

[光储一体化]

基于LCL滤波的光储一体化 交流并网无源阻尼优化

文/王尚斌 苑丽伟 赵俊 郭康壮
山东鲁软数字科技有限公司

针对LCL型滤波器在光伏并网逆变器中的应用进行深入研究。首先分析LCL型滤波器存在的谐振问题，并讨论解决方案，着重探讨无源阻尼方案的实施。针对不同电阻摆放位置的无源阻尼方案进行比较和分析，最终选择电容支路串联电阻作为最优解决方案。在设计过程中，考虑到多种参数的相互制约，如总电感量、桥臂侧电感、网侧电感、电容以及阻尼电阻等，根据稳态运行、电流纹波和功率损耗等方面的限制条件，对各参数进行详尽分析与优化。最后，得出在LCL型滤波器设计中，电容支路串联电阻的无源阻尼方案能够满足稳定运行和高效滤波的要求，最优方案为 $R_1=0$ ， $R_2=\infty$ ， $R_3\neq 0$ ， $R_4=\infty$ ，为光伏并网逆变器系统提供了可靠而有效的滤波解决方案。

光储一体化系统是结合光伏发电和储能技术的创新型能源解决方案，具有减少碳排放、提高能源利用率和增强电网稳定性等优势。然而，该系统中光伏并网逆变器所采用的LCL型滤波器存在着频率谐振点和相位 180° 跳变等问题。这些问题可能导致系统发生谐振现象，影响逆变器的运行稳定性和电能质量，进而对电网造成不良影响。因此，对LCL型滤波器进行优化以提高其性能和稳定性，对光储一体化系统的可靠性和可持续性发展至关重要。

LCL (Line-Connection-Line) 型滤波器在光伏并网逆变器中广泛应用，用于减少谐波并提高输出电压质量。然而，LCL型滤波器存在着谐振问题，即在特定频率点会出现明显的谐振现象，导致系统性能下降并可能引发不稳定性。针对该问题，如何实现有效的谐振抑制是当前研究和实践中的研究焦点之一。

目前，在光储一体化系统中LCL型滤波器谐振问题的解决方案仍存在着一定的研究空白。首先，针对谐振问题，特别是相位 180° 跳变所导致的系统不稳定性，仍缺乏全面深入的研究。尤其是对于LCL滤波器在光伏并网系统中实际运行条件下的频率谐振点的精确定位和系统稳定性的综合考量，需要更多详尽的探索和论证。其次，对于不同的无源阻尼优化方案的比较研究仍较为匮乏。尽管已提出多种方案用于抑制谐振，例如串联电阻、并联电阻或是串联并联结合等，但对这些方案的优缺点、性能表现以及在不同工况下的适用性尚需更多实验和理论分析的支持。此外，光储一体化系统中的LCL型滤波器谐振问题需要考虑到系统的多种工作状态和外部环境的变化。例如，不同的气候条件、光照强度、电网负载以及储能状态都可能对系统的稳定性产生影响，而针对这些多变因素下的滤波器优化

基金项目：本论文受山东鲁软数字科技有限公司科技项目《集中式光伏配套储能电站运行适应性和经济性评价研究采购》资助，项目编号：B9063023000R KJXM20230009。

方案,目前研究还未能全面考虑和解决。最后,基于光储一体化系统的实际应用场景,对于LCL型滤波器在实际工程中的可行性、稳定性和成本效益等方面的研究也是研究空白之一。这种研究需基于实际场景,结合多种工况下的实测数据与模拟仿真结果,以评估不同方案的可操作性、经济性以及长期运行稳定性。

因此,填补这些研究空白是推动LCL型滤波器在光储一体化系统中应用的关键所在。针对谐振问题的解决方案、无源阻尼优化方案、多变因素下的稳定性研究以及工程实际应用的评估,本文对光储一体化系统中LCL型滤波器的优化进行了深入研究,提出基于电容支路串联电阻的无源阻尼优化方案。通过对系统参数进行综合分析和优化,确定最佳参数设置,成功解决LCL型滤波器的谐振问题,提高系统的稳定性和滤波性能。这一研究成果对于光储一体化系统的设计与应用具有重要指导意义,为推动新能源领域的发展提供可靠的技术支持。

光储一体化系统滤波器设计

光储并网逆变器通常工作在kHz数量级高频状态,这会产生大量高频开关谐波,不加处理将干扰电网运行,因此通常需要在电网侧安装滤波器。L型滤波器、LC型滤波器与LCL型滤波器为常用的电网侧滤波器,三种滤波方案成本、滤波效果和稳定性均有差别。

L型滤波器只由一组电感组成,结构简单。图1a为L滤波器三相并网逆变器示意图,电感被串联在逆变器桥臂侧与网侧之间。为简化分析,其单相结构示意图如图1b所示。

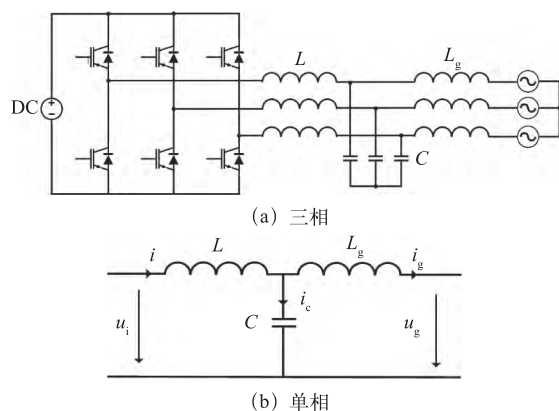


图1 L型滤波器拓扑结构

图1中: u_i 为逆变侧电压; u_g 为网侧电压; i 为逆变侧电流; i_g 为网侧电流; L 为滤波电感。由此可得L型滤波器逆变侧电压到网侧电流的传递函数为

$$G_1(s) = \frac{I_g(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{Ls} \quad (1)$$

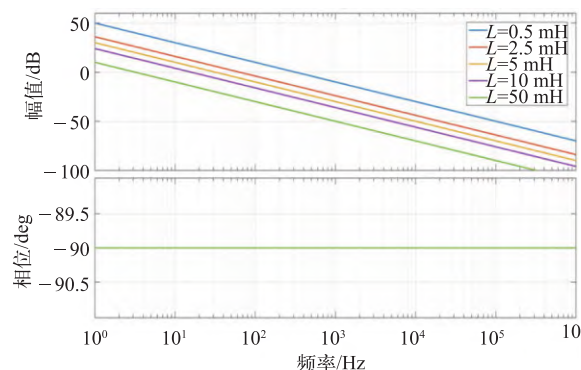


图2 L型滤波不同给定电感值下的波特图

图2为L滤波器在不同给定电感值下的波特图。由图2可知,L滤波器对低频谐波的滤除能力较弱;且电感值越大,对全频段谐波的滤除能力就越强。因此,如果需要网侧谐波衰减程度较大,必须采用足够大的电感值。然而,电感值的增大必然伴随着光伏逆变器的整体体积和成本的增加,同时也会使得L滤波器两端的压降增大,给直流母线电压的控制带来了更大困难。因此,L滤波器仅适用于对逆变器的成本、体积要求不高的场合。

图3a为LC滤波器三相并网逆变器示意图,该滤波器由一组电感和一组电容组成。其电感串联在逆变器桥臂侧与网侧之间,电容则并联于不同相之间。为方便分析计算,可将其等效为如图3b所示的单相结构示意图。

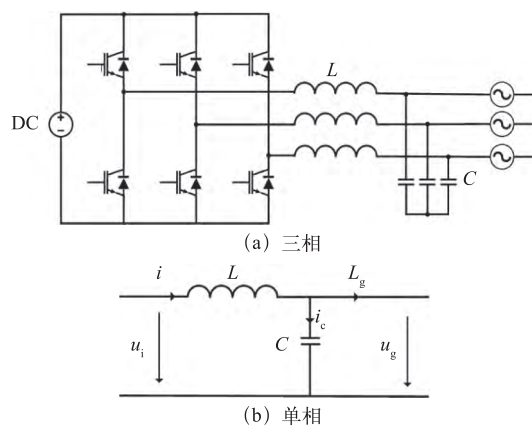


图3 LC型滤波器拓扑结构

图3中, L 为滤波电感, C 为滤波电容。由此可得LC型滤波器逆变侧电压到网测电流的传递函数为:

$$G_2(s) = \frac{I_g(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{Ls} \quad (2)$$

式中, L 为滤波电感; C 为滤波电容。

从图3可以看出, 由于电容 C 的引入, LC逆变器既可以实现并网工作, 又可以实现离网工作。当与电网连接时, 系统处在并网运行模式; 当与电网断开时, 系统处在离网运行模式, 这被视为LC滤波器的重要特点。结合式(1)与式(2)不难发现, LC滤波器与L滤波器有相同的传递函数。从LC滤波器对光伏并网逆变器输出网侧电流的谐波滤除能力来看, 忽略电网自身阻抗, LC滤波器的滤波特性与L滤波器十分相近, 故此处不作赘述。然而, 三相大电网的阻抗往往呈现感性且不能忽略, 此时可视为在LC滤波器的网侧添加一个电感, 近似构成下面将要论述的LCL滤波器。虽然LCL滤波器拥有较好的高次谐波衰减特性, 但是附加的等效网侧电感并不固定, 且LC滤波器的电容、电感的取值差异以及所接负载的扰动, 都会对滤波器的动态特性带来极大影响。鉴于以上特点, LC滤波器常被应用于离网型光伏逆变器中, 故不在本文考虑范围内。

LCL滤波器三相并网逆变器如图4a所示。方案的滤波器由一组逆变侧滤波电感、一组网侧滤波电感和一组电容组成。两组电感都串联在逆变器桥臂侧与网侧之间, 电容则并联于不同相电感之间。为方便分析计算, 可将其等效为如图4b所示的单相结构示意图。

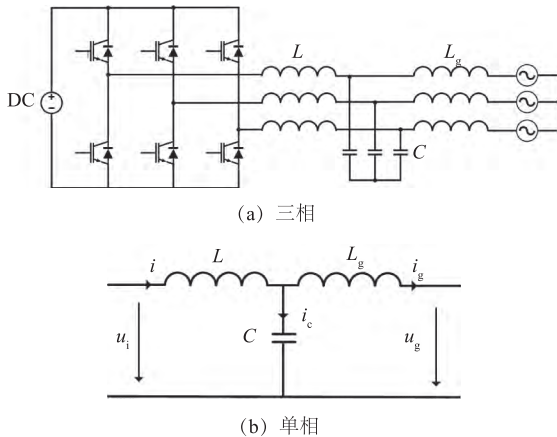


图4 LCL型滤波器拓扑结构

图4中, L 为逆变侧滤波电感; L_g 为网侧滤波电

感; C 为滤波电容。由此可得LCL型滤波器逆变侧电压到网测电流的传递函数为

$$G_3(s) = \frac{I_g(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{LL_gCs^3 + (L + L_g)s} \quad (3)$$

该系统有一对共轭纯虚数根

$$s_{1,2} = \pm j\sqrt{\frac{L + L_g}{LL_gC}} \quad (4)$$

故LCL滤波器的谐振频率为

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L + L_g}{LL_gC}} \quad (5)$$

将上述公式代入可得

$$G_3(s) = \frac{1}{LL_gCs^3 + (L + L_g)s} \approx \begin{cases} \frac{1}{(L + L_g)s}, f \ll f_{res} \\ \frac{4\pi^2 f_{res}^2}{(L + L_g)s^3}, f \gg f_{res} \end{cases} \quad (6)$$

为说明LCL滤波方案与L滤波方案的不同滤波特性, 现将LCL滤波器传递函数波特图与L滤波器传递函数波特图对比如图5所示。两滤波器者具有相同的总电感值, 具体参数取值见表1。结合式(6)和图5可以看出, 在远小于LCL滤波器谐振频率的中低频段, LCL滤波器的传递函数与L滤波器的传递函数幅频特性曲线趋于重合, 其斜率均为 -20 dB/Dec 。在远大于谐振频率的中高频段, L与LCL两种滤波方案传递函数的幅频特性呈现出明显差异: 前者仍以 -20 dB/Dec 的速率衰减, 表现出一阶积分环节特性; 后者则以 -60 dB/Dec 的速率衰减, 表现出三阶微分环节的特性。因此, 在总电感值一定的情况下, LCL滤波方案能更好地实现高次谐波衰减, 故其具备滤波效果更佳、生产成本更低和体积更加紧凑等优点, 在光伏并网逆变滤波器的选用中应予以优先考虑。

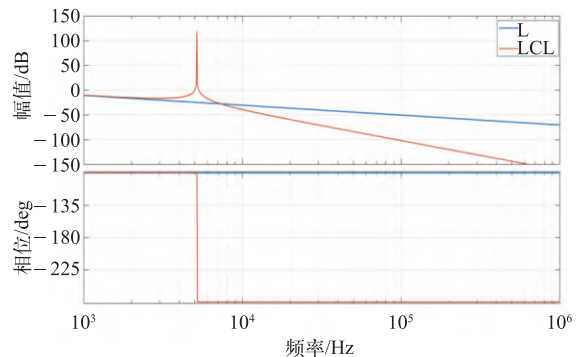


图5 L及LCL滤波器传递函数波特图对比

表1 L及LCL滤波器测试参数选取

LCL滤波器			L滤波器
逆变侧滤波电感 $L/\mu\text{H}$	网侧滤波电感 $L_g/\mu\text{H}$	滤波电容 $C/\mu\text{F}$	滤波电感 $L/\mu\text{H}$
500	25	40	500+25=525

LCL型滤波器无源阻尼优化方案

LCL滤波器的设计，除了需要满足网侧滤波特性外，还需让其稳态运行时输出的有功、无功达到一定要求，LCL滤波器的总电感量（ $L+L_g$ ）应当有一定的限制条件。稳态条件下，LCL滤波器的逆变侧电感和网侧电感可等效为一个电感量为（ $L+L_g$ ）的电感。图6说明了光伏并网逆变器交流侧矢量的关系。

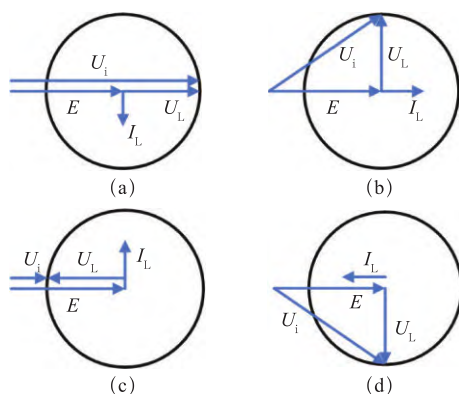


图6 逆变器交流侧稳态运行矢量图

图6中， U_i 为逆变器桥臂侧电压矢量； I_L 为电感电流矢量； U_L 为电感电压矢量； E 为网侧电压矢量。可以看出，当 E 固定不变时，不同的逆变器输出电压和电感参数对应着不同的逆变器状态。光伏并网逆变器运行在纯电感模式（见图6a）下，总电感值的设计上限最严格；光伏并网逆变器运行在纯电容模式下（见图6b），总电感值的设计上限最宽松。考虑最严格的情况，若采用SVPWM控制，则（ $L+L_g$ ）应满足

$$(L+L_g) \leq \frac{U_{dc} / \sqrt{3} - E_p}{\omega I_{LP}} \quad (7)$$

式中， E_p 为网侧电压峰值； I_p 为网侧电流峰值； U_{dc} 为直流母线电压。

在光伏并网的过程中，LCL滤波元件的功率损耗、开关器件的开关应力以及光伏并网逆变器的控制均受到逆变侧电流纹波的大小影响。且电流纹波越大，这三者的特性越差，故需对逆变侧输出电流纹波加以限制。若直流母线电压和逆变器开关频率不变，则电流纹波的最大值与逆变侧电感成反比，

桥臂侧电感值需满足以下限制

$$L \geq \frac{U_{dc}}{4\sqrt{3}f_{sw}I_1 \cdot B_{Li}} \quad (8)$$

式中， f_{sw} 为逆变器开关频率； I_1 为额定输出电流有效值； B_{Li} 为电流纹波最大值与额定输出电流有效值的比值。

值得注意的是，出于对成本和逆变器体积的考虑，逆变侧电感不宜取过大；但计及以上计算存在误差，故在电感的选取上应保留一定裕量。考虑网侧电感 L_g 的参数设计限制，在初选了逆变侧电感 L 的参数后，可令网侧电感 L_g 的大小为

$$L_g = \gamma L \quad (9)$$

式中， γ 为网侧电感比例系数，按如下确定

$$\frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})} \approx \frac{1}{|1 + \gamma(1 - \alpha x)|} \quad (10)$$

$$\alpha = \frac{2\pi f_{sw}^2 L P_n}{f_n E_n^2} \quad (11)$$

式中， $i_g(h_{sw})$ 和 $i(h_{sw})$ 分别表示网侧 h 次谐波电流和逆变器桥臂侧 h 次谐波电流，在计算参数时，这两者的比值可初选为0.2； x 为滤波电容吸收的无功功率占系统功率的比值，一般有 $x \leq 0.05$ ，可选择 $x=0.025$ 为参数计算的初值； f_{sw} 和 f_n 分别为逆变器开关频率和电网基波频率； P_n 为并网逆变器额定功率； E_n 为电网额定电压有效值。

光伏并网逆变器的LCL滤波器中，滤波电容值越大，产生的无功就越多，则逆变器的功率变换能力就下降得越多，故应对LCL滤波器中电容产生的无功功率加以限制，一般不可高于光伏并网系统额定功率的5%， U_c 为电容电压。而网侧电感上的压降一般较小，故 U_c 可近似为电网电压 E_n ，因此有

$$C \leq 5\% \times \frac{P_n}{3 \times 2\pi f E_n^2} \quad (12)$$

最后需要计算出无源阻尼电阻 R_d 。将阻尼电阻值设计得更大可以有效抑制谐振峰，但也不可避免地带来更大的功率损耗。工程上，阻尼电阻的设计需在谐振峰抑制和损耗降低之间折中考虑，其取值一般为1/3倍谐振角频率处滤波电容的容抗值。

$$P_d = 3R_d \sum [i(h) - i_g(h)]^2 \quad (13)$$

$$R_d \approx \frac{1}{2\pi f_{res} C}$$

值得注意的是，LCL型滤波器存在明显的谐振点。其频率响应在该处存在谐振尖峰，同时相位发

生 180° 跳变。从控制角度出发,该跳变为一次负穿越,将产生一对右半平面的闭环极点,导致并网逆变器不稳定。而滤波网络的阻尼较低是LCL滤波器产生明显谐振的主要原因,故需对LCL型滤波器引入阻尼的方案进行讨论。

常用的抑制谐振方式有两种,分别为:通过引入电阻以修正滤波器硬件结构的无源阻尼技术;改善并网控制策略的有源阻尼技术。一般情况下,电阻会吸收有功功率,因此在无阻尼系统中加入电阻会导致功率损耗。虽然有源阻尼技术并不会造成额外功率浪费,其控制算法过于复杂,且需要额外施加电流传感器或电压传感器,因此对系统的可靠性与鲁棒性具有一定的负面影响,并使得整个光伏并网系统的成本增加。无源阻尼方案通常是在滤波电感或滤波电容上串、并联电阻,实现简单、成本较低,因而在工程实际中被广泛采用。

根据电阻摆放位置的不同,无源阻尼方案大致可分为以下四种:网侧电感串联电阻、网侧电感并联电阻、电容支路串联电阻和电容支路并联电阻,分别对应图7所示的 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 。

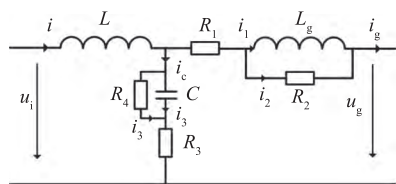


图7 LCL滤波器无源阻尼方案拓扑

结果与讨论

当采用网侧电感串联电阻方案,即图中 $R_1 \neq 0$, $R_2 = \infty$, $R_3 = 0$, $R_4 = \infty$ 时,LCL滤波器传递函数如图8所示。

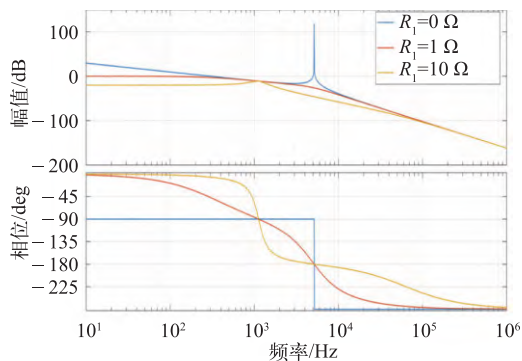


图8 网侧电感串联电阻传递函数波特图

显然,网侧电感串联电阻会降低LCL滤波器的低频增益。图中 $R_1=0$ 对应的是不加阻尼的LCL方案。从谐振特性来说,未加入阻尼电阻时,传递函数存在明显的谐振峰值;随着阻尼电阻的增大,谐振衰减程度变大,但阻尼电阻带来的功率损耗也随之增大。从高频段传递特性来看,三条曲线基本重合,这意味着引入与网侧电感串联的阻尼电阻并不会影响滤波器的高频滤波特性。对低频段传递特性而言,阻尼电阻越大,低频增益越低,这是因为低频段电感的感抗很小,串联电阻会增大电感支路的阻抗,从而令桥臂侧电压对网测电流的传输比降低,进而影响系统控制性能。综合以上考虑,网侧电感串联电阻方案所要求的谐振峰衰减能力与低通能力无法同时保证,且可能造成较大功率损耗,因此网侧电感串联电阻并非最佳方案。

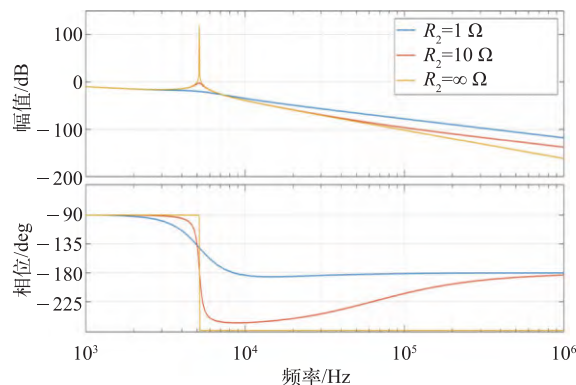


图9 网侧电感并联电阻传递函数波特图

由图9可知,网侧电感并联电阻会削弱LCL滤波器的高频衰减能力。图9中 $R_2 = \infty$ 对应的是不加阻尼的LCL方案。从谐振特性来说,未加入阻尼电阻时,传递函数存在明显的谐振峰值;随着阻尼支路阻抗的减小,谐振衰减程度变大。从低频段传递特性来看,三条曲线基本重合,这意味着引入与网侧电感并联的阻尼电阻后,低频衰减特性基本保持不变。对高频段传递特性而言,阻尼电阻越小,高频衰减能力越低。这是因为在高频段电感的感抗很大,并联电阻会减小电感支路的阻抗,从而导致高频谐波滤除能力下降,进而影响系统控制性能。综合以上考虑,网侧电感串联电阻方案所要求的谐振峰衰减能力与高次谐波衰减能力无法兼顾,因此难以实现工程应用。

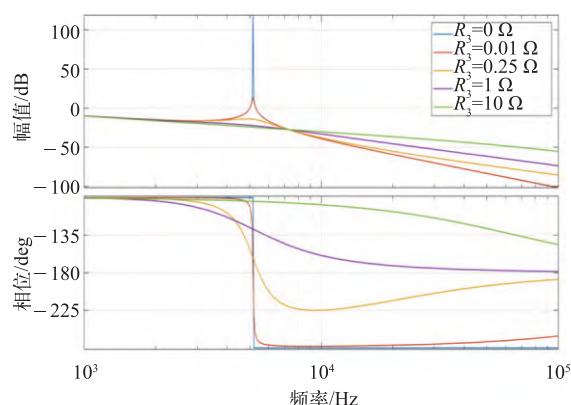


图10 电容支路串联电阻传递函数波特图

从图10中可观察到，电容支路串联电阻会削弱LCL滤波器的高频衰减能力。图中 $R_3=0$ 对应的是不加阻尼的LCL方案。从谐振特性来说，未加入阻尼电阻时，传递函数存在明显的谐振峰值；引入阻尼后，阻尼支路阻值越大，谐振衰减程度变大，但是当阻尼电阻较小时，就已经可以取得明显的阻尼效果（例如图中的 $R_3=0.25\ \Omega$ ）。三条曲线基本重合，这意味着引入与电感支路串联的阻尼电阻后，低频衰减特性基本保持不变。对高频段传递特性而言，阻尼电阻越大，高频衰减能力越低，这是因为在高频段电感的感抗很大，并联电阻会减小电感支路的阻抗，从而导致高频谐波滤除能力下降，进而影响系统控制性能；但当阻尼电阻取较小值时，其高频滤波性能并不受显著影响。综合以上考虑，在电容支路串联小电阻可以兼顾LCL滤波器抑制谐振峰、衰减高频分量的要求，因此本方案可以使用（ $R_1=0$ ， $R_2=\infty$ ， $R_3\neq 0$ ， $R_4=\infty$ ）。

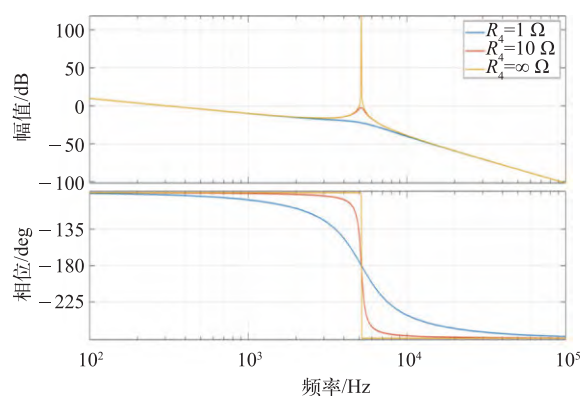


图11 电容支路并联电阻传递函数波特图。

由图11可知，电容支路并联电阻方案的特点就是在不改变低频段和高频段滤波特性的同时，对中

频段的谐振峰也有很好的抑制作用。且随着阻尼电阻的减小，谐振峰衰减程度也相应增加，因此从全频段的传递特性来看，若并联较小的电阻，该方案能达到很好的滤波效果。然而，由于网侧电感的压降很小，电容电压与电网电压十分接近；且阻尼电阻并联在电容两端，若其阻值减小，带来的功率损耗将随之升高，这使得电容支路并联电阻的方案并不实用（ $R_1=0$ ， $R_2=\infty$ ， $R_3=0$ ， $R_4\neq \infty$ ）。

综上所述，光储并网逆变器的滤波方案应采用LCL型电容支路串联电阻的无源阻尼方案。

结束语

在设计LCL型滤波器时，需要充分考虑滤波器的阻尼性能以及各参数对滤波特性的影响。LCL型滤波器的设计涉及多个参数和限制条件，需综合考虑谐振抑制、频率特性和功率损耗等因素，以实现滤波器在光伏并网逆变器中的稳定、高效运行。

1) 针对LCL滤波器的谐振问题，通过引入无源阻尼方案是有效的解决途径。而对于无源阻尼方案的选择，可以根据电阻摆放位置分为四种方案：网侧电感串联电阻、网侧电感并联电阻、电容支路串联电阻和电容支路并联电阻。

2) 在多种方案中，电容支路串联电阻方案被认为是较为合适的选择，能够同时满足抑制谐振峰、衰减高频分量的需求。此时， $R_1=0$ ， $R_2=\infty$ ， $R_3\neq 0$ ， $R_4=\infty$ 。

3) 在参数设计方面，需考虑总电感量、桥臂侧电感、网侧电感、电容以及阻尼电阻等参数的限制条件。总电感量应根据光伏逆变器运行状态确定。电容值应限制其产生的无功功率不超过系统额定功率的5%。阻尼电阻的选择需要在谐振峰抑制和功率损耗之间进行权衡，一般取决于谐振角频率处滤波电容的容抗值。EA

（收稿日期：2024-08-16）

参考文献

- [1] 王语阳, 张琛, 张宇, 等. 提升弱网有功稳定输出能力的光伏逆变器Q-V下垂系数在线调整方法[J]. 上海交通大学学报, 1-20.
- [2] 秦浩庭, 钟帆. 光伏接入铁路牵引供电系统谐振特性分析[J]. 铁道标准设计, 1-8.