

# 可再生能源应用中9电平电压源逆变器的滤波器设计

邓隐北, 孙永德, 张艳梅, 夏秀兰 编译

中科 863 生态技术开发集团有限公司

**摘要:** 与环境污染一起, 石化燃料储备的快速减少, 以及直接和间接相关天然油利用效率的降低, 从而需求可持续发展的其它方案和环境友好的产生能量的方法。多电平的电压变换器将作为可再生能源(太阳能、风能等)和公用事业电网之间的主要界面。变换器的非线性本质结果是: 需要特殊的调制技术和输出滤波器, 这将导致输出谐波最小或消除, 以符合国际IEEE519标准。因此, 本文旨在评估和对比9电平电压源变换器的谐波含量, 利用了四个无源滤波器, 也即LC、LCL、与电阻串联及并联的LCL。对所有滤波器的输出电压与电流波形、频谱及总的谐波畸变(THD), 进行了比较和分析。下面已表明, 所有滤波器的THD均小于5%, 带并联电阻的LCL THD含量最少, 为1.82%。该研究是借助PSIM和MATLAB软件通过模拟完成的。

**关键词:** 多电平变换器, 谐波畸变, 无源滤波器, 电压源逆变器(VSI)

## 1 前言

在可再生能源的转换中, 多电平逆变器(MLI)的突出优点已胜过通常使用的二电平逆变器。这是由于新颖的逆变器已克服大的限制条件并拥有本来的优点。变换器模块化的本质使有可能构成较小额定功率的电子开关, 实现了大的功率容量。它还易于维护和具有合并的可能性。MLI增加的输出电平级数, 能使输出谐波减到最小, 且由于降低了系统的损耗, 这将使输出滤波器的尺寸减小, 实现较小的冷却系统, 因而提高了总的系统效率。

最近已开发若干新的MLI拓扑, 其中大部分是经过改进或由熟知的三个通用拓扑混合成的, 这三个拓扑即: 二级管箝位(DC)、蝶形电容器(FC)和级联的H-桥组成

结构。根据逆变器的拓扑及其控制策略, 设计了一个合适的输出功率滤波器以及逆变器电路和电网之间的界面, 如图1所示。

由图1可知, 滤波器形成可再生能源系统(RES)的一个组成部分。顾名思义, 它的主要功能就是在任何系统的输出中消除和减轻不需要的信号。在电力系统领域和电力电子(PE)的非线性负载中, 往往会将不需要的、被称为谐波的信号注入系统, 这就是所谓的基波频率多级组合(2次、3次、4次等)。这些谐波对整个系统是有污染, 它将导致装置器件的过热及电动机的脉动转矩, 因而影响到系统的性能和效率。由于非线性特性, 包括某些电子设备的性能参数会引起谐波的产生。按照AC信号的1/4

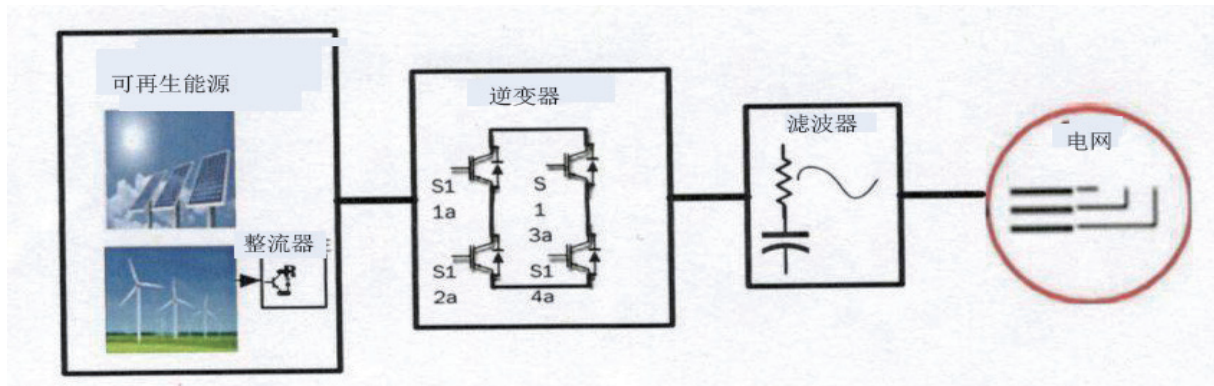


图1 系统方框图

(quarter) 波对称理论, 在输出中, 偶次谐波 (2 次、4 次、6 次等) 均会相互抵消, 剩下奇次谐波。

滤波器按照结构中所使用部件的型式 (有源的或无源的), 主要分类为有源滤波器和无源滤波器。由于部件的有效利用率及其价格便宜, 大部分均采用无源滤波器, 设计上并不复杂, 且在有效执行所需求任务中容量较小。滤波器的设计程序 (方法) 很多, 例如波纹 (ripple) 计算, 迭代算法及功率损耗优化等。

本文的目标是在级联 H-桥 9 电平电压源逆变器的输出上, 对四组无源滤波器消除 THD 的能力提出设计和比较。在此研究工作中, 所考虑的滤波器为 LC、LCL、和带串联与并联阻尼的 LCL。通过预示绘图 (bode plot) 得到的频率响应曲线, 对四种滤波器的稳定特性进行了分析。在消除所选低次谐波的过程中, 本文等效于验证了选择谐波消除 (SHE) 技术的效果。故通过向上提升滤波器的截止频率, 有利于实现较小尺寸的滤波器、电感器。

### 1.1 逆变器电路的描述

图 2 所示电路为用于产生 9 电平输出波形的逆变器拓扑。该电路是由两个级联 H-桥拓扑模块组成的, 两个 H-模块共用相同的输入电源, 而其输出, 连接到变压器上, 变压器有两个独立的原绕组和分别以匝数比为 1:1/1:3 两个串联的副绕组。单一的直流 (DC) 输出电源, 可以是光伏发电的, 也可以是锂离子电池或燃料电池的。IGBT 模块 (S<sub>1</sub> 至 S<sub>8</sub>) 用以作为功率开关。利用储存于脉冲发生器 (G<sub>1</sub> 到 G<sub>8</sub>) 预先计算的开关角, 对每一选通脉冲端子 (gating terminal) 进行控制。以一个合适的控制信号, 对每一 H-模块均能产生 3 个电压级 (-V<sub>dc</sub>, 0, +V<sub>dc</sub>)。表 1 列出了每个开关状态及相应的端电压。该变压器的匝数比, 为增加电平级数提供了可能性, 从常规拓扑通用的 5 级增加到所提电路新颖拓扑之一的 9 级电平。

然而, 电路的组成结构中未述及输出中的滤波器, 但设计的每一滤波器均连接在逆变器输出与负载之间。

图 3 为由变换器拓扑产生的 9 电平电压波形略图。第一模块用于电平的产生, 如同在波形上增加了更多槽口, 而大多数的功率是通过第二模块来转换的。注意到, 本研究不打算致力于开关的切换和在电子开关与变压器之间的功率平衡, 而是对各个单独进行研究的。

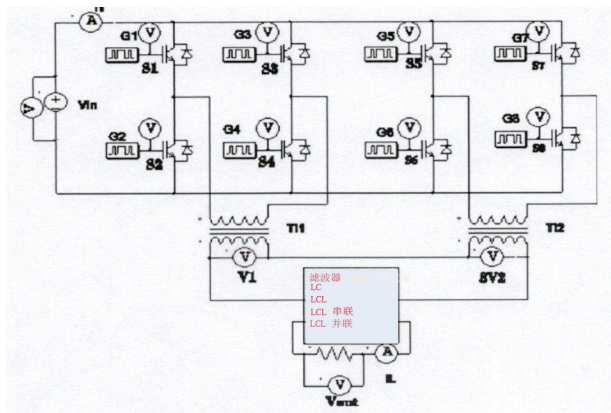


图 2 变换器电路拓扑

表 1 开关的组合

电压	开关状态							
	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
0	1	1	1	0	1	0	1	0
+E	1	1	0	1	1	0	1	0
+E	1	1	1	0	1	0	0	1
0	0	0	0	1	0	1	0	1
-E	0	0	1	0	1	0	1	0
-E	1	1	1	0	0	1	1	0

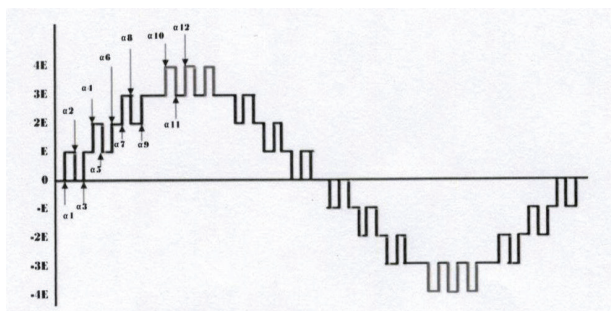


图 3 9 电平的电压波形略图

### 1.2 开关角

多电平逆变器是利用选择谐波消除法 (SHE) 的脉宽调制技术进行控制的。因此, 借助遗传算法的优化技术, 最佳解决产生非线性的超越方程而得到了开关角。方程式 (1) 表示普遍的输出波形方程。有 12 个开关角, 每个角相当于单一槽口 (N) 在预定点加于前置的 1/4 波形上。该方程式表示基本分量 (n=1) 等于一特定值, 而所有其

它的方程式均等于零,这意味着所有谐波振幅均为零。基于选择谐波消除理论,变换器消除(N-1)谐波,这就说明在输出中全部11个较低奇次谐波(3次、5次、7次、9次、11次、13次、15次、17次、19次、21次、23次)均被消除。

$$h_1 = \frac{4 * E}{n\pi} \{ \cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + \dots \pm \cos(n\alpha_{12}) \} \quad (1)$$

表2列出12个开关角(以度数为单位)。剩余的开关角,按照1/4波形对称理论计算出。

## 2 滤波器的设计

这一节讨论了本研究中所用滤波器的四种形式,它们的电路组成结构以及其设计步骤。

### 2.1 LC 滤波器

LC滤波器,与仅有电感元件(L)的一级滤波器不同,它还有一个附加的与电网并联的电容器C,故被定义为具有2个储能元件的二级滤波器。这使其具备更好的每10进位40dB的衰减系数。它的衰减频率是超过滤波器截止频率(fc)的更高频率。反之,利用SHE调制技术选择性地消除较低频率的谐波,最终目标是要实现THD小于5%,从而满足IEEE 519的标准要求。使用的开关方法,能消除最初的较低奇次谐波。当然,输出中占大多数的谐波为第25次谐波。如此一来,选择滤波器的截止频率(fc)为1250Hz。滤波器的电感L应这样选择:要使跨越电感的电压降小于逆变器输出电压的3%。图4所示为LC滤波器的电路配置。公式(2)和(3)是用于选择电感和电容的数值。

$$I_{Lmax} * X_L = I_{Lmax} * (2\pi Lf) < 0.03 * V_{in} \quad (2)$$

$$C = \frac{1}{L * (2\pi fc)^2} \quad (3)$$

式中,  $I_{Lmax}$  为通过电感器的电流,  $f$  为基波频率(50Hz), 而  $V_{in}$  是逆变器输出电压的均方根(RMS)值。

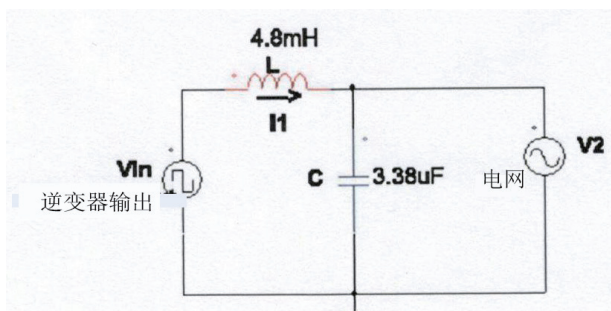


图4 LC 滤波器

按照电路的组成结构,滤波器输入、输出的关系由下面的传递函数给出:

$$G(s) = \frac{V_g}{V_{in}} = \frac{1}{1 + LCS^2} = \frac{1}{1.622e - 8S^2 + 1} \quad (4)$$

将L和C的值代入传递函数中,即可获得滤波器的频率响应特性。

### 2.2 LCL 滤波器

由于电感器的尺寸较大、时间的滞后以及谐振的产生,均与LC滤波器相关,为着手解决所述的这些问题,引入了LCL滤波器。因为有每十进位60dB衰减系数的3个储能元件,故这叫第三级滤波器。其电路与LC滤波器明显不同,在电容器与电网之间它有一附加的串联电感。该滤波器有效的解决了尺寸与延时的问題,但仍然会产生谐振。如果不能着手解决谐振的问题,则在谐振频率下可能引起电压和电流的不稳定性。图5所示为LCL滤波器的电路配置。

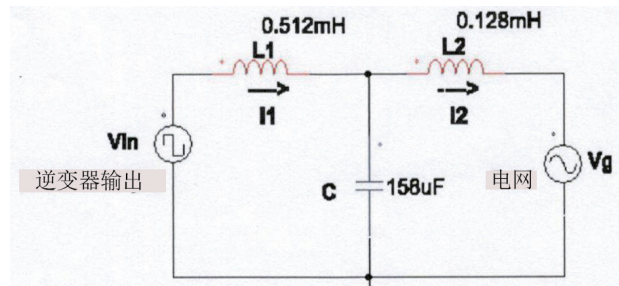


图5 LCL 滤波器

下面的表达式给出了上述电路的传递函数。通过预示绘图(bode plot),该传递函数可用于分析滤波器的稳定裕度(安全系数)。

$$G(s) = \frac{I_2}{V_{in}} = \frac{1}{(L1 + L2)S + L1L2CS^3} = \frac{1}{1.035e - 11S^3 + 0.00064S} \quad (5)$$

谐振的产生由阻尼系统予以解决。阻尼作用的实现,是将一电阻器串联或并连接到滤波器的电容器。图6a、图6b,分别表示两个滤波器的电路配置。公式(4)和(5)给出了两个电路的传递函数。所需的电阻值应仔细选择,按照  $I^2R$  要使损耗最小。

对串联阻尼电路的传递函数:

$$G(s) = \frac{I_2}{V_{in}} = \frac{1 + RCS}{(L1 + L2)S + (L1 + L2)RCS^2 + L1L2CS^3} = \frac{3.16e - 6S + 1}{1.035e - 11S^3 + 2.022e - 9S^2 + 0.00064S} \quad (5)$$

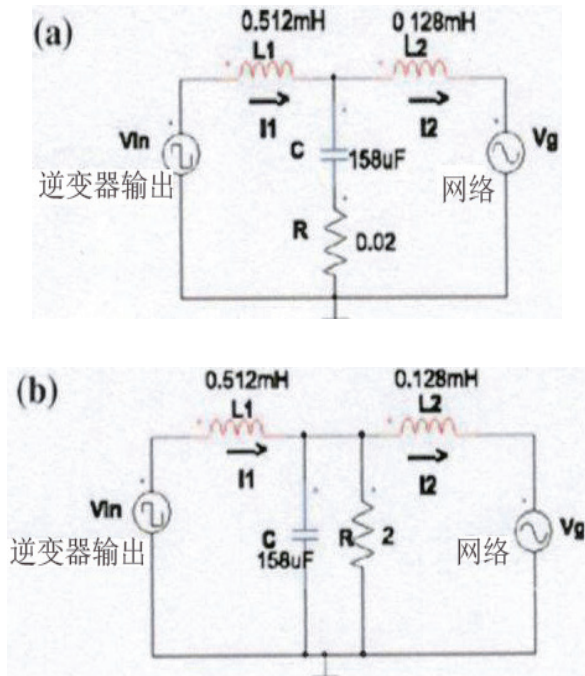


图 6 (a) 串联阻尼的滤波器, (b) 并联阻尼的滤波器

而并联的传递函数则为:

$$G(s) = \frac{I_2}{V_{in}} = \frac{R}{(L_1 + L_2)RS + (L_1L_2)S^2 + L_1L_2RCS^3} \quad (7)$$

$$= \frac{2.071e-11S^3 + 6.55e-8S^2 + 0.00128S}{2} \quad (7)$$

当设计 LCL 滤波器时, 一些规则和近似法必须遵循。其中之一是电感器的电压降不应超过网络额定电压均方根值的 5-10%。而电流的纹波(脉动)不能大于额定电流的 25%。大多数情况下, 它处于 15-25% 的范围内。最后, 由电容器吸收的无功功率 ( $Q_c$ ), 应小于所发出的有功功率 ( $P_g$ )。借助于上述的假定, 可导出下列表达式:

$$I_{Lmax} * X_L = I_{Lmax} * (2\pi Lf) < 0.05 * V_{in} \quad (8)$$

$$Q_c = \frac{V_g^2}{X_c} = V_{in} * (2\pi Cf) = 0.05 * P_g \quad (9)$$

$$L_1 = 4L_2 \quad (10)$$

$$W_{res} = \sqrt{\frac{(L_1 + L_2)}{L_1 * L_2 * C}} \quad (11)$$

所有四组滤波器的无源元件均利用式 (2) 和式 (3) 计算, 所得的各个参数列于表 3。

表 3 滤波器各元件的清单

滤波器形式	$L_1$ (mH)	$L_2$ (mH)	$C$ ( $\mu$ F)	$R$ ( $\Omega$ )
LC	4.8	-	3.38	-
LCL	0.512	0.128	1.58	
LCL 串联阻尼	0.512	0.128	1.58	0.02
LCL 并联阻尼	0.512	0.128	1.58	2.00

### 3 模拟结果与讨论

本节按照各自的快速傅里叶变换 (FFT), 提供了逆变器输出电流和电压的波形。根据逆变器输出, 对四组滤波器均进行了设计和分析。利用预览绘图, 确定了所有滤波器的稳定性裕度。

#### 3.1 没有滤波器时的逆变器输出

提出的逆变器拓扑是由 PSIM 软件模拟的, 该软件则是利用为产生 9 电平输出电压而得到的开关角进行控制的。图 7 (a) 所示为电阻负载上电流和电压波形。SHE-PWM 技术的有利点是藉消除较低次谐波降低了逆变器输出谐波含量。图 7 (b) 表示输出电压和电流两者的快速傅里叶变换 (FFT)。如图所见, 在两种波形中所有较低次的谐波均被消除。各次谐波变成了第 25 次的可见谐波, 这

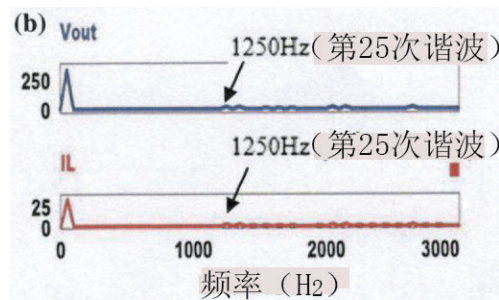
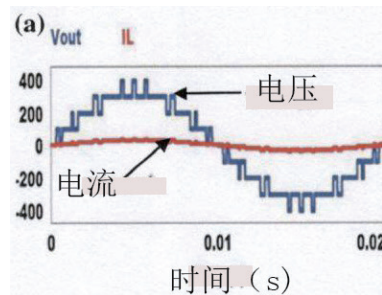


图 7 (a) 未滤波逆变器的输出电压和电流的波形  
(b) 未滤波的电压和电流 FFT (FFT- 快速傅立叶变换)

不在 SHE-PWM 消除的范围内。故这一结果对截止频率  $1250\text{Hz}$  的较小尺寸滤波器是很需要的。逆变器总的谐波畸变 (THD) 为 16.1%，这比 5% 的数值高。

### 3.2 带 LC 滤波器的逆变器输出

为使逆变器的输出接近正弦波形，设计了 LC 滤波器并集成于系统中。图 8 (a) 所示为已滤波的输出电流与电压波形。该滤波器消除了输出中所有剩余的超过  $1250\text{Hz}$  的高次谐波，如图 8 (b) 绘出的输出 FFT 所见。这一结果导致 THD 从 16.1% 下降到 2.70%。因此，该逆变器满足 IEEE 519 标准要求。这一滤波器的缺点是：无源元件的尺寸相当大，时间的滞后以及稳定性裕度小且会产生谐振。图 8 (c) 中的预示绘图表明，滤波器的频率响应曲线，在谐振频率下产生的最大振幅已超越限度。

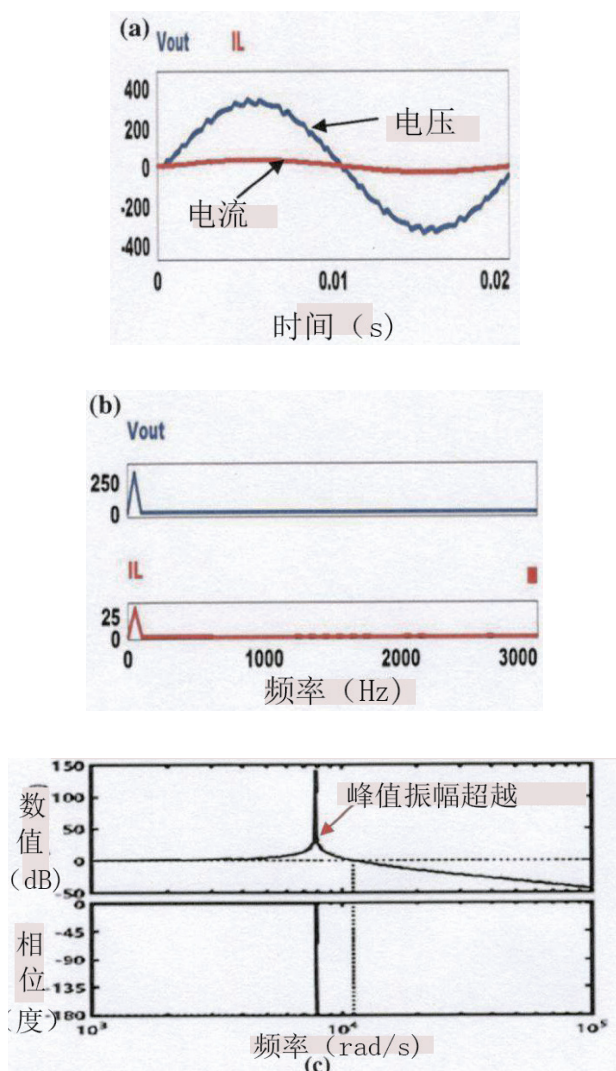


图 8 (a) 经过 LC 滤波器的逆变器输出电压和电流波形；  
(b) 经 LC 滤波的电压和电流 FFT；  
(c) 滤波器的预示绘图

### 3.3 带 LCL 滤波器的逆变器输出

为着手克服 LC 滤波器的缺点设计了 LCL 滤波器。图 9 (a) 表示逆变器输出的电流和电压波形，该波形比 LC 滤波器的波形更平稳。LCL 滤波器能够解决电感器的尺寸问题，并可将总谐波失真 (THD) 减小到 2.06%。图 9 (b)、(c) 分别表示输出的 FFT 和滤波器的预示绘图。即使滤波器不能解决谐振效应，但在滤波器的频率响应中，由于增加了滤波器中的相位裕度和减少了谐振的超越期限，而对滤波器做出了重要改进。

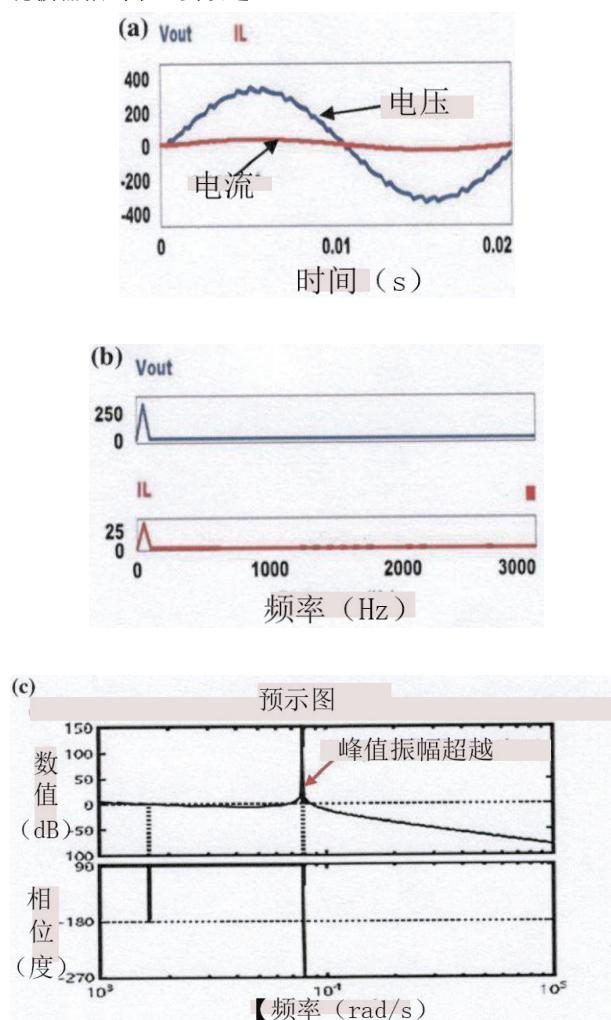


图 9 (a) 经过 LCL 滤波器的逆变器输出电压和电流波形；  
(b) LCL 滤波器的电压和电流 FFT；  
(c) LCL 滤波器的预示绘图

### 3.4 串联阻尼的 LCL 滤波器

为了解决与 LCL 滤波器相关的谐振问题，将一阻尼电阻与滤波器的电容器串联连接。图 10 (a) 表示稍微降低

了纹波的输出波形,谐波已下降到 2.05%。图 10 (b) 表示为其 FFT 绘制,对照 LCL 的,无明显的实质变化,这是因为 THD 仅有轻微的改进(下降了 0.01%)。从图 10(c) 可看到,通过对峰值超越的阻尼,该滤波器能抑制谐振效应。这归因于在谐振频率下具有更好的稳定频率响应和平缓的相位转移。这一滤波器配置的缺点是由于  $I^2R$  导致损耗大,如此,所需电阻值的选择必须慎重。

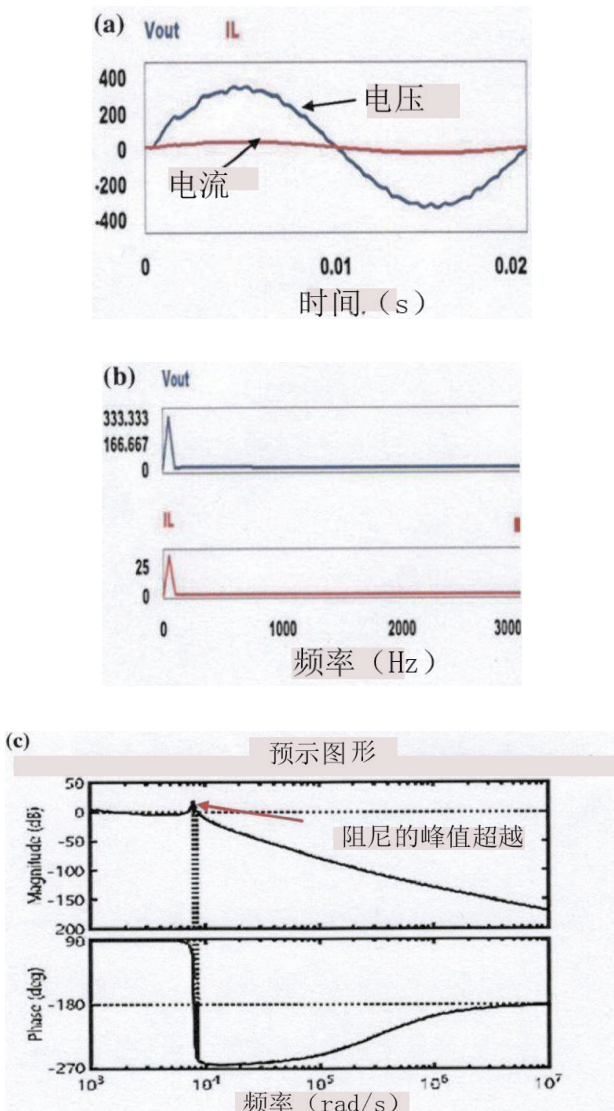


图 10 (a) LCL 串联电阻滤波器的逆变器输出电压和电流波形;  
(b) LCL 串联电阻滤波器的电压和电流 FFT;  
(c) LCL 串联电阻波形的预示绘图。

### 3.5 并联阻尼的 LCL 滤波器

该滤波器阻尼系数,通过电阻与电容的并联连接,得到了较好的改进。这一滤波器的配置呈现出最小的 THD 值,锁定在 1.82%。图 11 (a)、(b) 显示出平缓的逆变器输出

波形和无谐波的 FFT 绘制。图 10 (c) 中的滤波器频率响应特性有了重大的改进,在谐振频率下几乎是零的超越,以及较好的相位和增益裕度。

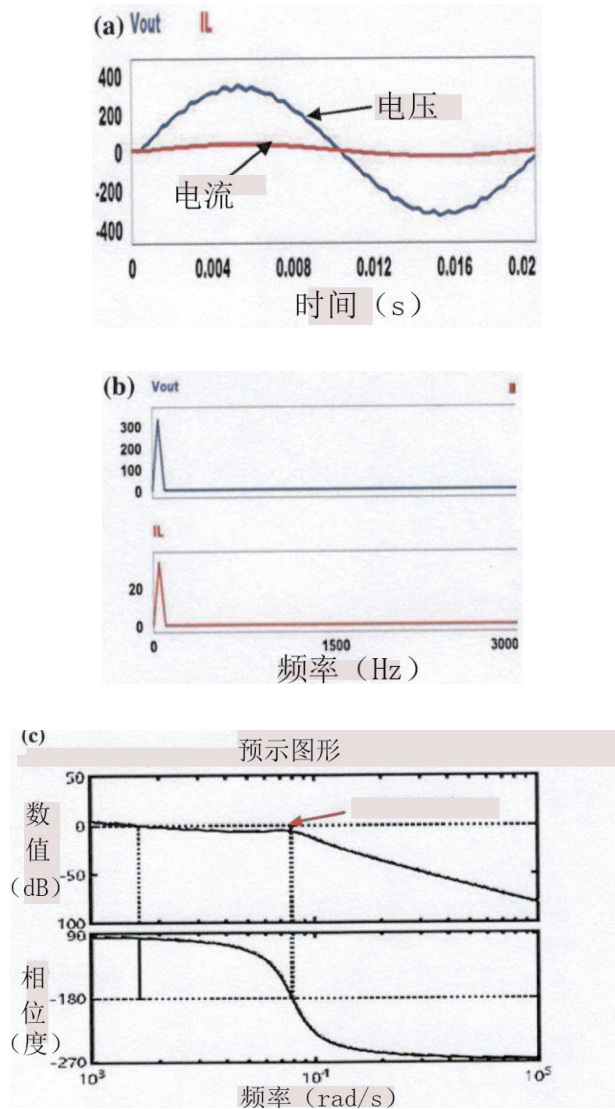


图 11 (a) LCL 并联电阻滤波器的逆变器输出电压和电流波形;  
(b) LCL 并联电阻滤波器的电压和电流 FFT;  
(c) LCL 并联电阻的波形预示绘图。

表 4 是与四种滤波器所得的 THD 一起,列出了概要的结果。

表 4 滤波器各个 THD 的比较

滤波器型式	THD (%)
无滤波器	16.1
LC	2.7
LCL	2.06
LCL 带串联阻尼	2.05
LCL 带并联阻尼	1.82

#### 4 结论

本文,对带级联变压器的9电平级联H-桥逆变器,设计了四组滤波器。该逆变器利用了优化的SHE PWM调制技术进行控制,这一技术,成功的消除了输出中占主要部分的较低奇次谐波。逆变器输出的THD大大超越可容许的TEEE标准,故要求滤波器消除剩余的较高次谐波。滤波器消除谐波的能力,是由测量的THD值评估的,通过对电阻负载两端电压和电流的输出波形所测得。图12表示无滤波器和由四个滤波器情况下,逆变器输出的各个THD的比较图。

所有滤波器的THD值均低于5%,因此满足TEEE 519标准。此外,利用预示绘图已得到了滤波器的频率响应、相位和增益裕度。即使是LC和LCL两种滤波器,也满足IEEE标准的要求,但因谐振效应,其稳定性裕度仍不佳。

藉助合适的电阻值连接到(串联和并联)滤波器的电容上,这一问题得以解决。这有助于阻尼(衰减)发生在滤波器谐振频率时的突然超越。所有四组滤波器之中,唯一带并联电阻的LCL,具有最小的THD值和较好的稳定裕度。故它与我们的逆变器拓扑和控制策略更具兼容性、配合更佳。

原文出处: Ibrahim Haruna Shanono, Nor Rui Hasma Abdullah and Aisha Muhammed, Filter Design for a Nine Level Voltage Source Inverter for Renewable Energy Application, «Proceedings of the 10th National Technical Seminar on Underwater System Technology 2018» P571-P584

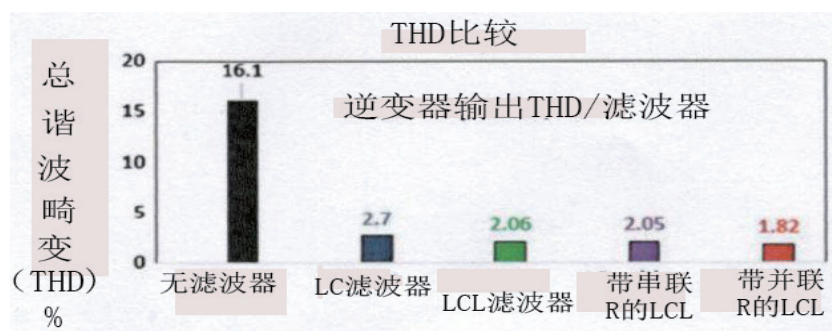


图12 比较THD的矩形图

上接159页

看出,如果配合好LoRa专用的集中器和云平台系统,就会打造出一个专用的控制监测系统,很好的助力电力系统的改造和优秀的现代化电力平台监测。

#### 3 结论

电流互感器数字电路设计的运用步伐是不可阻挡的,它的前景性也非常的好。通过上面简单介绍我们也大概理解了整个系统的一个原理,不管是串口输出型还是无线传输发射型都是以后的一个发展方向和趋势,我们也在不断的改进和完善整个电路使整个产品有更加优异的性能和使

用更加的方便,在安全性上更加的安全,装配和安装上更加的小巧和方便。能够很好的助力国家的电力战略发展。

#### 参考文献

- [1] 周云波. RS-485 串行通讯技术. 串行通信技术 2019
- [2] 高泽华, 孙文生. 物联网关键技术. 物联网—体系结构、协议标准与无线通信 2019
- [3] 房华, 彭力. LoRa 物联网应用系统设计. NB-IoT/LoRa 窄带物联网技术 2019