

基于无源阻尼和谐波陷阱的UPS滤波器

刘海春,曹 鸿,谢少军

(南京航空航天大学 自动化学院,江苏 南京 211106)

摘要:在常用的LC型滤波器基础上对滤波器的改进设计进行了研究,采用无源阻尼和开关频率次谐波陷波相结合的方式,对滤波器的结构进行了优化。首先分析了无源阻尼的实现方式,对比了 R_d 阻尼法和 R_d-C_d 阻尼法,根据电路参数对品质因子 Q 的影响,给出了阻尼参数的选择方法。其次,对开关频率次谐波的陷波技术进行了研究,针对串联型 LC_{trap} 和并联型 LC_{trap} 这2种陷波滤波器,分析了谐波陷阱电感、电容参数对滤波器带宽的影响。最后提出了 $LC_{\text{trap}}-LC-RC$ 型和 $LC-RC-LC_{\text{trap}}$ 型2种结构的滤波器,分析了2种滤波器的滤波性能。仿真和实验结果验证了所提不间断电源(UPS)滤波器可以有效提高电源输出电压的波形质量,减小其体积重量。

关键词:逆变器;无源阻尼;有源阻尼;谐波陷阱;滤波器;UPS

中图分类号:TM 619;TN 713

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202002034

0 引言

不间断电源(UPS)通常用于给计算机网络系统或其他电子设备提供稳定、不间断的电力供应。负载的特殊性对UPS输出电压的幅值、频率和波形提出了严苛的要求,同时,UPS系统也朝着模块化、小型化的方向发展。

滤波器的结构和参数优化对提高UPS输出电压波形质量、减小其体积重量有着重要的意义。滤波器的改进可以从高频谐波衰减能力的提升和滤波器的谐振阻尼2个方面进行。在达到同样滤波效果的前提下,高阶的滤波器有利于减小滤波器的体积重量,但高阶滤波器存在谐振问题,给逆变器的稳定性带来影响,加大了逆变器的控制难度。为了抑制滤波器的谐振,可引入无源阻尼^[1-6]和有源阻尼^[7-17]。无源阻尼通常在滤波电容支路串联或并联电阻以增加系统阻尼。文献[1]研究了LCL型滤波逆变器的无源阻尼方式,其中 R_d 阻尼法有着较好的阻尼效果,但在改善阻尼效果的同时降低了高频谐波的衰减能力;而 R_d-C_d 阻尼法在改善阻尼效果的同时保持了LCL滤波器对高频谐波每十倍频程-60 dB的衰减能力。文献[3]从阻尼能力、无功元件的储能及电路损耗等方面对6种基于LCL结构的无源阻尼电路进行了对比分析,指出无源阻尼方案的选取和反馈电流直接相关;但对于串联或并联RLC阻尼电路,滤波器的参数设计相对容易。无源阻尼方案实现简单,但是在大功率应用场合,其额外引入的电阻损耗会显著降低变换器的整体效率^[3,5]。有源阻尼方案

是在系统控制回路中增加反馈以模拟阻尼电阻,从而增强系统的阻尼,不会产生额外的损耗,主要有电容电流反馈^[7-9]、电网电流反馈^[10-12]及电容电压反馈^[13]等。目前,应用较广泛的有源阻尼法是反馈电容电流的双闭环网电流控制技术。文献[14]提出了一种重塑电网谐波阻抗以抑制谐振的方法,但需要同时检测电网电压和电流中的谐波成分,对系统实时性要求较高。文献[15-16]提出了基于无源阻尼和有源阻尼相结合的混合阻尼方法。文献[17]指出数字控制引入的控制延时对阻尼效果的影响是不可忽略的,并指出当系统阻尼系数大于临界阻尼系数,或者当谐振频率等于某个特殊频率值时,有源阻尼将无法抑制谐振尖峰。常规的有源阻尼方案需要增加电流或电压传感器,增加了系统成本。此外,有源阻尼系数的选取比较困难,且容易影响系统的鲁棒性^[18]。

此外,采用高阶滤波器后,由于截止频率的升高,滤波器对高次谐波电压的抑制能力也随之减弱。由于高频谐波的频率已经远超出控制的带宽,较为常见的方法是从硬件设计上对高频谐波进行抑制^[19-20]。文献[17]给出了并网逆变器LCL型滤波器谐波陷阱的加入方式,通过在滤波器高频支路加入LC谐波陷阱实现特定频率处的衰减,但没有考虑滤波器阻尼性能的改善。文献[20]提出了一种有源陷波滤波器(ATF),通过计算逆变器输出阻抗并相应调整滤波器阻抗,可实现对特定谐波的消除。

考虑到UPS的功率等级较低,本文将 R_d-C_d 阻尼法应用到UPS逆变器的滤波器中。首先对滤波器的阻尼特性进行分析,给出了参数 R_d 、 C_d 的选定方法。此外,分析采用谐波陷阱(trap)方式抑制开关次频率谐波。针对串联型 LC_{trap} 和并联型 LC_{trap} 这2种陷波方式,分析了电路参数对滤波器带宽的影响。在综合无源阻尼方案和谐波陷阱技术的基础上,提出了 $LC_{\text{trap}}-LC-RC$ 型和 $LC-RC-LC_{\text{trap}}$ 型2种滤波器结构,

收稿日期:2019-03-02;修回日期:2020-01-02

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51877104)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51877104)

并结合单相逆变电源对2种滤波器的滤波效果进行了仿真分析。最后设计了一台15 kW的实验样机并进行了实验测试,结果验证了本文所提技术方案的有效性。

1 无源阻尼方式分析

逆变电源通常采用LC型滤波器,该滤波器的固有谐振可能会导致逆变器在闭环控制时出现不稳定现象,影响逆变器的动态响应能力。为了提高逆变电源工作的稳定性,可在滤波器中串并联电阻以抑制谐振频率处的尖峰,即引入无源阻尼。

1.1 滤波器的无源阻尼结构

R_d 阻尼法是在滤波电容处串联电阻,滤波器结构如图1(a)所示。图中, L_f 为滤波电感; C_f 为滤波电容; R_d 为阻尼电阻; u_o 为输出电压; u_{inv} 为输入电压。滤波器输入至输出的传递函数为:

$$T(s) = \frac{u_o(s)}{u_{inv}(s)} = \frac{sR_dC_f + 1}{s^2L_fC_f + sR_dC_f + 1} \quad (1)$$

滤波器的幅频特性曲线如图1(b)所示,由图可知,随着 R_d 阻值增大,阻尼效果越明显,但降低了高频段的衰减效果。

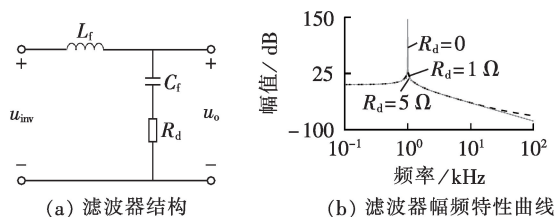


图1 R_d 阻尼的LC型滤波器

Fig.1 LC filter with R_d damping

为了解决 R_d 阻尼法存在的不足,有学者提出了 R_d - C_d 阻尼法^[6],即通过分裂部分滤波电容与电阻串联作为阻尼支路,滤波器结构如图2(a)所示。图中, C_d 为分裂电容。显然,在该电路中,分裂滤波电容可以有效减小阻尼支路的无功电流进而减少阻尼电阻上产生的额外损耗。

R_d - C_d 阻尼滤波器的传递函数见附录A中式(A1),其幅频特性曲线如图2(b)所示。该电路既抑制了LC的谐振尖峰,又保持了高频段每十倍频程-40 dB的衰减能力。通过合理选择 C_d 和 R_d 参数

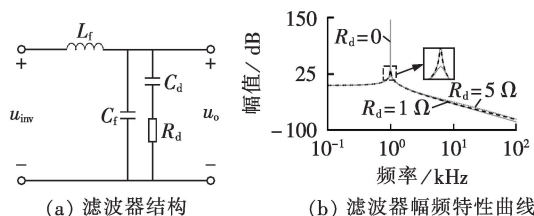


图2 R_d - C_d 阻尼的LC型滤波器

Fig.2 LC filter with R_d - C_d damping

值,可以较好地实现LC型滤波器阻尼效果。

1.2 R_d - C_d 阻尼法参数选定

阻尼参数的选定需要同时考虑其阻尼效果和阻尼损耗,由于两者互为矛盾关系,因此需要进行合理设计实现平衡。由于滤波器的阻尼效果可由品质因子 Q 来描述,品质因子 Q 越小则阻尼效果越好,因此通过分析阻尼参数对 Q 的影响选定参数^[4]。

LC型滤波器的滤波电容值为 C ,且 $C = C_f + C_d$ 。为了方便分析引入比例系数 a_c :

$$C_d = a_c C_f \quad (2)$$

将式(2)代入附录A中式(A1),并令 $s = j\omega$,即:

$$T(j\omega) = \frac{(j\omega R_d C + 1)a_c^2 + (j\omega R_d C + 2)a_c + 1}{j\omega R_d C a_c^2} \quad (3)$$

根据品质因子 Q 的定义可得:

$$Q(a_c) = \frac{|T(j\omega)|_{\omega=\omega_r}}{|T(j\omega)|_{\omega \rightarrow 0}} = |T(j\omega)|_{\omega=\omega_r} \quad (4)$$

其中, ω_r 为滤波器固有振荡角频率。 $Q(a_c)$ 曲线如图3所示,当 $a_c > 2$ 时, a_c 的增加对品质因子的减小影响很小,因此选择 $a_c = 1$ 较为合适,在实际应用中 $C_d = C_f$ 也易于实现。



图3 Q - a_c 曲线

Fig.3 Curve of Q - a_c

R_d 的选定可以采用相同的方法。当 R_d 大于某一值时, R_d 的增加对 Q 的减小影响很小,将 R_d 设计在曲线转折点附近,可以在保证阻尼效果的同时尽可能减小阻尼损耗。

2 开关频率次谐波的陷波

UPS采用脉宽调制逆变器,其桥臂侧电压中谐波成分主要为开关频率次谐波以及附近的边带谐波。为了使输出电压中的开关频率次谐波得到较好地抑制,LC型滤波器的截止频率往往选择在远小于开关频率处,导致滤波器体积、重量较大。为了解决上述问题,可以适当提高LC型滤波器的截止频率,同时采用谐波陷阱以消除特定频率处的谐波电压。一方面可以优化滤波器的性能,提高输出电压波形质量;另一方面可以减小滤波器的体积和重量。根据LC谐波陷阱位置的不同,可以将陷波方式分为串联型LC_{trap}滤波器和并联型LC_{trap}滤波器^[19-20],下面分析这2种方式。

2.1 串联型LC_{trap}滤波器

串联型LC_{trap}滤波器通过在滤波电感支路串入谐波陷阱,从而大幅提升该支路在开关频率附近的阻抗,以达到抑制输出侧开关频率次谐波的目的,其结构如图4所示。图中, L_t 为谐波陷阱电感; C_t 为谐波陷阱电容。

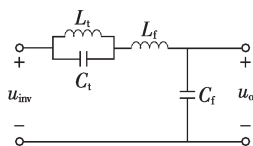


图4 串联型LC_{trap}滤波器结构

Fig.4 Structure of series LC_{trap} filter

串联型LC_{trap}滤波器的阻抗为:

$$Z_{et} = \frac{sL_t}{s^2L_tC_t + 1} \quad (5)$$

为使串联型LC_{trap}滤波器在开关频率 f_s 附近具有高阻抗, L_t 和 C_t 需要满足:

$$L_tC_t = 1/(2\pi f_s)^2 \quad (6)$$

根据图4,串联型LC_{trap}滤波器的传递函数见附录A中式(A2),其幅频特性曲线如图5所示。当 L_t 和 C_t 满足式(6)时,理想条件下滤波器对开关频率处的增益为0,由图可知,串联型LC_{trap}滤波器的加入在开关频率处产生一个谐振,且开关频率恰好位于谐振波谷。

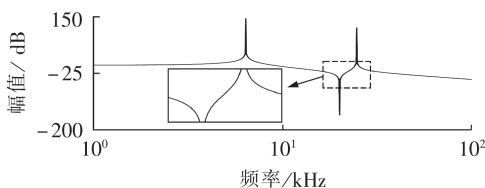


图5 串联型LC_{trap}滤波器幅频特性曲线

Fig.5 Amplitude-frequency curve of series LC_{trap} filter

考虑到输出电压中开关频率次边带谐波的存在,串联型LC_{trap}滤波器应具有足够的带宽以确保边带谐波处于谐振波谷的范围内。串联型LC_{trap}滤波器的带宽由 L_t 值和 C_t 值共同决定,不同 L_t 值下串联型LC_{trap}滤波器的幅频特性曲线如图6所示(假设陷波频率为16 kHz)。此外,根据式(6),在陷波频率相同时, L_t 值越大, C_t 值越小,串联型LC_{trap}滤波器带宽

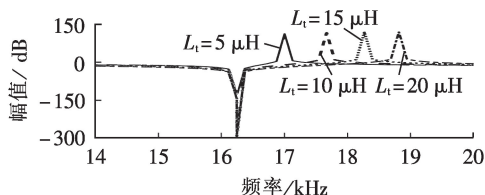


图6 不同 L_t 值下串联型LC_{trap}滤波器幅频特性曲线

Fig.6 Amplitude-frequency curves of series LC_{trap} filter with different values of L_t

越大,陷波效果越佳,因此在应用时需要根据实际边带谐波的分布情况对 L_t 值和 C_t 值进行仔细设计。

2.2 并联型LC_{trap}滤波器

并联型LC_{trap}滤波器与串联型LC_{trap}滤波器原理类似,其通过在滤波电容支路并联谐波陷阱来实现该支路在开关频率附近的低阻抗,其结构如图7所示^[20]。

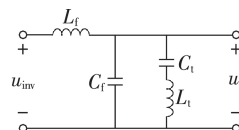


图7 并联型LC_{trap}滤波器结构

Fig.7 Structure of shunt LC_{trap} filter

并联型LC_{trap}滤波器的阻抗为:

$$Z_{bt} = \frac{s^2L_tC_t + 1}{sC_t} \quad (7)$$

滤波器传递函数见附录A中式(A3)。 L_t 和 C_t 满足式(6)时,理想条件下并联支路在开关频率处阻抗为0,滤波器在此处增益为0,其特性与串联型基本相同,幅频特性曲线如图8所示。不同 C_t 下并联型LC_{trap}滤波器的幅频特性曲线如图9所示。而与串联型LC_{trap}滤波器相反,并联型LC_{trap}滤波器 C_t 值越大, L_t 值越小,则并联型LC_{trap}滤波器带宽越大^[22]。

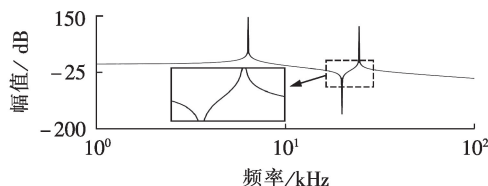


图8 并联型LC_{trap}滤波器幅频特性曲线

Fig.8 Amplitude-frequency curve of shunt LC_{trap} filter

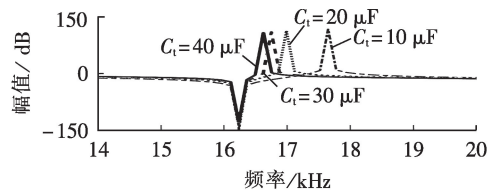


图9 不同 C_t 值下并联型LC_{trap}滤波器幅频特性曲线

Fig.9 Amplitude-frequency curves of shunt LC_{trap} filter with different values of C_t

2.3 串联型LC_{trap}滤波器和并联型LC_{trap}滤波器的对比

串联型LC_{trap}滤波器在开关频率处呈现高阻抗,因此流过滤波电感的高频电流小,高频损耗小。此外基波电流基本都从陷波电感流过,这会造成陷波电感在功率较大的应用场合中体积重量较大。为此,可考虑将滤波电感的一部分作为陷波电感,在本文后续的仿真及实验中均有应用。

并联型LC_{trap}滤波器带宽较宽、陷波效果好,由于

并联在输出侧,因此负载大小对其设计没有太大影响,但并联型 LC_{trap} 滤波器的加入会增加电源的无功电流。此外,并联型 LC_{trap} 滤波器在开关频率处呈现低阻抗,与串联型 LC_{trap} 滤波器相比滤波电感的高频电流也更大。

2.4 LC_{trap} -LC-RC型和LC-RC- LC_{trap} 型滤波器

根据前两节的分析,本文将 R_d - C_d 阻尼法与2种谐波陷阱相结合,提出了 LC_{trap} -LC-RC型和LC-RC- LC_{trap} 型2种滤波器结构,如图10所示。

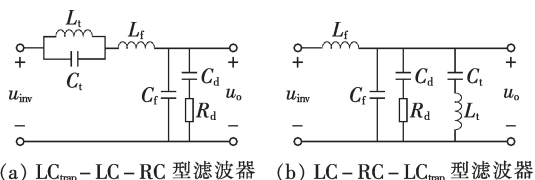


图10 LC_{trap} -LC-RC型和LC-RC- LC_{trap} 型滤波器结构

Fig.10 Structures of LC_{trap} -LC-RC and LC-RC- LC_{trap} filters

对于图10所示的 LC_{trap} -LC-RC型滤波器,可列出传递函数,见附录A中式(A4)。同样地,列写LC-RC- LC_{trap} 型滤波器的传递函数,见附录A中式(A5)。

画出上述2个滤波器传递函数的幅频特性曲线如图11所示。这2种滤波器均实现了对谐振的阻尼和陷波功能,但是LC-RC- LC_{trap} 型滤波器的阻尼效果稍差,这是由于陷波电路与 R_d - C_d 电路并联,降低了电路的阻尼性能。

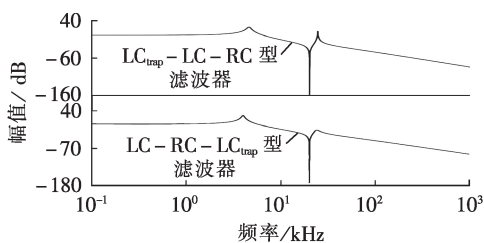


图11 陷波频率一定时 LC_{trap} -LC-RC型和LC-RC- LC_{trap} 型滤波器幅频特性曲线

Fig.11 Amplitude-frequency curves of LC_{trap} -LC-RC and LC-RC- LC_{trap} filters with specific trap frequency

3 仿真研究

采用Saber软件对单相T-NPC双桥臂拓扑的50 Hz逆变器进行仿真研究。系统仿真框图见附录B中图B1。滤波器参数见附录B中表B1。双桥臂T-NPC逆变器采用单极性载波移相调制方式,等效开关频率为20 kHz,额定直流输入电压为200 V,逆变器输出电压额定值为220 V/50 Hz,额定工作条件下幅度调制比为0.78。

3.1 LC型滤波器仿真

仿真结果见附录B中图B2。空载时逆变器输出电压中的谐波主要存在于开关频率和LC谐振频率处。

3.2 LC_{trap} -LC-RC型滤波器仿真

仿真结果见附录B中图B3。由图B3(a)、(b)可知,阻尼支路对LC谐振尖峰起到很好的抑制作用,谐波陷阱也对开关次谐波有很好的衰减效果;由图B3(c)可知滤波电感中开关频率附近的谐波电流也很小。

3.3 LC-RC- LC_{trap} 型滤波器仿真

采用LC-RC- LC_{trap} 型滤波器时的仿真结果见附录B中图B4。阻尼效果和开关次谐波衰减效果与 LC_{trap} -LC-RC型相似,但LC-RC- LC_{trap} 型滤波器的滤波电感中开关频率附近的谐波电流较大,与前文分析一致。

4 实验验证

为了验证所提滤波器的有效性,搭建了一台15 kW的实验样机,其中逆变器等效开关频率为16 kHz。分别采用LC滤波器和本文所提的 LC_{trap} -LC-RC型及LC-RC- LC_{trap} 型滤波器,电路参数见附录B中表B2。对样机进行实验测试,结果见附录B中图B5—B7。

图B5(a)为采用LC型滤波器时逆变器的输出电压 u_o 及电感电流 i_L 的波形,图B5(b)为 u_o 谐波含量。由图B5(a)可知,输出电压含有较明显的开关频率次的纹波,说明传统LC型滤波器对高频谐波的衰减能力不够。由图B5(b)可知,输出电压中的高频谐波主要集中在16 kHz附近,即等效开关频率附近,最大谐波幅值达到1.2 V。

图B6为采用 LC_{trap} -LC-RC型滤波器后逆变器输出电压、电感电流的波形及其谐波含量。由输出电压波形可知,开关频率次谐波得到了较好的抑制,电压波形纹波明显减小。由图B6(b)可知,等效开关频率附近的输出电压谐波含量相对于采用传统LC型滤波器时大幅减小,最大输出电压谐波幅值为500 mV。由图B6(c)可知,此时最大的电感电流谐波幅值为4.8 A。

图B7为加入LC-RC- LC_{trap} 型滤波器后的输出电压波形及输出电压和电感电流的谐波含量。可见并联型 LC_{trap} 滤波器对高频电压谐波的抑制效果与串联型 LC_{trap} 滤波器相似,但其电流谐波更大。

需要说明的是,由于陷波器对电感、电容值比较敏感,因此陷波带宽不能设计得太窄。电感可选用铁氧体电感,通过磨气隙得到需要的电感量;电容则建议采用公差及等效串联电阻(ESR)比较小的薄膜电容,并用多个电容并联来减小ESR。

5 结论

本文在LC型滤波器的基础上研究了滤波器的无源阻尼方式和开关频率次谐波的陷波方式,提出了 LC_{trap} -LC-RC型和LC-RC- LC_{trap} 型2种滤波器结构。通过分析、仿真及实验可以得到以下结论。

(1) R_d-C_d 阻尼支路可以有效抑制 LC 型滤波器的谐振尖峰并保持滤波器高频段的高衰减能力,当 C_d 与 C_f 相等时可以较好地兼顾阻尼支路的阻尼效果和阻尼损耗。

(2) 通过合理地设计谐波陷阱可以有效抑制输出电压中开关频率次谐波。串联型 LC_{trap} 滤波器高频损耗小,但在功率较大的应用场合下陷波电感的体积重量较大;并联型 LC_{trap} 滤波器体积、重量基本不受功率的影响。

(3) 对于串联型 LC_{trap} 滤波器,可以通过将滤波电感的一部分作为陷波电感来减少滤波器额外的体积增加,由仿真和实验结果可知,该方案有很好的高频衰减能力。相比较而言, LC_{trap} -LC-RC 型滤波器更适合应用于 UPS 逆变器。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 许德志,汪飞,阮毅. LCL,LLCL 和 LLCCL 滤波器无源阻尼分析[J]. 中国电机工程学报,2015,35(18):4725-4735.
XU Dezhi, WANG Fei, RUAN Yi. Passive damping of LCL, LLCL and LLCCL filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(18):4725-4735.
- [2] 杨金涛,乐健,刘开培,等. 一种具有双级 LC 滤波电路的动态电压调节器[J]. 电力自动化设备,2016,36(8):70-75.
YANG Jintao, LE Jian, LIU Kaipei, et al. DVR with double-stage LC filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(8):70-75.
- [3] BERES R N, WANG X, LISERRE M, et al. A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1):54-69.
- [4] PARIKSHITH C, VINOD J. Filter optimization for grid interactive voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(12):4106-4114.
- [5] 刘宝泉,郭华,朱一听,等. 三相变流器无源阻尼型 LCL 滤波器的分析与设计[J]. 电工技术学报,2017,32(2):195-205.
LIU Baoquan, GUO Hua, ZHU Yixin, et al. Analysis and design of a passively damping LCL filter in three-phase converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(2):195-205.
- [6] CESPEDES M, XING L, SUN J. Constant-power load system stabilization by passive damping[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(7):1832-1836.
- [7] 许津铭,谢少军,肖华锋. LCL 滤波器有源阻尼控制机制研究[J]. 中国电机工程学报,2012,32(9):27-33.
XU Jinming, XIE Shaojun, XIAO Huafeng. Research on control mechanism of active damping for LCL filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9):27-33.
- [8] GIOVANNI L C, ALESSANDRO L, LUCA S, et al. LC filter design for on-grid and off-grid distributed generating units[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2):1639-1650.
- [9] 伍小杰,孙蔚,戴鹏,等. 一种虚拟电阻并联电容有源阻尼法[J]. 电工技术学报,2010,25(10):122-128.
WU Xiaojie, SUN Wei, DAI Peng, et al. An active damping method of virtual resistor in parallel with capacitor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(10):122-128.
- [10] XU Jinming, XIE Shaojun, TANG Ting. Active damping-based control for grid-connected LCL-filtered inverter with injected grid current feedback only[J]. IEEE Transactions on Indus-

trial Electronics, 2014, 61(9):4746-4758.

- [11] XU Jinbang, YANG Jun, YE Jie, et al. An LTCL filter for three-phase grid-connected converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8):4322-4338.
- [12] TANG Yi, YAO Wenli, LOH P, et al. Design of LCL filters with LCL resonance frequencies beyond the Nyquist frequency for grid-connected converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1):3-14.
- [13] MALINOWSKI M, BERNET S. A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with an LCL filter[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2008, 55(4):1876-1880.
- [14] 曾正,徐盛友,冉立,等. 应用于交流微电网谐振抑制的有源阻尼器及控制[J]. 电力自动化设备,2016,36(3):15-20.
ZENG Zheng, XU Shengyou, RAN Li, et al. Active damper and its control for harmonic resonance damping of AC microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(3):15-20.
- [15] 雷一,赵争鸣,鲁思兆. LCL 滤波的光伏并网逆变器有源阻尼与无源阻尼混合控制[J]. 电力自动化设备,2012,32(11):23-27.
LEI Yi, ZHAO Zhengming, LU Sizhao. Hybrid control of active and passive damping for grid-connected PV inverter with LCL filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(11):23-27.
- [16] 陈新,王赞程,华森杰,等. 采用混合阻尼自适应调整的并网逆变器控制方法[J]. 中国电机工程学报,2016,36(3):765-774.
CHEN Xin, WANG Yuncheng, HUA Miaojie, et al. Grid-connected inverters control schemes based on hybrid damping adaptive control[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(3):765-774.
- [17] 夏伟,康劲松. 考虑数字控制延时影响的 LCL 型配电网静止同步补偿器稳定性分析[J]. 电工技术学报,2017,32(14):205-216.
XIA Wei, KANG Jinsong. Digital control time-delays affected stability analysis of LCL type distribution static compensator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(14):205-216.
- [18] YAO Wenli, YANG Yongheng, ZHANG Xiaobin, et al. Design and analysis of robust active damping for LCL filters using digital notch filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3):2360-2375.
- [19] FANG Jingyang, LI Xiaoqiang, YANG Xu, et al. An integrated trap-LCL filter with reduced current harmonics for grid-connected converters under weak grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11):8446-8457.
- [20] BAI H, WANG X, LOH P C, et al. An active trap filter for switching harmonic attenuation of low-pulse-ratio inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12):9078-9092.

作者简介:



刘海春

刘海春(1977—),男,江西鹰潭人,讲师,博士,主要研究方向为功率电子变换技术(E-mail:nuaalhc@nuaa.edu.cn);

曹 鸿(1993—),男,江苏盐城人,硕士,主要研究方向为功率电子变换技术(E-mail:caohong@nuaa.edu.cn);

谢少军(1968—),男,湖北天门人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为功率电子变换技术和航空电源系统(E-mail:eeac@nuaa.edu.cn)。

(编辑 王欣竹)

UPS filter based on passive damping and harmonic trap

LIU Haichun, CAO Hong, XIE Shaojun

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: Approaches to improve LC filter which is commonly adopted in inverter are studied and a combination of passive damping and harmonic trap is used to optimize the filter structure. Firstly, the realization of passive damping is analyzed, including the comparison of characteristics between R_d damping circuit and R_d - C_d damping circuit. After that, the selection guide of damping parameters is put forward based on the analysis of circuit parametric effect on quality factor Q . Secondly, the research on attenuation of harmonics at switching frequency is carried out, for series LC_{trap} and shunt LC_{trap} filters, the effect of harmonic trap inductance and capacitance on trap filter bandwidth is analyzed. Finally, two types of filter structure including LC_{trap} -LC-RC and LC-RC- LC_{trap} are proposed, and the characteristics of the two filters are also analyzed. The simulative and experimental results show that the proposed filter of UPS (Uninterruptible Power Supply) can not only improve the output voltage waveform quality but also decrease its size and weight.

Key words: electric inverters; passive damping; active damping; harmonic trap; electric filters; UPS

(上接第218页 continued from page 218)

Edition, 2015, 33(1): 155-159.

[16] MONTANO F, OULD-BACHIR T, DAVID J P. An evaluation of a high-level synthesis approach to the FPGA-based sub-microsecond real-time simulation of power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65(1): 636-644.

作者简介:

唐一果(1996—),男,湖北恩施人,硕士研究生,主要研究



唐一果

方向为实时仿真技术(E-mail: 17121496@bjtu.edu.cn);

郭希铮(1980—),男,河南焦作人,副教授,博士,主要研究方向为永磁同步电机控制、实时仿真技术等(E-mail: xzhguo@bjtu.edu.cn)。

(编辑 李玮)

Parameter optimization method of ADC model based on real-time simulation

TANG Yiguo, GUO Xizheng, ZHANG Ziyu, WU Mingkang, YUAN Jiaqi

(School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: The ADC (Associated Discrete Circuit) modeling method can greatly reduce the computation burden of real-time simulations owing to the constant system matrix. However, the equivalent L/C model of power electronic devices might cause oscillations in the switching process, which further leads to simulation errors. Firstly, the error relationship between the equivalent admittance G_s of power electronic devices and its voltage and current at both ends obtained from the ADC approaches is analyzed. The optimal G_s parameter selection approach is studied by establishing the switching loss function. Subsequently, the LCL filter for three-phase voltage source PWM rectifier is utilized as an example, the optimization method of G_s parameters is verified by offline simulation. Finally, the simulation model is implemented on FPGA (Field Programmable Gate Array), VHLS (Vivado High Level Synthesis) tool significantly simplifies the design and simulation tasks, which further shortens the design time and improves the reliability.

Key words: power electronics circuit modeling; ADC modeling; switching error; parameter optimization; real-time simulation

附录 A

$$T(s)=\frac{sR_dC_d+1}{s^3R_dL_fC_fC_d+s^2L_f(C_f+C_d)+sR_dC_d+1} \quad (A1)$$

$$T(s)=\frac{s^2L_tC_t+1}{s^4L_fL_tC_fC_t+s^2(L_fC_f+L_tC_f+L_tC_t)+1} \quad (A2)$$

$$T(s)=\frac{s^2L_tC_t+1}{s^4L_fL_tC_fC_t+s^2(L_fC_f+L_fC_t+L_tC_t)+1} \quad (A3)$$

$$T(s)=(L_tC_tR_dC_ds^3+L_tC_ts^2+R_dC_ds+1)/\{[L_tL_fC_dC_fC_tR_ds^5+L_tL_fC_t(C_f+C_d)s^4+R_dC_d[(L_f+L_t)C_f+L_tC_t]s^3+[L_t(L_f+L_t)(C_f+C_d)+L_tC_t]s^2+R_dC_ds+1\} \quad (A4)$$

$$T(s)=(L_tC_tR_dC_ds^3+L_tC_ts^2+R_dC_ds+1)/\{L_tL_fC_dC_fC_tR_ds^5+L_tL_fC_t(C_f+C_d)s^4+R_dC_d[(C_f+C_t)L_t+L_tC_t]s^3+[L_t(C_f+C_d+C_t)+L_tC_t]s^2+R_dC_ds+1\} \quad (A5)$$

附录 B

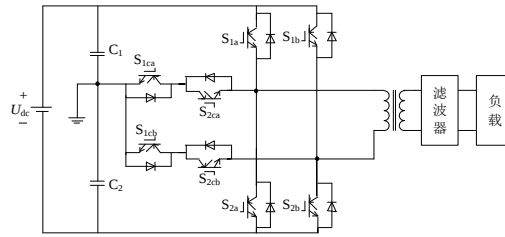


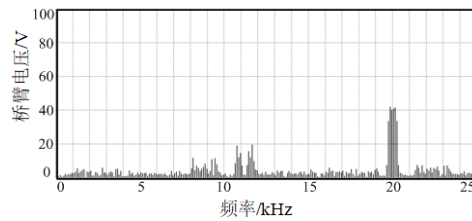
图 B1 系统仿真框图

Fig.B1 System simulation block diagram

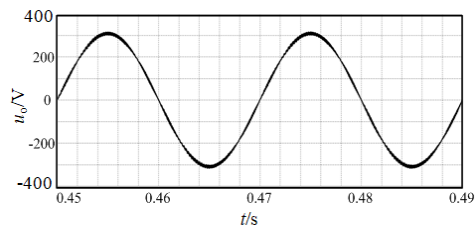
表 B1 滤波器仿真参数

Table B1 Simulation parameters of filter

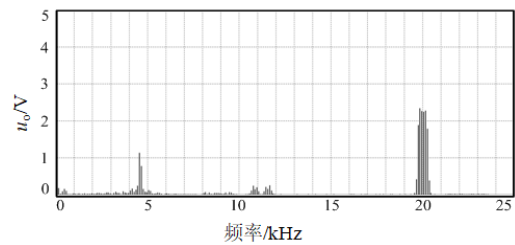
滤波器	参数					
	$L_f/\mu\text{H}$	$C_f/\mu\text{F}$	R_d/Ω	$C_d/\mu\text{F}$	$L_t/\mu\text{H}$	$C_t/\mu\text{F}$
LC 型	100	12				
LC _{trap} -LC-RC 型	68.3	6	1	6	31.7	2
LC-RC-LC _{trap} 型	100	6	1	6	15.8	4



(a) 桥臂电压的谐波含量



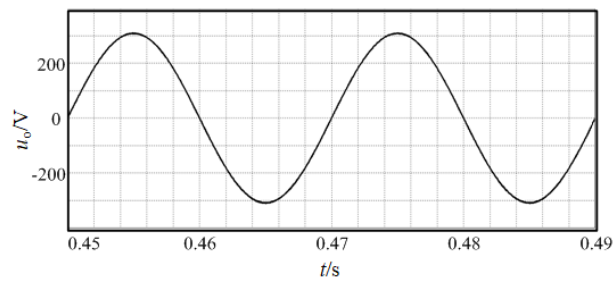
(b) 逆变器输出电压波形



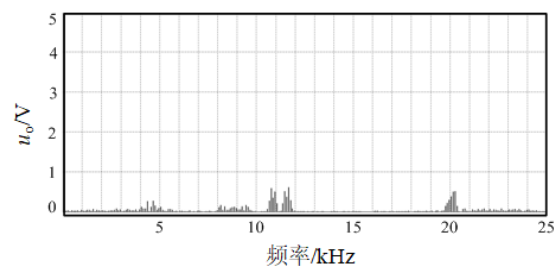
(c) 逆变器输出电压谐波含量

图 B2 采用 LC 型滤波器的仿真结果

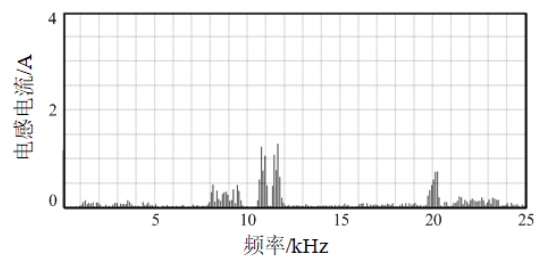
Fig.B2 Simulative results with LC filter



(a) 逆变器输出电压波形



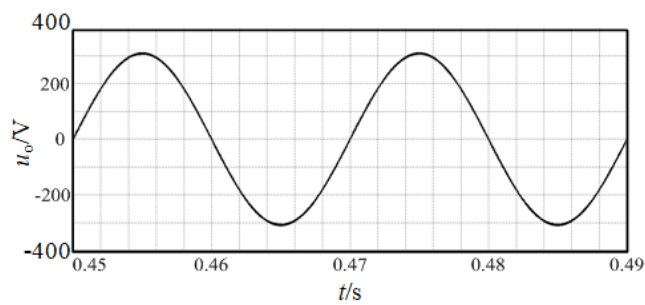
(b) 逆变器输出电压谐波含量



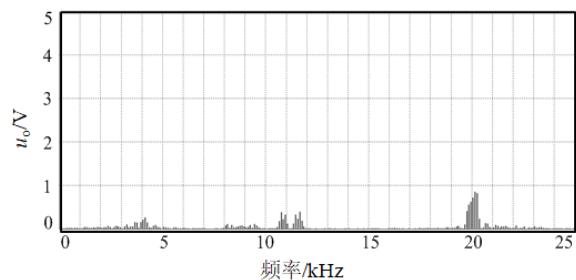
(c) 电感电流谐波含量

图 B3 采用 LC_{trap} -LC-RC 型滤波器的仿真结果

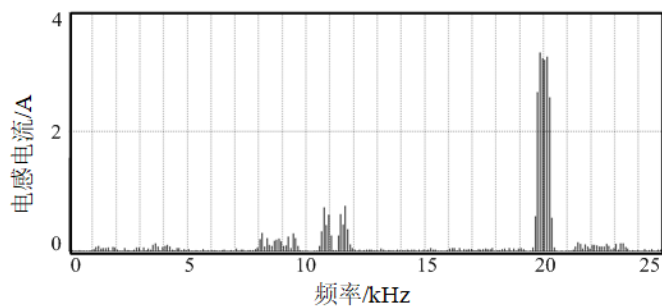
Fig.B3 Simulative results with LC_{trap} -LC-RC filter



(a) 逆变器输出电压波形



(b) 逆变器输出电压谐波含量



(c) 电感电流谐波含量

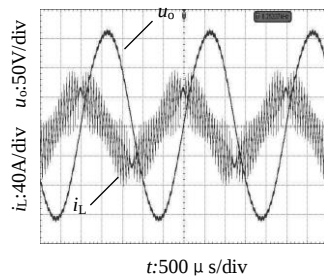
图 B4 采用 LC-RC-LC_{trap} 型滤波器的仿真结果

Fig.B4 Simulative results with LC-RC-LC_{trap} filter

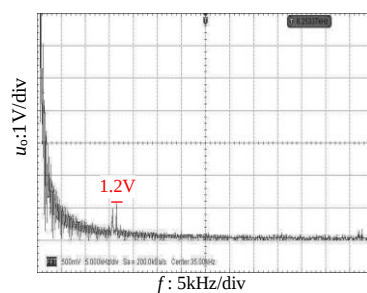
表 B2 滤波器实验参数

Table B2 Experimental parameters of filter

滤波器	参数					
	$L_f/\mu\text{H}$	$C_f/\mu\text{F}$	R_d/Ω	$C_d/\mu\text{F}$	$L_t/\mu\text{H}$	$C_t/\mu\text{F}$
LC _{trap} -LC-RC 型	26	180	1	6	20	4.9
LC-RC-LC _{trap} 型	46	150	1	6	3.3	30



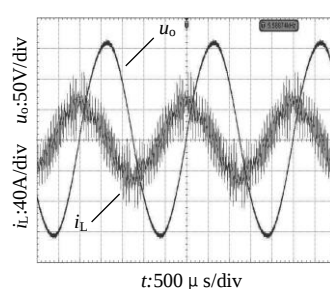
(a) 逆变器输出电压及电流波形



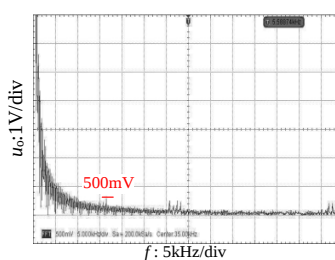
(b) 逆变器输出电压谐波含量

图 B5 采用 LC 型滤波器的实验结果

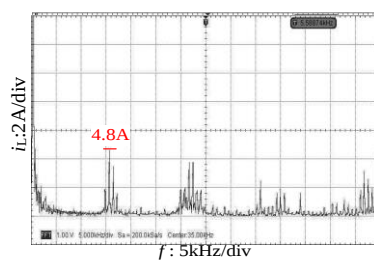
Fig.B5 Experimental results with LC filter



(a) 逆变器输出电压及电流波形



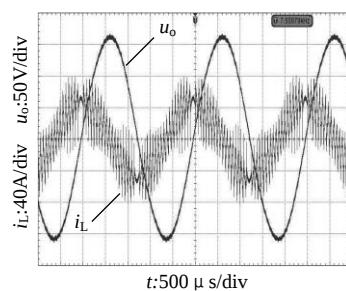
(b) 逆变器输出电压谐波含量



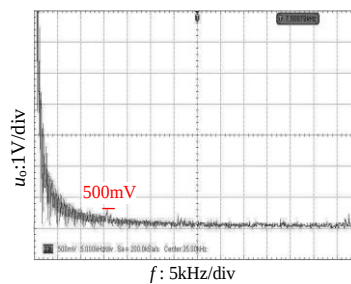
(c) 电感电流谐波含量

图 B6 采用 LC_{trap} -LC-RC 型滤波器的实验结果

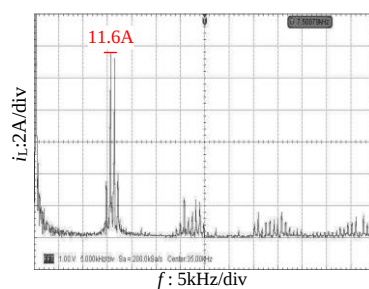
Fig.B6 Experimental results with LC_{trap} -LC-RC filter



(a) 逆变器输出电压及电流波形



(b) 逆变器输出电压谐波含量



(c) 电感电流谐波含量

图 B7 采用 LC-RC-LC_{trap} 型滤波器的实验结果

Fig.B7 Experimental results with LC-RC-LC_{trap} filter