

PWM 逆变器中新型共磁芯滤波器的设计与应用

王晓远,吕海英,祝黎辉

(天津大学 电气与自动化工程学院,天津 300072)

摘要: LCL 无源滤波器常与逆变器串联用来抑制逆变器产生的开关频率附近的高次电流谐波。为了降低无源滤波器的成本和体积,提出一种新型的应用于 LCL 滤波器的共磁芯电感,即网侧电感与逆变器侧电感共用 1 个磁芯。这种结构的滤波电感与独立结构的 LCL 滤波电感相比体积更小、成本更低且具有较好的滤波效果。理论推导与仿真实验结果验证了新型滤波电感的有效性。

关键词: 滤波器; LCL 滤波器; PWM; 逆变器; 共磁芯电感; 谐波抑制

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.02.011

0 引言

随着世界范围能源结构的改变,作为可再生能源重要组成部分的光伏产业在我国及世界上的许多国家都得到了快速的发展,被认为是当今世界上最有发展前景的新能源技术。

光伏发电系统中的并网逆变器一般采用脉冲宽度调制(PWM),通过 DC/DC 和 DC/AC 变换后,会产生谐波和电压尖峰,导致大量的高次谐波电流进入电网,这样会对电网中其他电子设备产生干扰,因此为了规范光伏并网发电的各项技术指标,各国均制定了相应的并网技术标准,从这些标准中可以看出并网电流谐波是并网逆变器的一个重要参数。即逆变器运行时不应造成电网电压波形过度畸变及向电网注入过度的谐波电流,以避免对连接到电网的其他设备造成不利的影响。标准中规定电流总谐波畸变率不应大于 5%。其中德国的 BDEW 标准最为严格,其不仅限定了总谐波畸变率,而且还限定了各奇次及偶次谐波的数值。为了达到标准要求,并网逆变器交流侧输出滤波器的设计尤为重要。

目前,光伏发电系统基本采用无源 LCL 滤波器来抑制并网电流中的谐波成分,使之满足相关的标准。但随着功率等级的提高,特别是在大功率应用场合,要使并网侧电流满足相应的谐波标准需要较大的电感值。这不仅使并网电流变化率下降,系统动态性能降低,还会带来体积过大、成本过高等一系列问题。LCL 滤波器中,电感的重量、体积和成本主要取决于磁芯的用量。因此设计滤波器时在能够达到滤波效果的情况下应尽量减少电感的磁芯材料。本文提出一种新型的共磁芯 LCL 滤波器,即并网电感与逆变器侧电感共用 1 个磁芯。这种结构的滤波电感与 2 个分立结构电感相比,体积更小、成本更低且滤波后电流谐波畸变率满足标准要求。最后针对光伏并网的应用给出新型滤波电感的设计实例,并

进行实验验证。

1 共磁芯电感结构

基于 LCL 滤波器的电压型 PWM 逆变器电路结构如图 1 所示,滤波器串联在逆变器与电网之间以抑制开关频率附近的高次电流谐波^[1]。图 2 为 LCL 型滤波器的单相等效电路图^[2]。图中, L_1 、 C 和 L_2 构成 LCL 滤波器, L_1 为逆变器侧电感, L_2 为网侧电感, C 为滤波电容; R 为阻尼电阻,作用是抑制谐振峰值。逆变器开关工作时,会在 L_1 中产生高频谐波电流,LCL 滤波器的电容支路对高频谐波电流起到了旁路作用。

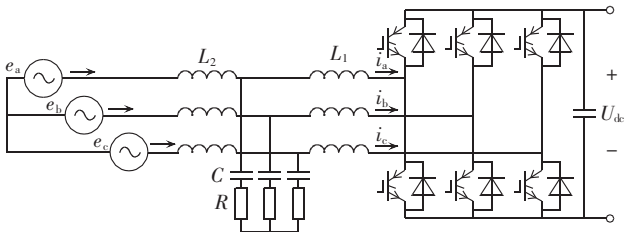


图 1 基于 LCL 滤波器的三相电压型 PWM 逆变器

Fig.1 Three-phase voltage-source PWM inverter based on LCL filter

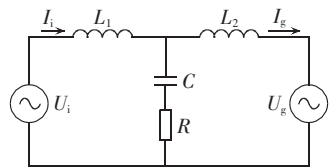


图 2 LCL 型滤波器单相等效电路图

Fig.2 Single-phase equivalent circuit of LCL filter

由于光伏并网系统中逆变器的功率都在上百千瓦,因此并网滤波器中电感的体积和重量都比较大,本文中提到的应用于 630 kW 并网系统的滤波电感重量达到 0.5 t。由于电感主要由铁磁及铜线组成,重量和体积的大小决定了电感成本的高低。为了降低成本,很多电感生产制造商都在寻找一种可以减小体积和重量的方法。目前有 2 种方案^[3-4]应用于 LCL

滤波电感。

a. 分立结构。

电感 L_1 和 L_2 分别使用单独的磁芯来绕制,磁芯数量较多,体积较大,如图 3 所示。

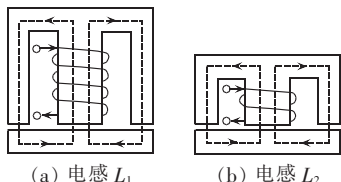


图 3 分立结构电感
Fig.3 Inductors with discrete structure

b. 共轭结构。

当 L_1 和 L_2 的磁芯宽度相等且厚度一致时,可将 L_1 和 L_2 按照图 4 中的方式集成在一起。集成后,2 个电感之间存在一定的耦合,文献[3]分析了耦合参数的设计对滤波效果的影响。文献[5]提到的一种共轭式串联电感即为这种结构。其不仅节省了原材料且减小了磁轭的磁芯损耗,在应用时可达到 2 台独立电感的效果。西门子 500 kW 光伏并网系统中的逆变柜即配合使用了共轭串联结构电感作为 LCL 滤波器的一部分。

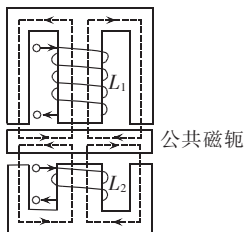


图 4 共轭结构电感
Fig.4 Inductors with conjugate magnetic branch

本文提出一种不同于常规电感的新结构:应用于 LCL 滤波器的共磁芯电感如图 5 所示,其中每相包含 2 组绕组及绕组对应的引出端子,每一相中的 2 个绕组共用 1 个磁芯。图中, S_1 代表逆变器侧电感 L'_1 的引出端,用于与逆变器相连接; S_2 代表并网侧电感 L'_2 的引出端,用于与电网相连接; X 代表 2 个电感的公共端,连接到阻容吸收电路。与上述共轭结构电感相比,本文所提共磁芯电感减少了磁轭以及磁芯的数量,从而节省了安装空间;节约了材料成本,降低了电感中的磁损以及发热量,从而提高了电感的效率,应用于光伏并网系统具有较好的滤波效果。

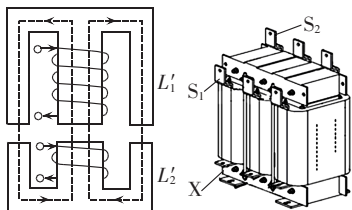


图 5 共磁芯结构电感
Fig.5 Inductors with shared magnetic core

下文分别对应用于 630 kW 光伏发电系统中的 3 种不同结构的滤波电感进行材料成本、体积及

重量的对比,结果如表 1、2 所示。表 1、2 中,成本下降比、体积减小比、重量减轻比均以分立结构为基准。从表 1 可以看出,采用共轭结构的电感,其材料成本比采用分立结构的电感低 32%,而采用本文提出的共磁芯电感,材料成本将比采用分立结构的电感节省 44%。从表 2 可以看出,无论在体积还是重量上,本文设计的共磁芯电感相比分立结构电感都有相当明显的改善,体积减小了 42%,重量减轻了 45%。体积与重量的减小将大幅改善系统的紧凑性及机械的稳定性。

表 1 3 种不同结构滤波电感的材料成本对比

Table 1 Comparison of material cost among three filter inductor types

材料	成本/元		
	分立结构	共轭结构	共磁芯结构
支架	800	1470	193
绝缘纸	546	850	900
硅钢片	13672	7046	5964
铝带	1396	1725	1012
铜排	1800	1320	1290
其他材料	800	600	500
人工	1140	700	1385
合计成本/元	20154	13711	11244
成本下降比/%	—	32	44

表 2 3 种不同结构滤波电感的体积和重量对比

Table 2 Comparison of size and weight among three filter inductor types

结构	体积	体积减小比/%	重量/kg	重量减小比/%
分立	500 mm×312 mm×1 300 mm	—	572	—
共轭	500 mm×312 mm×1 000 mm	23	400	30
共磁芯	500 mm×312 mm×745 mm	42	311	45

2 共磁芯 LCL 滤波器参数设计及滤波特性分析

2.1 LCL 滤波器参数计算

为了验证新型共磁芯电抗器应用于光伏并网系统滤波效果的有效性,在分析新型滤波器特性前,先对传统 LCL 滤波器的性能进行分析,并介绍 LCL 滤波器中电感、电容、阻尼电阻参数的计算。系统单相电路拓扑如图 2 所示。

由图 2 可以得到并网电流 I_g 与逆变器输出电压 U_i 之间的传递函数 $H_1(s)$ 表达式:

$$H_1(s) = \frac{I_g}{U_i} = \frac{RCs + 1}{L_2 L_1 C s^3 + (L_2 + L_1) R C s^2 + (L_2 + L_1) s} \quad (1)$$

由上述传递函数表达式(1)可以推导出系统谐振频率为:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (2)$$

综合文献[6-11]可知,对 LCL 滤波器参数设计有如下限制条件。

a. 一般滤波器总的电感所产生的阻抗压降应小于正常额定工作情况下电网电压的 20%,以防止电压降过大降低输出交流电压。滤波电感 L_1 的值主要由输出的电流纹波 $\Delta I_{\max}$ 决定,电流纹波一般取 15%~25% 的额定电流。对于 PWM 控制的逆变器,其输出电感 L_1 与纹波有如下关系:

$$L_1 = \frac{U_{dc}}{4\Delta I_{\max} f_{sw}} \quad (3)$$

其中, U_{dc} 为逆变器直流输入电压; f_{sw} 为逆变器的开关频率; $\Delta I_{\max}$ 为允许输出电流纹波的最大值。

并网系统中逆变器输出侧电感的电感值 L_1 应大于并网侧电感的电感值 L_2 , L_1 与 L_2 的比例关系在 2:1 与 3:1 之间能达到较好的滤波效果^[11],本设计采用 2:1 的比例关系。

b. 为了减小滤波器谐振点给系统带来的危害,滤波器的谐振频率应该避开电网频率的低频段及开关频率的倍数频段。设计 LCL 滤波器的谐振频率一般大于等于电网频率 f_0 的 10 倍,且小于等于开关频率 f_{sw} 的 1/2,即:

$$10f_0 \leq f_{res} \leq f_{sw}/2 \quad (4)$$

c. 为了对开关频率纹波分量进行分流,以使高频分量尽可能多地从电容支路流过,因此可以取:

$$X_C = \left(\frac{1}{10} \sim \frac{1}{5} \right) X_{L2} \quad (5)$$

其中, X_C 、 X_{L2} 分别为开关频率下电容及电感的阻抗值。

如果电容值取值太小,开关频率纹波高频分量从电容支路分流不够,会使更多的高频谐波电流进入电网;然而电容值取值太大,会导致更多的无功电流流入滤波电容,进而使逆变器输出电流增大影响系统的损耗。此外,为了避免并网逆变器的功率因数过度降低,一般滤波电容吸收的基波无功功率不能大于系统额定有功功率的 5%,因此可得:

$$C \leq \frac{5\% P_N}{U_N^2 \cdot 2\pi f_0} \quad (6)$$

其中, P_N 为逆变器的额定功率; U_N 为逆变器的额定电压。

d. 选择阻尼电阻 R 的取值时,既要考虑抑制振荡提高系统稳定性,又不能产生过多的损耗降低系统效率。因此,一般将 R 的取值设置为谐振点容抗的 1/3 左右。

$$R \approx \frac{1}{3 \times 2\pi f_{res} C} \quad (7)$$

依照上述滤波器参数设计原则,将表 3 的系统参数代入式(3)—(7)可得 LCL 滤波器的设计参数,见表 4。

2.2 共磁芯电感的滤波特性分析

设计 LCL 共磁芯滤波器,并分析其特点及与传统 LCL 滤波器的区别。图 6 分别为共磁芯电感解耦

表 3 系统参数

Table 3 System parameters

参数	参数值
电网电压 U_N	400 V
电网频率 f_0	50 Hz
逆变器额定功率 P_N	630 kW
逆变器额定输出电流 I_N	985 A
开关频率 f_{sw}	2.5 kHz
直流电压 U_{dc}	750 V

表 4 LCL 滤波器设计参数

Table 4 Design parameters of LCL filter

参数	参数值
逆变器输出电感 L_1	0.096 mH
电网输入电感 L_2	0.048 mH
滤波电容 C	768 μ F
阻尼电阻 R	0.06 Ω

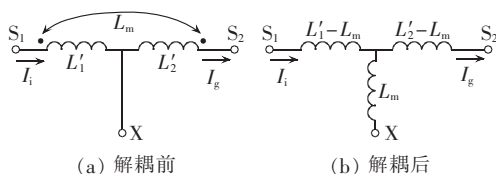


图 6 共磁芯结构电感解耦前后单相等效电路图

Fig.6 Single-phase equivalent circuit of inductors with shared magnetic core, before and after decoupling

前和解耦后的单相原理图。图中, I_i 是从逆变器流出带高次谐波的电流, I_g 是经过滤波后的并网电流, L_m 是 L_1' 与 L_2' 之间的等效互感。

图 7 为改进后 LCL 共磁芯滤波器的单相等效电路,其中, $L_1' = L_1 + L_m$, $L_2' = L_2 + L_m$, 等效后保持自感不变,仅电容滤波支路增加了互感 L_m ,因此下文主要分析互感的引入对系统的影响。

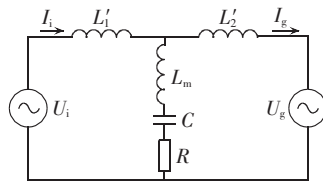


图 7 共磁芯结构电感应用于 LCL 滤波器的单相等效电路图

Fig.7 Single-phase equivalent circuit of LCL filter inductors with shared magnetic core

对上述结构的滤波电路进行解析计算,得到并网电流 I_g 与逆变器输出电压 U_i 之间的传递函数 $H_2(s)$ 如下:

$$H_2(s) = \frac{I_g}{U_i} = \frac{s^2 L_m C + sRC + 1}{s^3 + s^2 R / [L_1 L_2 / (L_1 + L_2) + L_m] + s(L_1 + L_2) / C} \quad (8)$$

由上述传递函数表达式(8)可以推导出系统谐振频率的计算公式为:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{[L_1 L_2 + (L_1 + L_2) L_m] C}} \quad (9)$$

依据 2.1 节 LCL 滤波器的参数设计方法以及经验值得出了滤波器的设计参数,如表 5 所示。

表 5 共磁芯结构 LCL 滤波器设计参数
Table 5 Design parameters of LCL filter with structure of shared magnetic core

参数	参数值
逆变器输出电感 L_1'	0.136 mH
电网输入电感 L_2'	0.088 mH
互感 L_m	0.04 mH
滤波电容 C	768 μ F
阻尼电阻 R	0.06 Ω

LCL 滤波器以及 LCL 共磁芯滤波器的幅频特性如图 8 所示。由于等效互感的作用会使谐振点发生偏移,将表 4 及表 5 的设计参数分别代入式(4)和式(9)计算得出 LCL 滤波器的谐振频率 $f_{res} = 1.05$ kHz, LCL 共磁芯滤波器的谐振频率为 $f'_{res} = 0.7$ kHz。另外在低于转折频率 f_T 时,共磁芯滤波器幅频曲线以 -60 dB/dec 的速度衰减;在高于转折频率 f_T 时,共磁芯滤波器幅频曲线则以 -20 dB/dec 的速度衰减。可见由于耦合互感的存在使共磁芯滤波器对高频段谐波的抑制减弱。因此要尽量增大转折频率,使其大于逆变器的开关频率。

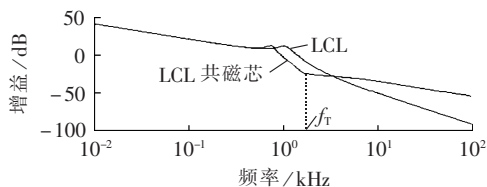


图 8 LCL 滤波器的滤波特性
Fig.8 Filtering characteristic of LCL filter

转折频率与互感值 L_m 的大小有关,图 9 为取不同 L_m 值时的幅频特性曲线。从图中可以看出, L_m 的取值越小,转折频率 f_T 越大,即共磁芯滤波器的幅频特性与传统的 LCL 滤波器的幅频特性越接近。但由于共磁芯电感存在强耦合作用,耦合电感不能无限减小,设计中在保证自感的同时使耦合电感降到最低,可以通过调整电感的长宽比例以及选择硅钢片的磁导率来实现^[12]。

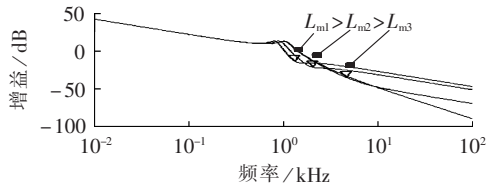


图 9 不同耦合互感下的幅频特性曲线
Fig.9 Amplitude-frequency characteristic curve for different values of coupling inductance L_m

3 仿真和实验结果

搭建了 630 kW 光伏并网仿真模型^[13-14],图 10 为

630 kW 光伏发电系统仿真结果。图 10(a)为额定功率时逆变器输出侧 U 相电流及电容支路吸收的谐波电流,滤波前逆变器输出电流含有大量谐波且被电容支路吸收。图 10(b)为滤波后并网电压及电流波形。可见,经过 LCL 共磁芯滤波器后,大部分高频谐波分量由电容支路旁路,并网侧电流的谐波成分显著降低,通过图 10(c)与(d)对比滤波前后电流的频谱图可以证明开关频率的倍频次谐波得到明显抑制。由于仿真是在理想状态下进行的,输出电流波形接近完美正弦波,高次谐波被滤除。

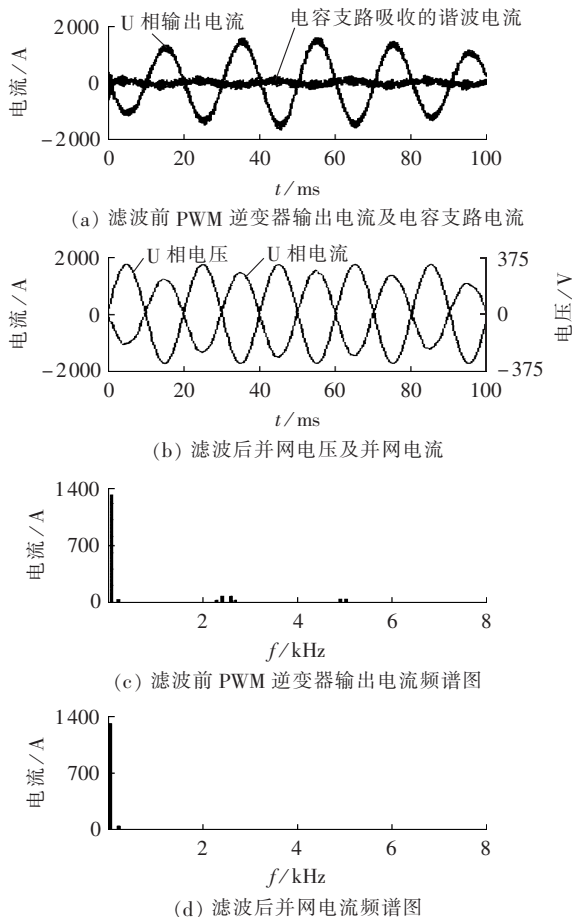


图 10 630 kW 光伏发电系统仿真结果
Fig.10 Simulative results of 630 kW photovoltaic system

为了验证以上分析,根据上述方案,搭建了 630 kW 的实验系统验证实际运行效果的有效性,系统参数如表 3 所示。系统直流输入电压 $U_{dc} = 750$ V,由一套四象限整流系统提供。系统稳定后的并网电压及电流的实验波形如图 11 所示,由实验波形可以看出,采用共磁芯结构滤波器后,输出电流的谐波得到很好的抑制,并实现了高功率因数并网。图 12、13 分别为滤波前、后 U 相电流的频谱,其中,频率值为实际频率的 1/50。对比图 12 与图 13 滤波前与滤波后电流频谱可知,逆变器输出电流的谐波被滤除掉,并网电流谐波含量大幅降低。在 500 V 输入电压满负载的

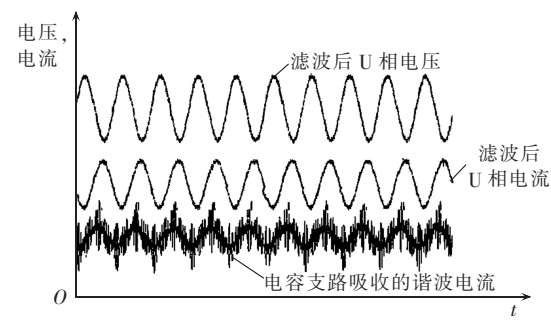


图 11 630 kW 光伏并网实验波形
Fig.11 Experimental waveforms of 630 kW grid-connected photovoltaic system

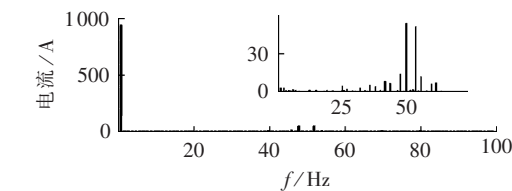


图 12 滤波前 U 相电流的频谱
Fig.12 Spectrum of phase-U current before filtering

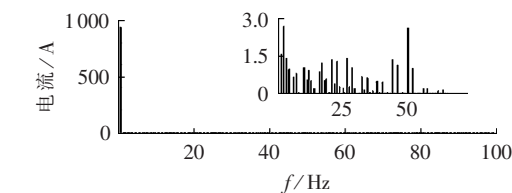


图 13 滤波后 U 相电流的频谱
Fig.13 Spectrum of phase-U current after filtering

条件下并网电流谐波畸变率仅为 0.76%。

由于实际应用中输入的电网电压不同,系统将测试不同输入电压(325 V、400 V、500 V)时,滤波器的效率以及系统的谐波畸变率,以判断最恶劣情况下的滤波效果及效率。连接不同电网电压时,不同负载条件下电流、电压的谐波畸变率分别如图 14、15 所示。由图 14 可以看出,325 V 输入电压条件下,经过滤波器滤波后并网电流谐波含量最高,即最恶劣的情况,且谐波含量随负载电流的降低而增大。然而即使在最差的条件(325 V)下、100% 负载时的谐波电流畸变率也仅仅为 1.46% 左右;在 500 V 输入电压、100% 负载条件下,谐波电流畸变率仅为 0.76%。由图 15 可以看出,并网电压的谐波畸变率与输入电压的大小以及负载条件没有必然联系。并网电压谐波畸变率在不同测试条件下均小于 5%。

对于光伏并网发电系统,由于光照强度具有较强的随机性,光伏并网逆变器不可能一直以额定功率工作,时常处于轻载或半载状态,故欧洲效率是衡量光伏并网设备性能的重要指标之一。欧洲效率是根据欧洲的光照条件,给出不同功率点的权重值用来估算系统的总体效率。测试了滤波器在不同负载下的效率,从而得出不同输入电压条件下的欧洲效率如

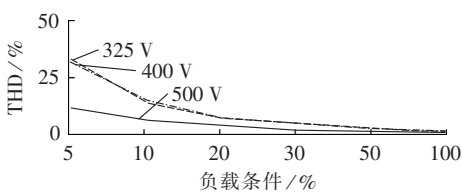


图 14 电网电压不同时,不同负载条件下的电流谐波畸变率
Fig.14 Curve of current THD vs. load condition for different grid voltages

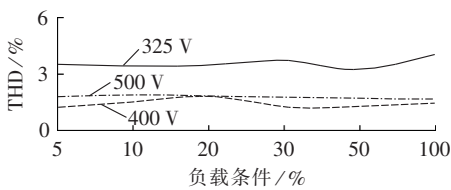


图 15 电网电压不同时,不同负载条件下的电压谐波畸变率
Fig.15 Curve of voltage THD vs. load condition for different grid voltages

表 6 所示。该效率的计算公式如下:

$$\eta = 0.03\eta_{5\%} + 0.06\eta_{10\%} + 0.13\eta_{20\%} + 0.1\eta_{30\%} + 0.48\eta_{50\%} + 0.2\eta_{100\%}$$

其中, $\eta_{5\%}$ 、 $\eta_{10\%}$ 、 $\eta_{20\%}$ 、 $\eta_{30\%}$ 、 $\eta_{50\%}$ 、 $\eta_{100\%}$ 分别为 5%、10%、20%、30%、50%、100% 负载条件下发电系统的效率。

表 6 不同电网电压下滤波器的欧洲效率
Table 6 Europe efficiency of filter for different grid voltages

负载 / %	η / %		
	输入电压 500 V	输入电压 400 V	输入电压 325 V
5	93.98	90.72	90.02
10	96.14	95.36	94.34
20	97.88	97.72	97.33
30	99.13	98.42	98.23
50	99.11	98.81	98.54
100	99.34	99.09	99.35
欧洲效率 / %	98.66	98.24	98.01

由表 6 可见新型滤波器的欧洲效率基本在 98% 以上,对于提高系统发电效率创造经济效益具有重要意义。

4 结论

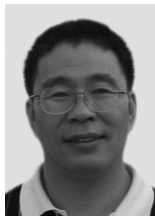
本文提出了一种新型的应用光伏并网滤波器的共磁芯电感的结构,突破传统 LCL 滤波器中逆变器侧电感与并网侧电感的分体设计,实现了 2 个电感共用磁芯的结构。相对于传统结构,共磁芯滤波器具有体积小、重量轻、滤波效果好及损耗低的特点。理论计算、仿真分析及系统实验共同验证了共磁芯电感应用于 LCL 滤波器的优越性。

参考文献:

[1] 李树鑫,李艳洁,董悦坤. 消除高次谐波对电网的影响[J]. 电力

- 电容,2002(2):17-20.
- LI Shuxin,LI Yanjie,DONG Yuekun. Influence of high-order harmonics on electric power network[J]. Power Capacitor,2002(2):17-20.
- [2] 张崇巍,张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版社,2003:226-278.
- [3] 潘东华,阮新波,王学华,等. 并网逆变器中 LCL 滤波器的磁集成[J]. 中国电机工程学报,2013,33(6):67-75.
- PAN Donghua,RUAN Xinbo,WANG Xuehua,et al. Magnetic integration of the LCL filter in grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(6):67-75.
- [4] CHEN W,LEE F,ZHOU X,et al. Integrated planar inductor scheme for multi-module interleaved Quasi-Square-Wave(QSW) DC/DC converter[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. Charleston,SC,USA;IEEE,1999:756-762.
- [5] 王辉. 共轭式串联电抗器:200820083498[P]. 2008-02-22.
- [6] ZENG Guohong,RASMUSSEN T W,TEODORESCU R. A novel optimized LCL-filter designing[C]//2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems. [S.l.]:IEEE,2010:802-805.
- [7] 仇志凌. 基于 LCL 滤波器的三相三线并网逆变器若干关键技术研究[D]. 杭州:浙江大学,2009.
- QIU Zhiling. Research on some key technologies of three phase three wire grid connected converter based on LCL filter[D]. Hangzhou:Zhejiang University,2009.
- [8] 刘飞,查晓明,段善旭. 三相并网逆变器 LCL 滤波器的参数设计与研究[J]. 电工技术学报,2010,25(3):110-116.
- LIU Fei,ZHA Xiaoming,DUAN Shanxu. Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2010,25(3):110-116.
- [9] 陈瑶,金新民,童亦斌. 三相电压型 PWM 整流器网侧 LCL 滤波器[J]. 电工技术学报,2007,22(9):124-129.
- CHEN Yao,JIN Xinmin,TONG Yibin. Grid-side LCL-filter of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2007,22(9):124-129.
- [10] 张宪平,李亚西,潘磊,等. 三相电压型整流器的 LCL 型滤波器分析与设计[J]. 电气应用,2007,26(5):65-68.
- ZHANG Xianping,LI Yaxi,PAN Lei,et al. Analysis and design of LCL type filter for three-phase voltage source rectifier[J]. Electrotechnical Application,2007,26(5):65-68.
- [11] LISERRE M,BLAABJERG F,HANSEN S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2005,41(5):1281-1290.
- [12] ZUMEL P,GARCIA O,COBOS J,et al. Magnetic integration for interleaved converter[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference. Politecnica de Madrid,Spain;IEEE,2003:1143-1149.
- [13] 蔡斌军,刘国荣. 一种带 LCL 滤波器的新型矩阵变换器控制策略[J]. 电力自动化设备,2010,30(5):57-62.
- CAI Binjun,LIU Guorong. Control strategy of matrix converter with LCL filter[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(5):57-62.
- [14] 易映萍,芦开平,王林. 基于 LCL 滤波器的光伏并网逆变器的控制策略[J]. 电力自动化设备,2011,31(12):54-58.
- YI Yingping,LU Kaiping,WANG Lin. Control strategy of LCL-filter-based inverter for photovoltaic grid connection[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(12):54-58.

作者简介:



王晓远

王晓远(1962—),男,河北唐山人,教授,博士研究生导师,研究方向为电机电磁场的分析与计算、特殊电机与电器的设计与控制(E-mail:xywang62@tju.edu.cn);

吕海英(1982—),女,山东黄县人,博士研究生,研究方向为电机与电器的设计与控制(E-mail:helen_lv2008@aliyun.com)。

Design and application of inductors with shared magnetic core for PWM inverter

WANG Xiaoyuan,LÜ Haiying,ZHU Lihui

(School of Electrical Engineering and Automation,Tianjin University,Tianjin 300072,China)

Abstract: The passive LCL filter is often connected in series with the inverter to suppress the high-order harmonic currents near the switching frequency. In order to reduce its cost and size,a type of LCL filter with shared magnetic core is proposed,i.e. the grid-side inductor and the converter-side inductor share a common magnetic core. Compared with the traditional LCL filter of discrete inductors,the proposed type has smaller inductor size,lower cost and better filtering effect. The theoretical deduction and simulative results verify its effectiveness.

Key words: electric filters; LCL filter; pulse width modulation; electric inverters; inductors with shared magnetic core; harmonics suppression