系统功率利用最大化, 基于组件级最大功率点跟踪(distributed MPPT, DMPPT)的结构在学

收稿日期: 2015-01-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51107116)

作者简介: 陈 旺(1989-), 男, 浙江杭州人, 主要从事功率电源、光伏发电技术研究. E-mail: yobio@zju.edu.cn

通信联系人: 陈 敏, 男, 工学博士, 副教授. E-mail: calim@zju.edu.cn

术界与工业界都开始受到青睐^[2]。

串联型优化器并网系统是 DMPPT 结构中具备高效率、低成本、高可靠性的一种解决方案。串联型优化器结构是一种两级式的光伏并网系统,前级每一台光伏组件连接一台优化器,再将优化器的输出端串联形成高压直流母线;后级为集中式的逆变器,控制直流母线电压与并网电流,平衡两级之间的功率流动^[3]。

每个优化器对各自的光伏组件进行最大功率点跟踪,实现了组件级别的 MPPT 功能,因而可以解决热斑效应导致的光伏系统输出功率损失^[4]。输出端串联的连接方式可以使优化器的输入/输出电压接近,提高优化器效率的同时降低了系统成本。直流母线的设计提高了系统的扩展性,易于多个优化器串联的并联应用或者扩展为直流微网系统。

在串联型优化器系统中,由于集中式逆变器的输出电压和输出电流同为工频交流波形,而光伏组件在外部条件不变时输出功率不变,在直流母线电容 C_{bus} 上会形成 100 Hz 的电压纹波,影响控制环路的稳定性,引起并网电流谐波失真(THD)^[5]。

本研究在对串联型优化器系统分析的基础上,设计集中式逆变器的控制器,提出一种电压环纹波补偿的控制策略,以降低并网电流的 THD,达到减小直流母线电容的目的。

1 并网逆变器拓扑选择

目前,光伏逆变器大量采用无变压器的拓扑结构。但是光伏组件与电网之间没有电气隔离,因此器件开关动作会导致光伏组件寄生电容的充放电从而产生共模漏电流^[6]。串联型优化器系统的共模电流模型如图 1 所示。

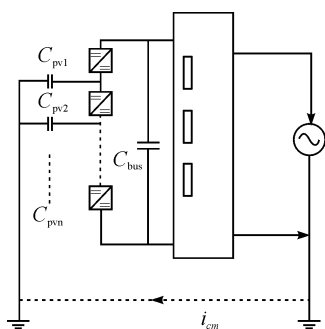


图 1 串联型优化器光伏系统共模电流模型

C_{pv1}, C_{pv2} —光伏组件对地寄生电容

为了抑制对地共模电流,本研究选用的并联双 Buck 拓扑作为逆变器的主功率电路如图 2 所示。在电网电压的正半周期,由开关器件 S_{PL}, S_{PH} 、二极管

D_{PH} 及电感 L_P 组成的 Buck 电路工作,此时开关管 S_{PL} 常通而 S_{NL} 常关, S_{PH} 与二极管 D_{PH} 交替导通;而在电网电压的负半周期,由开关器件 S_{NL}, S_{NH} 、二极管 D_{NH} 及电感 L_N 组成的 Buck 电路工作,此时开关管 S_{NL} 常通而 S_{PL} 常关, S_{NH} 与二极管 D_{NH} 交替导通^[7]。

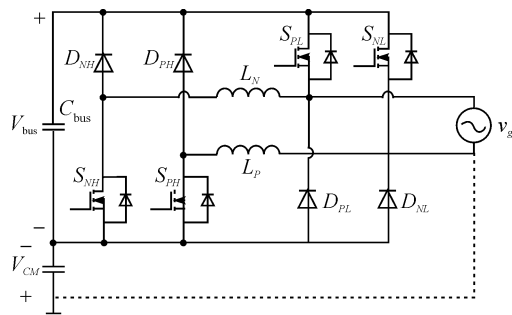


图 2 并联双 Buck 电路

并联双 Buck 电路通过常通开关 S_{PL} 与 S_{NL} 保证直流侧的一极始终与电网连通,使得寄生电容 v_{cm} 上的共模电压基本不变,因而抑制了共模漏电流;避免了桥臂共通问题,不需要高频死区,提高了电路的可靠性同时减小了电流畸变;在工作状态下只有一个高频工作的开关管,减小了开关损耗^[8]。

2 并网逆变器的控制策略

在串联型优化器光伏并网系统中,前级的优化器只负责组件的最大功率点跟踪,并不控制输出电压的大小。而后级的逆变器需要稳定直流母线电压并控制并网电流的大小和相位,平衡两级之间的功率^[9]。为了实现优化器与集中式逆变器两者控制策略之间的相互独立,通常情况下需要使用足够大的直流母线电容。

2.1 集中式逆变电路控制器设计

逆变电路的控制器采用双环控制,直流母线电压外环经过 PI 调节后与电网电压相位相乘作为并网电流内环的基准值,并网电流经过 PI 调节后产生 SPWM 驱动信号控制逆变器的工作,控制结构如图 3 所示^[10]。

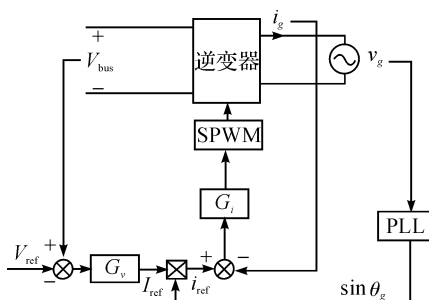


图 3 集中式逆变器控制结构示意图

逆变器每工频半周只有一个 Buck 结构在工作,因此可将逆变器简化为 Buck 电路。为了保证系统的稳定性,电流内环的带宽大于直流母线电压外环的带宽,因此可以分别设计内环与外环,电流内环的控制框图如图 4 所示。

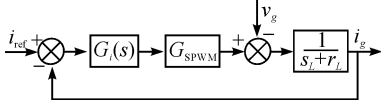


图4 电流内环控制框图

$G_i(s)$ —电流环的 PI 调节器; r_L —Buck 电感的寄生电阻;

i_{ref} —输出电流参考值,由电压环给出

逆变器电压环的控制框图如图 5 所示。

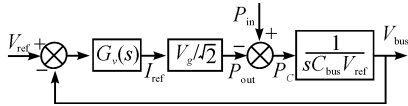


图5 电压外环控制框图

$G_v(s)$ —电压环的 PI 环节; I_{ref} —经过锁相环得到电流内环的参考值; P_{in}, P_{out}, P_c —逆变器的输入功率、输出功率、输出

电容上获得的功率

2.2 电压环纹波补偿控制策略的设计

母线电容的 100 Hz 电压纹波会影响电流环的参考值 i_{ref} ,造成输出电流 THD 的增加。本研究提出了一种电压环纹波补偿的控制方法,通过将电压纹波的幅值与相位补偿到控制环路中,减小电压环输出的电流参考信号幅值中的谐波含量,进而降低并网电流 THD。

逆变器的瞬时输出功率 p_{out} 可以表示为:

$$p_{out}(t) = I_g \sin(\omega_g t) \cdot V_g \sin(\omega_g t) = I_g V_g \frac{1 - \cos(2\omega_g t)}{2} \quad (1)$$

式中: I_g —电网电流幅值, V_g —电网电压幅值, ω_g —电网电压角频率。

在光照不变的情况下,逆变器的输入功率即光伏组件功率不变,忽略逆变器的损耗,则输入功率为:

$$P_{in} = \frac{I_g V_g}{2} \quad (2)$$

直流母线电容上的功率变化可以表示为:

$$p_c(t) = P_{in} - p_{out}(t) = P_{in} \cos(2\omega_g t) \quad (3)$$

电容上的功率变化造成直流母线电压的 100 Hz 纹波。将直流母线电压分解为直流量 V_{bus} 和交流纹波 ΔV_{bus} :

$$v_{bus}(t) = V_{bus} + \Delta V_{bus}(t) \quad (4)$$

补偿控制的原理是在控制环路中将直流母线电压

交流量 ΔV_{bus} 造成的纹波消除。在任意时刻 t 输入电容上储存能量的变化为:

$$\Delta E_C(t) = \int_0^t p_C(t) dt = \frac{P_{in}}{2\omega_g} \sin(2\omega_g t) \quad (5)$$

$$\Delta E_C(t) = \frac{1}{2} C_{bus} \cdot V_{bus}^2(t) - \frac{1}{2} C_{bus} \cdot V_{bus}^2 \quad (6)$$

将两式合并,略去 ΔV_{bus} 的二次项可得 ΔV_{bus} 的近似表达式:

$$\Delta V_{bus}(t) \approx \frac{P_{in}}{2\omega_g V_{bus} C_{bus}} \sin(2\omega_g t) \quad (7)$$

母线电压直流量可由参考电压 V_{ref} 近似代替,逆变器的输入功率 P_{in} 由输入功率经低通滤波得到。对电压环进行纹波补偿即在电压环路控制中,将交流纹波分量 ΔV_{bus} 过滤。直流母线电压的加入电压纹波补偿后的电压环控制框图如图 6 所示。

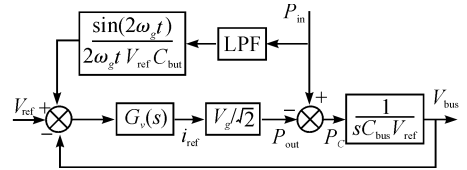


图6 电压环纹波补偿控制

3 仿真与实验

本研究建立了基于 PLECS 的仿真平台,并制作了一台并联双 Buck 逆变器样机及 3 台串联型优化器样机,对光伏逆变器控制策略进行仿真和实验验证。优化器的输入由 3 台光伏模拟器 Sorensen DCS80-15E 提供。由于 3 台优化器串联得到的直流母线电压较低,不足以并入 220 V 交流电网,本研究在样机实验中将母线电压调整为 150 V,电网通过调压器调整为有效值 75 V,与逆变器的输出端相连,系统的实验参数如表 1 所示。

表1 系统实验参数

参数	符号	取值
串联优化器数量	N	3
组件最大功率点电压/V	V_{MPP}	35
直流母线电压/V	V_{bus}	150
电网电压有效值/V	v_g	75
输出功率/W	P_{out}	300
直流母线电容/ μ F	C_{bus}	940/470
逆变器开关频率/kHz	f_{sw}	50
控制器	IC	TMS320F28335
电压环带宽/Hz	f_{cv}	10
电流环带宽/kHz	f_{ci}	2

采用传统控制方法与纹波补偿控制方法的仿真波形对比分别如图 7、图 8 所示。直流母线电容为

940 μF ,系统的输出功率在 5 s 时刻从 200 W 增加到 300 W。在采用了电压环纹波补偿的控制策略后,输出电流参考值 I_{ref} 上的纹波明显减小,满载时的 YTHD 由 5.7% 降到 0.9%。

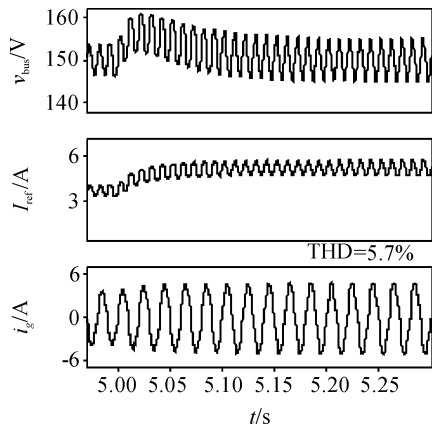


图 7 传统控制方法仿真波形

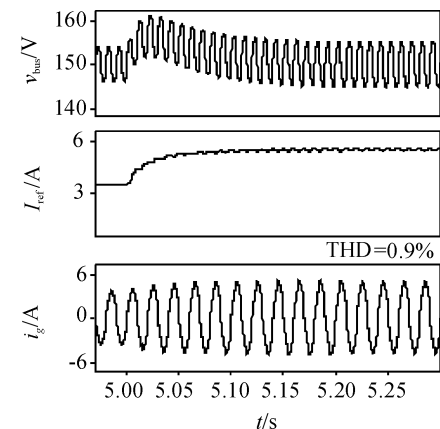


图 8 纹波补偿控制方法仿真波形

将直流母线电容减小到 470 μF 时系统的仿真波形如图 9 所示。在相同功率下直流母线电压 V_{bus} 的 100 Hz 纹波幅值明显增加,电流环参考值的纹波比采用 940 μF 母线电容时的纹波略有增加,并网电流 THD 为 2.4%。

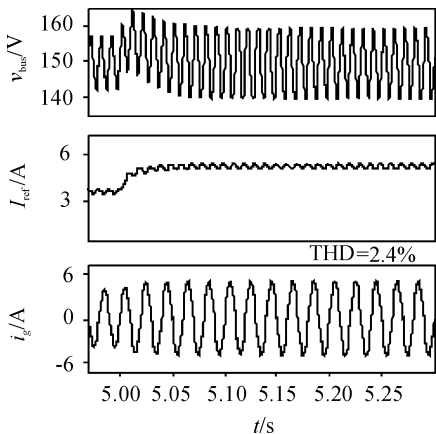


图 9 减小母线电容后纹波补偿控制方法仿真波形

采用传统控制方法与纹波补偿控制方法的实验波形对比分别如图 10、图 11 所示。直流母线电容为 940 μF ,系统输出功率 300 W,采用了电压环纹波补偿后,并网电流的 THD 从 6.9% 降到了 2.2%。

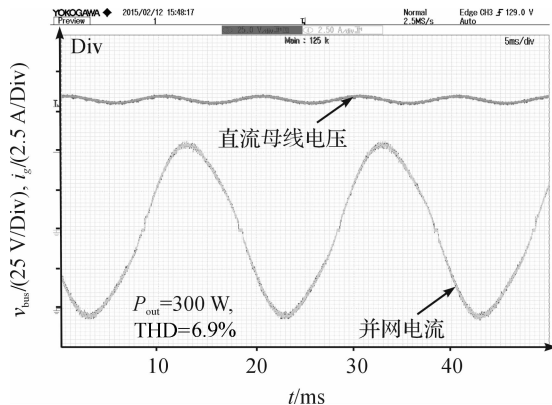


图 10 传统控制方法实验波形

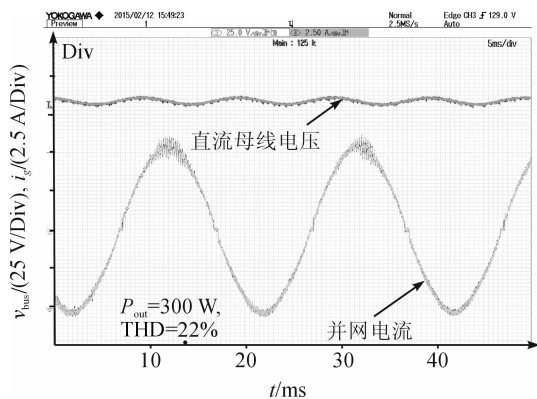


图 11 纹波补偿控制方法实验波形

电压环纹波补偿前、后并网电流的 THD 如表 2 所示。由表 2 可知,在将直流母线电容减小到 470 μF 后,采用纹波补偿的方法仍可以将 THD 控制在 3.7% 左右。

表 2 电压环纹波补偿控制对并网电流 THD

母线电容 $C_{\text{bus}}/\mu\text{F}$	是否采用纹波补偿	THD/(%)
940	否	6.9
940	是	2.2
470	是	3.7

综上所述,仿真与实验的结果均验证了电压环纹波补偿对光伏逆变器并网电流 THD 的抑制作用。在不增加并网电流 THD 的条件下,可以减小直流母线电容的取值,提高系统可靠性,降低成本。

4 结束语

本研究对串联型优化器光伏系统中并网逆变器的控制策略进行了分析与设计,提出了一种电压环纹波补偿的控制方法。该方法在不增加额外电路的条件

下,通过在控制环路中补偿 100 Hz 电压纹波,可以减小电流环参考值的纹波,有效地降低并网电流 THD。仿真与实验结果均验证了电压环纹波补偿控制方法的有效性。

在同样采用电压环纹波补偿控制的情况下,本研究在仿真与实验中还对对比了不同母线电容时的并网电流 THD。理论上该种控制方法可以消除电容取值对电流环参考幅值 i_{ref} 的影响,但由于控制方法中母线电压纹波是一个近似值,受电容实际值大小、电容等效串联电阻等参数的影响,并不能完全消除电压环纹波的影响,减小母线电容后 THD 有所增加,不过仍能得出采用电压环纹波补偿的控制方法可以减小直流母线电容取值的结论。

参考文献 (References):

- [1] JOSHI A S, DINCER I, REDDY B V. Performance analysis of photovoltaic systems; a review[J]. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 2009,13(8):1884-1897.
- [2] KASPER M, BORTIS D, KOLAR J W. Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated DC-DC converter concepts [J]. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 2014,29(5):2511-2526.
- [3] WALKER G R, SERNIA P C. Cascaded DC-DC converter

connection of photovoltaic modules[J]. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 2004,19(4):1130-1139.

- [4] WALKER G. Evaluating MPPT converter topologies using a Matlab PV model[J]. **Journal of Electrical & Electronics Engineering, Australia**, 2001,21(1):49.
- [5] 张 淳,潘再平. 逆变电源在微网中的控制策略仿真研究[J]. **机电工程**, 2013,30(4):472-475.
- [6] 马 琳,金新民. 无变压器结构光伏并网系统共模漏电流分析[J]. **太阳能学报**, 2009,30(7):883-888.
- [7] ARAÚJO S V, ZACHARIAS P, MALLWITZ R. Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic systems[J]. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, 2010,57(9):3118-3128.
- [8] QIAN H, ZHANG J, LAI J S, et al. A high-efficiency grid-tie battery energy storage system [J]. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 2011,26(3):886.
- [9] CHEN C W, CHEN K H, CHEN Y M. Modeling and controller design of an autonomous PV module for DMPPT PV systems[J]. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 2014,29(9):4723-4732.
- [10] 陈瑞睿,陈辉明,王正仕. 光伏发电系统并网逆变器控制策略研究[J]. **机电工程**, 2013,30(5):619-622.

[编辑:张 豪]

本文引用格式:

陈 旺,陈 敏,张 哲. 串联优化器光伏系统中并网逆变器的控制策略研究[J]. **机电工程**, 2015,32(6):873-877.

CHEN Wang, CHEN Min, ZHANG Zhe. Control strategies of grid-connected inverter in series-connected optimizer solar system[J]. **Journal of Mechanical & Electrical Engineering**, 2015,32(6):873-877.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>

(上接第 867 页)

- [11] AOUSS GABASH, PU LI. Active-Reactive OPF in distribution networks with embedded generation and storage[J]. **IEEE Transactions on Power Systems**, 2012, 27(4):2026-2035.
- [12] 陈 炜. 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.
- [13] 王成山,陈 恺. 配电网扩展规划中分布式电源的选址与定容[J]. **电力系统自动化**, 2006,30(3):38-43.
- [14] LO CHUN HAO, NIRWAN ANSARI. Alleviating solar energy congestion in the distribution grid via smart metering communications[J]. **IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems**, 2012,23(9):1607-1620.

- [15] ATWA Y M. Optimal renewable resources mix for distribution system energy loss minimization[J]. **IEEE Transactions on Power Systems**, 2010,25(1):1797-1805.

- [16] 刘 飞. 三相并网光伏发电系统的运行控制策略[D]. 武汉:华中科技大学电气与电子工程学院, 2008.
- [17] 苏秀蓉,王正仕,马进红,等. 基于 MPPT 的太阳能智能充电控制器[J]. **机电工程**, 2013,30(9):1133-1136.
- [18] 俞天艺,杨 鹏,刘 松,等. 基于 DC/DC 变换的光伏系统最大功率跟踪系统仿真[J]. **机电工程**, 2011, 28(10):1281-1283,1290.
- [19] 220W PV Module. Solar Gate Technology Corporation, Feb. 2012. [EB/OL]. Available: <http://www.solargatetech.com>.

[编辑:张 豪]