

三相四线制并联有源电力滤波器 交流侧滤波电感的优化设计

徐迎春 吴国忠 陈仲 王磊 徐德鸿 浙江大学电气工程学院(杭州310027)

摘要:论文提出了一种并联有源电力滤波器的交流侧滤波电感优化设计的方法;并应用于15KVA并联有源电力滤波器,进行实验的初步验证。

关键词:滤波电感设计 电力有源滤波器 参数优化

1 引言

并联有源电力滤波器是一种用于动态抑制谐波和补偿无功的新型电力电子装置^[2],近年来,有源滤波器的理论研究和应用均取得了较大的成功;尽管如此,有源滤波器尚有许多问题有待解决,例如,目前还没有设计有源滤波器交流侧滤波电感的十分有效的方法;但交流侧电感对有源滤波器的补偿性能十分关键^[7]。本文通过分析有源滤波器的交流侧滤波电感对电流补偿性能的影响,在满足一定效率的条件下,提出了一种优化设计交流侧滤波电感的方法,仿真和实验表明该方法是有效的。

2 三相四线制并联型有源电力滤波器的结构与工作原理

如图1为三相四线制并联型有源电力滤波器的结构。整个

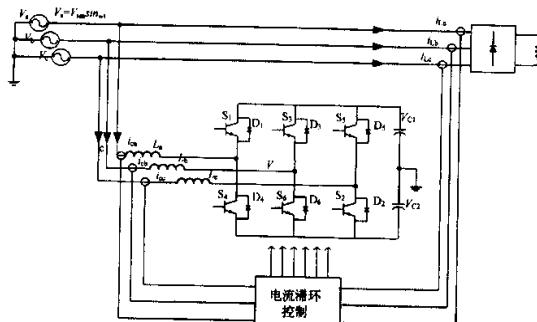


图1 三相四线制并联型有源滤波器的结构
有源电力滤波器可认为由两大部分组成:即主电路和控制电路。

主电路采用电容中点式的电压型变换器。电压型变换器直流水母线上的电容 C_1 和 C_2 用作储能元件。A 相上、下两个开关组成 A 相的半桥变换器,当 A 相开关 S_1 导通时,电感 L_a 上的电流 i_{ea} 上升,当 A 相开关 S_1 导通时,电感 L_a 上的电流 i_{ea} 下降。由此可以控制电流 i_a 的变化。同样可以分别控制 B 相和 C 相的输入电流。

电流跟踪控制电路采用滞环控制。对主电路补偿电流与指令电流进行滞环比较,当实际反馈的电流与指令电流的误差超

• 358 •

过滞环宽度时开关进行切换,改变电流变化的方向,使得误差向相反方向变化,这样误差的范围被限定在正负滞环宽度。从而实现主电路补偿电流跟踪指令电流。

3 滤波电感对补偿精度的影响

非线性负载为三相不控整流桥带电阻负载,负载电流及其基波分量如图2所示。指令电流和实际补偿电流如图3所示。

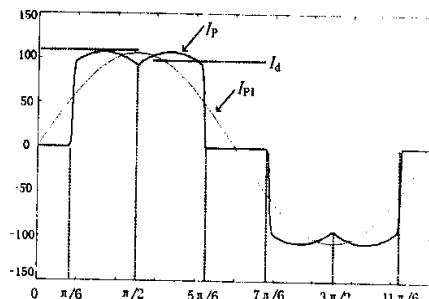


图2 三相不控整流负载电流及基波分量

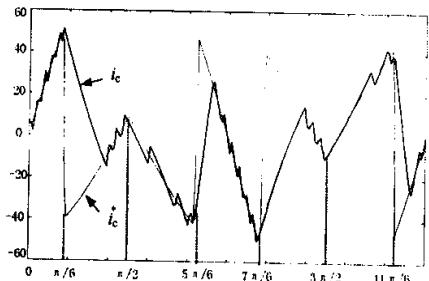


图3 指令电流与实际补偿电流波形

由图2、3知 $I_{pl} = I_p + i_c^*$, 其中, I_{pl} 为补偿后理想的网侧电流, I_p 为负载电流, i_c^* 为指令电流。

如图3所示,当指令电流变化相对平缓时(如从 $\pi/2$ 到 $5\pi/6$ 段),电流跟踪效果较好,此时,网侧电流波形较好。而当指令电流变化很快时(如图 $\pi/6$ 开始的一小段),电流跟踪误差很大;图4中补偿后网侧电流的尖刺正是由此形成。

假如不考虑指令电流的计算误差,则网侧电流的谐波含量

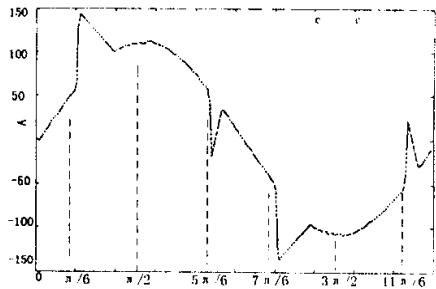


图 4 实际补偿后的网侧电流

即为补偿电流对指令电流的跟踪误差。补偿电流对指令电流的跟踪误差越小, 网侧电流的谐波含量(尖刺)也就越小, 当补偿电流完全跟踪指令电流时, 网侧电流也就完全是基波有功电流。

由于滞环的频率较高, 不考虑由于滞环造成的跟踪误差, 则如图 3 所示网侧电流的跟踪误差主要为负载电流突变时补偿电流跟踪不上所造成的, 可以计算出一个工频周期内, 电流跟踪误差的面积^[1]表示为:

$$A \approx \frac{0.81 I_d^2 L}{165 I_d L + (V_{\text{d}} - 0.5 V_{\text{m}})} + \frac{0.81 I_d^2 L}{330 I_d L + (V_{\text{d}} + 0.5 V_{\text{m}})} \quad (1)$$

如图 1 所示, 式中 V_{d} 为上电容电压(或下电容电压, 假设二者相等), V_{m} 为电网相电压峰值, L 为滤波电感值(假设 $L_a = L_b = L_c = L$), I_d 为非线性负载直流侧电流。

4 滤波电感对系统损耗的影响

有源滤波器一个重要的指标是效率, 系统总的损耗如下式:

$$P_{\text{loss}} = P_{\text{on}} + P_{\text{off}} + P_{\text{c}} + P_{\text{cap}} \quad (2)$$

式中 P_{loss} 为总的损耗, P_{on} 为开关器件的开通损耗, P_{off} 为开关器件的关断损耗, P_{c} 为开关器件的通态损耗, P_{cap} 为吸收电路的损耗。

4.1 IGBT 的开通与关断损耗

有源滤波器的 A 相主电路如图 5, 假设电感电流 i_c 正时, 则在 S_1 开通之前, 电流 i_c 通过二极管 D_1 流出, 当 S_1 开通后, 流过二极管 D_1 的电流逐渐转移为流过 S_1 , 只有当 D_1 中电流下降到零后, S_1 两端的电压才会逐渐下降到零。因此, 在 S_1 的开通过程中, 存在着电流、电压的重叠时间, 引起开通损耗。如图 6 所示。由图 8 可知单个 S_1 开通损耗^[6] 为

$$P_{\text{on}} \approx \frac{f_s}{T_0} \int_0^{T_0} \left(\frac{i_c(t) V_c t_{\text{on}}}{2} \right) dt \quad (3)$$

总的开通损耗为

$$P_{\text{on}} \approx 6 \cdot \frac{f_s}{T_0} \int_0^{T_0} \left(\frac{i_c(t) V_c t_{\text{on}}}{2} \right) dt = 6 \cdot \frac{f_s I_{\text{av}} \cdot T_0 V_c t_{\text{on}}}{2} = 6 \cdot \frac{I_{\text{av}} V_c t_{\text{on}}}{2} \cdot f_s \quad (4)$$

其中,

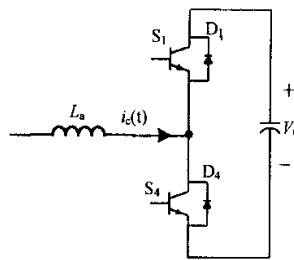
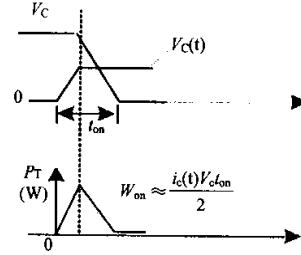


图 5 主电路 A 相桥臂原理图

图 6 IGBT(S₁)开通损耗模型

$$I_{\text{av}} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} |i_c(t)| dt \quad (5)$$

$i_c(t)$ 为 IGBT 集电极电流, V_c 为集射之间电压(忽略二极管压降即为主电路直流侧电压), t_{on} 为开通时间, T_0 为一个工频周期, f_s 为器件平均开关频率, I_{av} 为主电路电流取绝对值后的平均值。

类似可推得

$$P_{\text{off}} = 6 \cdot \frac{I_{\text{av}} V_c t_{\text{off}}}{2} \cdot f_s \quad (6)$$

式中 t_{off} 为关断时间。

4.2 IGBT 的通态损耗

假设 t_p 为开关管导通时间, 考虑到上下管占空比互补, 可假

设占空比 50%, 则 $t_p = 0.5 T_s = 0.5 \frac{1}{f_s}$, T_s 为平均开关周期。

$$\begin{aligned} P_c &= 6 \cdot \sum i_c(t) \cdot V_{\text{on}} \cdot t_p / T_0 \\ &= 6 \cdot 0.5 \cdot I_{\text{av}} \cdot V_{\text{on}} \\ &= 3 I_{\text{av}} \cdot V_{\text{on}} \end{aligned} \quad (7)$$

其中, V_{on} 为开关管通态时集射间饱和压降

4.3 吸收电容的损耗

$$P_{\text{cap}} = 6 \cdot \frac{1}{2} C_a V_c^2 \cdot f_s \quad (8)$$

C_a 为吸收电容值。

通过以上分析, 可以得到系统总损耗为

$$P_{\text{loss}} = 6 \cdot \frac{I_{\text{av}} V_c t_{\text{on}}}{2} \cdot f_s + 6 \cdot \frac{I_{\text{av}} V_c t_{\text{off}}}{2} \cdot f_s + 3 I_{\text{av}} \cdot V_{\text{on}} \cdot f_s \quad (9)$$

$$+ 3 \cdot I_{av} \cdot V_{cm} + 6 \cdot \frac{1}{2} C_s V_c^2 \cdot f_s \quad (9)$$

$$\text{其中 } f_s = \frac{V_c^2 - 2 V_{m0}^2}{88 L V_c} \quad (10)$$

V_m 为电网相电压峰值, δ 为滞环宽度, L 为滤波电感值。

5 滤波电感的优化设计

在满足一定效率条件下, 寻求交流侧滤波电感 L , 使得补偿电流跟踪误差最小。得到如下的优化算法。

优化目标为: $\min A(V_c, L)$

约束条件为: $P_{loss} \leq (1 - \eta) S_{APF}$ (11)

应用于实验模型为 15kVA 的三相四线制并联有源滤波器, 参数如下: $S_{APF} = 15\text{kVA}$, $V_m = 310\text{V}$, $\eta = 95\%$,

$I_d = 103\text{A}$, $I_{av} = 18\text{A}$, $\delta = 1\text{A}$, $C_s = 4700\text{pF}$, $V_{cm} = 3\text{V}$, $t_{on} = 50\text{ns}$, $t_{off} = 340\text{ns}$ 。

代入式(11), 约束条件为:

$$2.6 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{(V_c^2 - 192200)}{L} + 162 + 1.47 \cdot 10^{-9} \cdot V_c \cdot \frac{(V_c^2 - 192200)}{L} \\ \leq (1 - \eta) \cdot 15\text{kVA} = 750\text{W} \quad (12)$$

在约束条件下利用 MATLAB 的优化工具箱求目标函数最小时 L 与 V_c 的值。

a) 初值为 $L = 1\text{mH}$, $V_c = 2V_{cl} = 700\text{V}$ 时, 结果为 $L = 1.7\text{mH}$, $V_c = 2V_{cl} = 684\text{V}$ 。

跟踪误差 $A = 0.1258(\text{A}\cdot\text{s})$

b) 初值为 $L = 1\text{mH}$, $V_c = 2V_{cl} = 800\text{V}$ 时, 结果为 $L = 2.9\text{mH}$, $V_c = 2V_{cl} = 799\text{V}$ 。

跟踪误差 $A = 0.1523(\text{A}\cdot\text{s})$

c) 初值为 $L = 1\text{mH}$, $V_c = 2V_{cl} = 1000\text{V}$ 时结果为 $L = 4.2\text{mH}$, $V_c = 2V_{cl} = 898\text{V}$ 。

跟踪误差 $A = 0.2085(\text{A}\cdot\text{s})$

6 仿真与实验结果

图 7、8 与 9 是当 $V_c = 2V_{cl} = 800\text{V}$, APF 容量为 15kVA 时, 电感 L 分别取 2.9mH、5mH、7mH 时的仿真结果, 补偿后网侧电流的 UHD 分别为 16%, 21.5%, 24%, 可见电感 L 取 2.9mH 时网侧电流的 THD 最小。与优化分析的结果相吻合。

图 10 是 $V_c = 2V_{cl} = 680\text{V}$, 电感 L 取 1.7mH 时的仿真结果, 补偿后网侧电流的 THD 为 15%, 与 $V_c = 2V_{cl} = 800\text{V}$ 、电感 L 取 2.9mH 时差不多。

图 10 V_c 取 680V, 电感 L 取 1.7mH 时网侧电流的仿真结果图 10 是 $V_c = 2V_{cl} = 680\text{V}$, 电感 L 取 1.7mH 时的仿真结果, 补偿后网侧电流的 THD 为 15%, 与 $V_c = 2V_{cl} = 800\text{V}$ 、电感 L 取 2.9mH 时差不多。

图 11、12 与 13 是当 $V_c = 2V_{cl} = 800\text{V}$, APF 容量为 5.2kVA

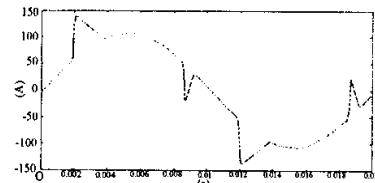


图 7 V_c 取 800V, 电感 L 取 7mH 时
网侧电流的仿真结果

图 8 V_c 取 800V, 电感 L 取 5mH 时
网侧电流的仿真结果

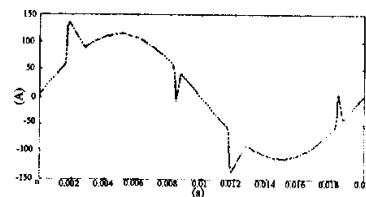


图 9 V_c 取 800V, 电感 L 取 2.9mH 时
网侧电流的仿真结果

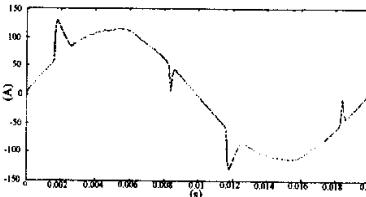
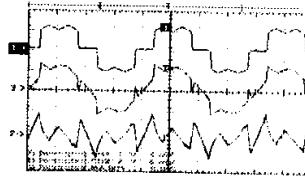


图 10 V_c 取 680V, 电感 L 取 1.7mH 时
网侧电流的仿真结果



(上) 负载电流 I_a (32A/div) (中) 网侧电流 I_g (32A/div) (下) 补偿电流 I_c (16A/div)

图 11 L 取 7mH 时 a 相负载电流、补偿电流
与网侧电流的波形

时, 电感 L 分别取 3mH、5mH、7mH 时的实验结果, 补偿后网侧电流的 THD 分别为 14.1%, 18.3%, 20.1%, 与优化分析的结果相吻合。

7 结语

有源滤波器交流侧滤波电感直接影响谐波电流的补偿性

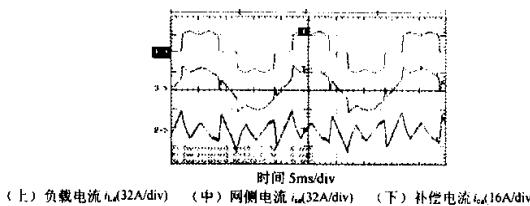


图 12 L 取 5mH 时 a 相负载电流、补偿电流与网侧电流的波形

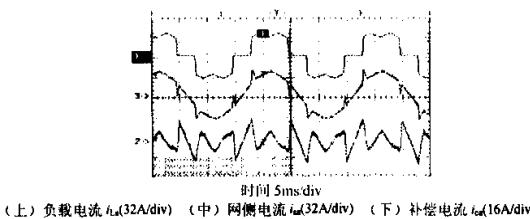


图 13 L 取 3mH 时 a 相负载电流、补偿电流与网侧电流的波形

能,因此,电感参数的选取十分关键,本研究基于 15kVA 的电力有源滤波器的实验模型,提出了一种优化设计交流侧滤波电感的方法,仿真和初步实验表明采用本方法选取的电感值,在满足

(上接第 371 页)

5 试验结果

主电路框图如图 1 所示,为分析简单,采用直流电压源供电。负载为星型连接的对称感性负载,电阻为 $1\text{k}\Omega$,电感为 20mH,有源滤波器的电感为 85mH,电容为 $5\mu\text{F}$,S1~S4 采用电力 MOSFET。有源滤波器通过 DSP 来控制实现。

补偿实验结果如图 5 所示,a 图显示检测到的电流谐波波形,b 图为有源滤波器产生的补偿谐波波形,c 图是检测的直流环电压。从图中可以看到,有源滤波器补偿电流与逆变器输入谐波电流近似等值而方向相反;直流环电压波形基本平直。由此可得,基于 TMS320F240 控制的电力有源滤波器很好的补偿逆变器输入纹波电流,实现了谐波内补偿

参考文献

- [1] Bimal K. Bose and Debasish Kastha, Electrolytic capacitor elimination in power electronic system by high frequency active filter. IEEE/IAS , 1991(1). pp: 869 ~ 878
- [2] 北京闻亭科技发展有限公司. TMS320F240 高速数字信号处理器的原理与实现. 1999
- [3] 张雄伟. DSP 芯片的原理与开发应用 (第 2 版). 电子工业出版社. 1997

一定的效率条件下,可获得较好的补偿性能,补偿后的网侧电流畸变率小。

参考文献

- [1] 王磊,电力有源滤波器(APF)控制策略,浙江大学硕士学位论文,2002
- [2] 王兆安,杨君,刘进军,谐波抑制和无功功率补偿.北京:机械工业出版社,1998
- [3] 方红兴,基于 DSP 控制的并联有源电力滤波器的研究.浙江大学硕士学位论文,2001
- [4] David M. E. Ingram, "A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter, IEEE 1997"
- [5] 曾雨竹,吴正国,许和平,“基于 DSP 的并联有源电力滤波器的仿真研究”,电源技术应用,2001.8
- [6] 张一工,肖湘宁,现代电力电子技术原理与应用,北京:科学出版社,1999.3
- [7] 谢运祥,朱力新,唐中琦,“有源滤波器输出电感值的选取方法”,华南理工大学学报,2000.9

- [4] Akagi H, New trends in active filters. Proceedings of EPE' 95, Sevilla, 1995.
- [5] Akagi H, New Trends in Active Filters for Power Conditioning. IEEE Trans on Industry Application. 1996,32(6) pp:1312 ~ 1322
- [6] 王群,姚为正,刘进军,王兆安. 谐波源与有源电力滤波器的补偿特性. 中国电机工程学报. 2001(2) pp:16 ~ 20.
- [7] 胡铭,陈珩. 有源滤波技术及其应用. 电力系统自动化. 2000(3) pp: 66 ~ 70

作者简介



宋良瑜,男,1979 年 5 月,天津大学电气自动化学院研究生,研究方向为有源滤波。

王萍,女,1959 年 2 月,天津大学电气自动化学院副教授,研究方向为谐波补偿,开关电源,电力电子系统控制。