

一种低并网谐波电流的链式逆变装置

赵启良, 韩海伦, 熊泽成, 庞浩

(许继电源有限公司, 河南 许昌 461000)

摘要:设计了一种使用LC滤波的高频隔离型逆变装置。该逆变装置具有电池侧与电网侧电气隔离、零电压(ZVS)开通、并网电流谐波小等特点。对装置并网逆变侧进行了详细地分析,通过数学模型的建立、控制器设计及算法仿真,给出了一种可以很好抑制并网电流谐波的控制方法。最后,搭建了220 V/20 A输入,220 V输出5 kW样机,实验结果验证了理论分析的正确性与可行性。

关键词:有源逆变;比例谐振控制;谐波抑制

中图分类号:TM464

文献标识码:A

DOI:10.19457/j.1001-2095.dqed19312

A Low Current Harmonics Link Grid-connected Inverter

ZHAO Qiliang, HAN Hailun, XIONG Zecheng, PANG Hao

(XJ Power Co., Ltd., Xuchang 461000, Henan, China)

Abstract: An LC filter high-frequency link grid-connected inverter was designed, which have the characteristics of battery and grid with electrically isolation, zero-voltage-switching (ZVS) turn-on, low current harmonic. The operating principle of the grid-connected inverter was analyzed. A grid current harmonics suppression was introduced by establishing mathematical model, designing controller and algorithm simulation. The operating principle of the grid-connected inverter was analyzed, and the feasibility was verified by a 220 V/20 A input, 220 V output 5 kW prototype.

Key words: active inverter;proportional resonant (PR) control;harmonics suppression

近年来,随着太阳能光伏发电并网技术的推广应用,并网逆变器作为光伏发电系统与电网的接口,其并网的质量与可靠性受到越来越多的重视。由于并网逆变器会向电网注入谐波电流,相关标准对逆变器并网电流谐波有着严格的要求。

在许多场合,由于需要电池侧与电网侧电气隔离,并且对装置体积、成本有限制,使得使用LC滤波的高频隔离型逆变装置成为首选。逆变滤波环节采用LC滤波,相对于LCL滤波而言,LC滤波将电网阻抗直接作为网侧滤波电抗,在体积、成本和效率上更具优势^[1-3]。但是,由于传统中、小功率逆变器多使用提高增益的传统PI控制方法来减小并网电流谐波,无法在保证系统稳定性的同时具备足够能力来抑制电网电压中的谐波^[4]。由于滤波环节自身特性及控制算法限

制,造成装置并网电流谐波过大。

本文通过对并网控制算法的改进,设计了一种低并网电流谐波的链式逆变装置。并通过仿真和实验验证了算法的可行性。

1 高频链式逆变装置

高频链式逆变装置主回路如图1所示,装置使用DC/AC将蓄电池的直流电变换为SPWM (sinusoidal pulse width modulation)高频交流电,经过高频隔离、整流桥后再经LC滤波器滤波,获得单极性半波直流,最后经过高频逆变及LC滤波获得工频交流输出并实现并网功能。

在高频整流后,由于有电解电容 C_2 进行储能,可以将后级设计为电流型逆变,在并网输出的同时进行母线稳压。同样因为有直流储能环节的解耦,前、后级在控制上仅需要时序和逻辑

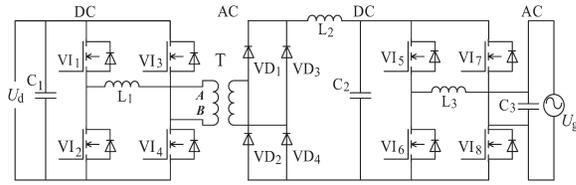


图1 链式并网逆变装置主回路

Fig.1 Main circuit of link grid-connected inverter 上的协调,可以单独分别设计。由于前、后级解耦,前级DC/DC设计并无特殊要求,本文中设计的装置前级采用移相全桥零电压开关(zero voltage switch, ZVS)拓扑进行设计,设计过程在文献[5]中有详细描述,不再赘述。其工作时,驱动时序、变压器T原边电流及电压波形及副边整流二极管电压波形如图2所示,其中 $U_{V11} \sim U_{V14}$ 为开关管 $V_{11} \sim V_{14}$ 的驱动波形, U_{AB} 为变压器T的原边电压波形, i_p 为变压器T的原边电流波形, $U_{VD1} \sim U_{VD4}$ 为副边整流二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 的反向电压波形。

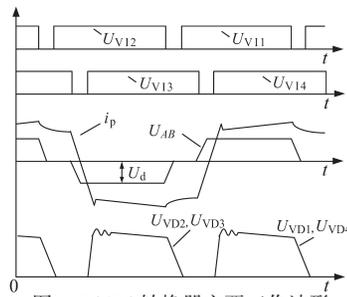


图2 DC/DC转换器主要工作波形

Fig.2 Main operation waveforms of DC/DC converter

1.1 有源逆变部分模型建立

基于LC滤波的单相并网逆变器的统一电路模型如图3所示。图3中, U_i, U_g, i_L 和 i_g 分别为逆变桥臂输出的SPWM电压、电网电压、电感电流和并网电流; L_3, C_3 分别为滤波电感和滤波电容; R 为滤波电感的等效串联电阻和逆变器中各种阻尼因素的综合等效电阻,滤波电容的等效串联电阻影响较小,一般予以忽略。

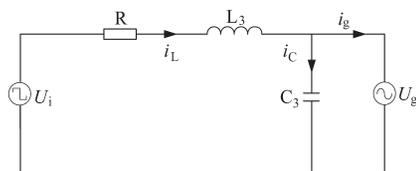


图3 基于LC滤波的单相并网逆变器电路模型

Fig.3 Circuit model for single phase grid-connected inverter with LC filter

由图3可得基于LC滤波的单相并网逆变器的数学模型表达式:

$$L \frac{di_L}{dt} = U_i - Ri_L - U_g \quad (1)$$

式中: L 为滤波电感。

将式(1)进行Laplace变换可得其s域传递函数,如下式所示:

$$I_g(s) = \frac{1}{sL + R} [U_i(s) - U_g(s)] \quad (2)$$

1.2 控制策略及控制器设计

并网逆变器控制策略采用双环控制,外环控制直流母线电压,维持电压值恒定,同时生成并网电流指令;内环以并网电流为控制目标,控制并网电流与电网电压同频同相。其电流内环控制框图如图4所示,其中, K_{pwm} 为逆变器增益, T_s 为时间常数,在分析闭环系统数学模型和整定PI参数时,暂时不考虑它对并网电流的影响。

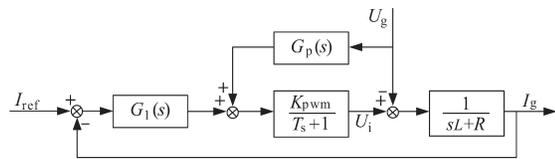


图4 电流内环控制框图

Fig.4 Control block diagram of current inner loop

忽略逆变桥环节延时及其他杂散参数影响,输出并网电流闭环传递函数可表示如下:

$$I_g(s) = \frac{K_{pwm} G_1(s)}{Ls + R + K_{pwm} G_1(s)} I_{ref}(s) - \frac{1}{Ls + R + K_{pwm} G_1(s)} u_g(s) \quad (3)$$

式中: $G_1(s)$ 为电流内环传递函数; I_{ref} 为电流内环给定值; u_g 为电网电压反馈值。

为抑制电网扰动,引入电网电压前馈控制,取前馈系数 $G_p(s)$ 为 $1/K_{pwm}$,电感电流可表示为

$$i_L(s) = \frac{K_{pwm} G_1(s)}{Ls + R + K_{pwm} G_1(s)} I_{ref}(s) \quad (4)$$

式中: i_L 为电感电流。

系统采用PI控制器,则系统闭环传递函数如下式所示:

$$G_c(s) = \frac{\frac{K_{pwm} \cdot K_p}{L} (s + \frac{K_i}{K_p})}{s^2 + \frac{R + K_p \cdot K_{pwm}}{L} s + \frac{K_i \cdot K_{pwm}}{L}} \quad (5)$$

式中: K_p, K_i 分别为控制器比例与积分增益。

由式(5)可得系统的闭环特征方程为

$$s^2 + \frac{R + K_p K_{pwm}}{L} s + \frac{K_i K_{pwm}}{L} = 0 \quad (6)$$

在配置极点时,按照阻尼比 $\zeta=0.707$,固有频

率 $\omega_n=8\ 000\ \text{rad/s}$ 进行配置,可得出PI控制器参数为

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n L - R}{K_{\text{pwm}}} = 0.0193$$

$$K_i = \frac{L\omega_n^2}{K_{\text{pwm}}} = 114.87$$

根据逆变器数学模型可以求出其在PI控制下的开环传递函数。逆变器开环Bode图如图5所示。

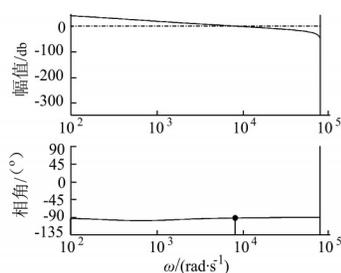
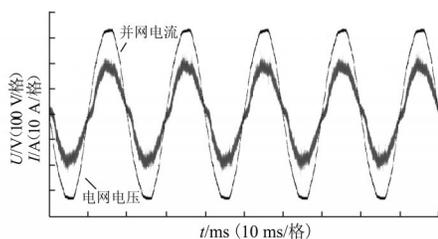


图5 逆变器开环伯德图

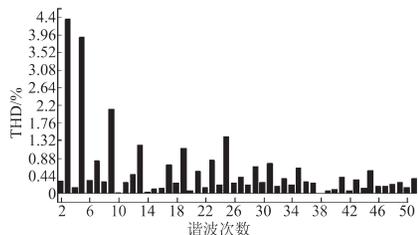
Fig.5 Open loop Bode diagram of inverter

1.3 低次电流谐波抑制

由于装置逆变并网侧采用基于PI控制的全桥LC拓扑进行滤波,使得其在电网基波频率处的增益为有限值,系统存在稳态跟踪误差。经过测试,装置在额定工况下并网电流波形及并网电流各次谐波占基波百分比如图6所示。装置在额定工况下的并网电流谐波为7.21%,装置输出电流低次谐波成分较高,特别是3次、5次、9次谐波。需要在控制方法进行一定的改进,以减小低次谐波电流成分。



(a)PI控制并网电流及电网电压



(b)PI控制各次并网电流THD占比

图6 PI控制时额定工况下并网电流波形及THD

Fig.6 Grid-connected current and its THD of PI control on rated condition

比例谐振(PR)控制器的传递函数为

$$G_{\text{PR}}(s) = K_p + \frac{2K_r s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (7)$$

式中: K_p, K_r 为采用PR控制后控制器控制参数; ω_0 为基波角频率。

该控制器在基波频率(ω_0)处的增益为

$$|D_{\text{PR}}(j\omega_0)| = \sqrt{K_p^2 + \left(\frac{2K_r\omega_0}{-\omega_0^2 + \omega_0^2}\right)^2} \quad (8)$$

由此可见,比例谐振控制在其谐振频率附近具有极大的增益,在非谐振处增益很小。可以不经坐标变换直接对信号进行调节,实现对某一固定频率正弦指令信号的无静差跟踪控制,补偿特定频率的谐波,改善跟踪性能^[6]。

在实际工程系统中,由于理想的PR控制器难以实现,可以采用另一种更好实现的准比例谐振控制器,其传递函数为

$$D(s) = K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (9)$$

式中: ω_c 为控制器控制参数。

K_r 只影响控制器的增益,而不影响控制器的带宽,控制器的增益与 K_r 成正比, K_r 越大,增益越大,稳态误差越小。但是若 K_r 过大会降低并网电流质量,在设计时只要保证在其对应的基波频率附近有足够的增益即可。

在DC/AC并网电流控制环中,增加准谐振控制,将电流环控制器改造为PI+PR控制器,其中准PR控制器主要用来抑制低次谐波(主要为3次、5次、9次谐波),控制器结构如下式所示:

$$G(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} + \frac{2\omega_c K_{r3} s}{s^2 + 2\omega_c s + (3\omega_0)^2} + \frac{2\omega_c K_{r5} s}{s^2 + 2\omega_c s + (5\omega_0)^2} + \frac{2\omega_c K_{r9} s}{s^2 + 2\omega_c s + (9\omega_0)^2} \quad (10)$$

式中: K_{r3}, K_{r5}, K_{r9} 分别为消减3次、5次、9次谐波对应的比例系数。

设计中取 $K_{r3}=300, K_{r5}=300, K_{r9}=100$ 。经过计算得到准谐振控制器的带宽为 ω_c/π ,假设电网频率允许波动范围为 $\pm 0.8\ \text{Hz}$,则有 $\omega_c/\pi=1.6\ \text{Hz}$,可得 $\omega_c=5\ \text{rad/s}$ 。

根据控制参数分别绘制系统采用PI控制器和PI+PR控制器开环Bode图并进行比较,如图7所示。

对比装置开环Bode图可以发现,加入PR控制后系统带宽几乎不变,在3次、5次、9次谐波电流对应的频率处增益明显变高。

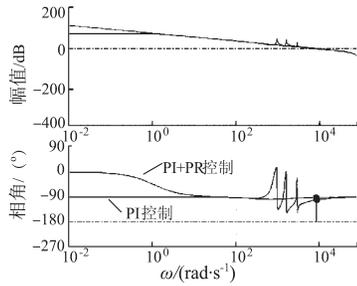


图7 PI控制和PR控制的开环伯德图

Fig.7 Open loop Bode diagram of PI control and PR control

采用双线性变换法进行离散化,对PR进行数字化实现 $G_r = 2\omega_c K_m s / [s^2 + 2\omega_c s + (n\omega_0)^2]$,离散化后的方程为

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{T_s}{2} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (11)$$

式中: T_s 为时间常数。

写成差分方程,数字化实现如下式所示:

$$U_{PRk} = PR_A \times e_k - PR_B \times e_{(k-2)} + PR_C \times U_{(k-1)} - PR_D \times U_{(k-2)} \quad (12)$$

式中: $PR_A \sim PR_D$ 为数字实现后,程序算法中使用的具体系数; e_k 为输出电压误差; U_k 为第 k 次输出电压。

例如,针对9次谐波抑制PR控制器, $K_{r9} = 100$, $\omega_c = 5$, $3\omega_0 = 9 \times 314$,则

$$G_{r9} = \frac{2\omega_c K_m s}{s^2 + 2\omega_c s + (n\omega_0)^2} = \frac{1000s}{s^2 + 10s + 7.986e006} \quad (13)$$

离散化后,可得:

$$G_{r9}(z) = \frac{0.019932 - 0.019932z^{-2}}{1 - 1.986854z^{-1} + 0.999601z^{-2}}$$

写成差分方程为

$$U_{PR9k} = PR_{9A} \times e_k - PR_{9B} \times e_{(k-2)} + PR_{9C} \times U_{(k-1)} - PR_{9D} \times U_{(k-2)} \quad (14)$$

其中, $PR_{9A} \sim PR_{9D}$ 为数字实现后,程序算法中针对9次谐波所使用的具体系数,具体为

$$PR_{9A} = PR_{9B} = 0.019932$$

$$PR_{9C} = 1.986854$$

$$PR_{9D} = 0.999601$$

2 实验结果

为验证上述理论分析及仿真的正确性,根据所使用的控制方法设计出验证样机。该样机额定直流输入电压220V,额定直流输入电流(放电电流)20A,额定输出电压交流220V。电路的具体参数如下:谐振电感 $L_1 = 11 \mu\text{H}$,变压器T匝比为

9:26,滤波电感 $L_2 = 350 \mu\text{H}$, $L_3 = 1\text{mH}$,滤波电容 $C_3 = 5 \mu\text{F}$, $VI_1 \sim VI_4$ 选用IPW65R041CFD型MOSFET, $VD_1 \sim VD_4$ 选用APT30DQ120BG型快恢复二极管, $VD_5 \sim VD_8$ 选用IKW75N60T型IGBT。

图8为装置DC/DC前级满载额定工况下各关键点波形。其中, U_{VD} 为整流二极管两端电压, U_{DS} 为MOSFET两端电压, U_{VI} 为MOSFET器件驱动, i_p 为变压器原边电流。可见此时当MOSFET驱动给出时,其两端电压已经降至零, MOSFET器件已经实现ZVS。

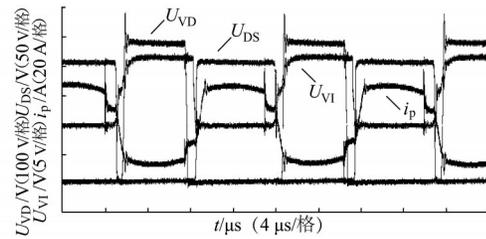
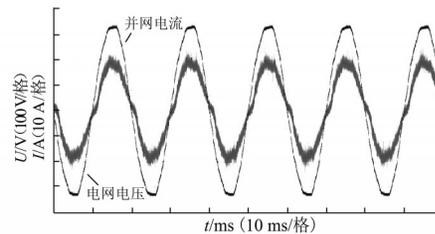


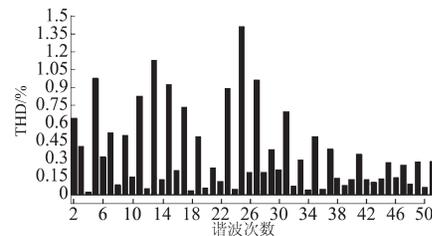
图8 DC/DC转换器满载时主要工作波形

Fig.8 Main operation waveforms of full loaded DC/DC converter

图9为装置额定工况下采用PI+PR控制时,输出电流THD测量分析值。在采用PI+PR控制后,可以明显看到,3次、5次及9次电流谐波明显下降,装置输出电流THD由7.21%下降至2.74%。



(a)PI+PR控制并网电流及电网电压



(b)PI+PR控制各次并网电流THD占比

图9 采用PI+PR控制时额定工况下并网电流波形及THD

Fig.9 Grid-connected current and its THD of PI+PR control on rated condition

3 结论

本文设计了一种使用LC滤波的高频隔离型逆变装置,重点对该装置如何进行低次谐波抑制的原理及方法进行了介绍,并通过仿真及实验验证了该方法的可行性。该装置具有并网电流谐

波小、直流电池侧与交流电网侧电气隔离、软开关范围宽、工作效率高等优点。研制出的装置现已经应用于国家电网冀北某 500 kV 变电站,运行情况良好,具有推广意义。

参考文献

- [1] 余畅舟,张兴,刘芳,等.组串式LC型光伏逆变器并网谐波环流及其抑制策略分析[J].电力系统自动化,2016,40(13):77-83.
- [2] Shao Z, Zhang X, Wang F, *et al.* Modeling and Elimination of Zero-sequence Circulating Current in Parallel Three-level T-type Grid-connected Inverters [J]. IEEE Trans. on Power

Electronics, 2015, 30(2): 1050-1063.

- [3] 阚加荣,谢少军,吴云亚,等.逆变器侧电流反馈的LCL滤波并网逆变器参数设计[J].电力系统自动化,2013,37(17):119-124.
- [4] 甄帅.大功率永磁同步电机运行谐波分析与抑制方法研究[D].重庆:重庆大学,2011.
- [5] 阮新波,严仰光.脉宽调制DC/DC全桥变换器的软开关技术[M].北京:科学出版社,1999.
- [6] 刘春喜,马伟明,孙驰,等.大容量400Hz逆变器输出LC滤波器设计和低次谐波抑制[J].电工技术学报,2011,26(6):129-136.

收稿日期:2018-07-17

修改稿日期:2019-02-21

“交流电机无传感器控制技术”专题征稿启事

随着功率半导体器件、材料技术和先进控制策略的发展和技术进步,交流电机驱动控制技术水平有了极大的提高,广泛应用于装备制造、国防军工、交通运输等领域的重大装备中,是支撑国民经济发展的重要基础。无传感器控制技术、高鲁棒性、高动态性、高可靠性、高功率密度已经成为交流电机驱动控制的发展方向。

为了发掘“交流电机无传感器控制技术”的应用领域,充分展示国内外该领域的最新研究进展与发展趋势,共享国内外高校和企业的最新学术和技术成果,促进我国交流电机驱动控制技术水平的科技进步,《电气传动》编辑部联合中国自动化学会电气自动化专委会推出“交流电机无传感器控制技术”专题,就“交流电机无传感器控制”关键技术、关键应用、关键工艺等方面的最新进展进行交流探讨。

所有专题稿件,我们将组织电气自动化专委会专家团队进行严格独立审稿,录用文章将于2020年12月—2021年2月正刊出版。

一、投稿主题

1. 交流电机驱动及控制技术;
2. 交流电机无位置/速度传感器控制技术;
3. 先进伺服驱动装置与控制技术;
4. 交流电机驱动系统鲁棒性分析与提升技术;
5. 交流电机驱动系统故障诊断、容错控制、健

康管理技术。

二、投稿要求

1. 引言中研究目的清晰明确,对该领域的国内外研究现状分析详尽,对现有其他研究者的工作进行正确的评述;引言应详细说明创新点和优势;
2. 重点突出,论述严谨,文字简练,避免长篇幅公式推导过程出现,字数以不超过7 000字为宜;
3. 来稿请用Word排版,格式与《电气传动》论文模板一致;
4. 登陆《电气传动》官方网站www.au365.cn在线投稿。在投稿系统“文章标题”处填写论文题目,格式为:题目+(2020年“交流电机无传感器控制技术”专题投稿),不接受邮箱投稿;
5. 其他要求参见《电气传动》投稿须知。

三、投稿截止日期2020年9月30日

四、联系人

1. 《电气传动》编辑部(投稿系统、稿件状态相关问题)
 - 刘娟 159 0221 9132
 - 刘舒慧 155 1083 5338 022-84376191
2. 哈尔滨工业大学电气工程学院(专业相关问题)
 - 于泳 131 0160 9217
 - 王勃 180 4504 7171