

并网型中压变流器滤波电路设计

吕佃顺^{1,3}, 许洪华^{1,3}

(1. 中国科学院电工研究所, 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100049; 3. 科诺伟业风能设备(北京)有限公司, 北京 100083)

摘 要: 在分析二极管箝位三电平变流器输出电压频谱基础上,将电力系统中常用的2阶高通滤波器引入到并网型中压变流器中构建新型滤波器,并对滤波器相关的电容、电感、电阻参数进行设计,最后通过仿真与试验对设计进行验证。结果表明,所设计新型滤波器可较好地滤除中压变流器开关频率相关的电流谐波,满足国家标准对风力机并网谐波电流要求。

关键词: 二极管箝位三电平变流器; 滤波器设计; 并网型中压变流器; 2阶高通滤波器

中图分类号: TK513.5

文献标识码: A

0 引 言

中国可供开发的风能资源约为 10 亿 kW,其中陆地风能储量约为 2.53 亿 kW,近海风能储量约为 7.5 亿 kW。开发海上风能资源,建设海上风电场具有十分重要的意义。

海上特殊环境对大容量风电机组提出明确需求。受制于产业链影响,目前以 4~6 MW 为主的大功率海上风电大多采用 690 V 低压系统,存在因电缆过多引起的一系列问题,越来越多的整机厂后续倾向于采用 3.3 kV 中压方案,相关的变流器拓扑一般采用二极管箝位三电平结构。

对于风电应用,变流器采用 PWM 逆变器(又称电网侧变流器)并网。PWM 逆变器与电网之间通常需要接入滤波器以满足并网电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD)要求,690 V 电压系统一般采用 LCL 滤波方式。LCL 滤波器属于 3 阶系统,存在谐振频率 f_{res} ,如式(1)所示。

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_g R_c + R_f R_c + R_g R_f}{L_g L_c} + \frac{L_c + L_g}{L_g L_c} \frac{1}{C_f}} \quad (1)$$

式中, L_g ——电网等效电抗; R_g ——电网等效电阻, L_c ——平波电抗器等效电抗; R_c ——平波电抗器等效电抗和电阻; R_f ——滤波阻尼电阻; C_f ——

滤波电容。

式(1)中开方内部可分为 $\frac{R_g R_c + R_f R_c + R_g R_f}{L_g L_c}$ 和

$\frac{L_c + L_g}{L_g L_c} \frac{1}{C_f}$ 两项,其中第 1 项主要为电阻对谐振频率影响,实际应用中电阻很小,可忽略不计;第 2 项为电感电容对谐振频率影响。

对于 LCL 滤波器,应用在 PWM 逆变器中有个基本约束条件是滤波器谐振频率 f_{res} 满足式(2)要求^[1,2]。

$$10f_1 < f_{\text{res}} < 0.5f_{\text{sw}} \quad (2)$$

式中, f_1 ——工频基波频率,国内为 50 Hz; f_{sw} ——开关频率。

在 690 V 低压系统中,IGBT 等开关器件开关频率较高,最大可达 3 kHz 甚至 5 kHz,满足式(2)约束无悬念;对于 3.3 kV 系统,4.5 kV 电压等级 IGBT 或 IGCT 开关器件频率较低,一般在几百 Hz(最高 1 kHz),满足式(2)约束存在问题。

对于式(2)中的 $f_{\text{res}} < 0.5f_{\text{sw}}$ 约束条件,一方面因为开关频率处谐波成分较多,减少谐振频率不与谐波频谱混叠,保证谐波电流滤除效果;另一方面保证电压源逆变器电流环控制的稳定裕度。当滤波器谐振频率 f_{res} 无法同时满足基波频率 f_1 和开关频率 f_{sw} 时,必须满足 $f_{\text{res}} < 0.5f_{\text{sw}}$ 。

收稿日期: 2016-07-25

通信作者: 吕佃顺(1983—), 男, 博士研究生、助理研究员, 主要从事可再生能源发电及其大功率风电变流器技术方面的研究。

dslv@mail.iee.ac.cn

文献[1,2]指出,滤波电容产生的无功功率应小于系统容量的5%~10%,代入LCL滤波器发现,无功要求与谐振频率式(2)中 $f_{\text{res}} < 0.5f_{\text{sw}}$ 约束条件同样是矛盾的。虽然降低滤波器谐振频率 f_{res} 也可通过增大平波电抗器 L_c 来实现,但式(1)中对谐振频率起决定作用的是 $\sqrt{\frac{L_c + L_g}{L_g L_c} \frac{1}{C_f}}$ 项,相当于 L_c 、 L_g 两电感并联再与电容 C_f 串联,现实是 L_g 已小于 L_c 工况,增大 L_c 对谐振频率影响不大。

针对二极管箝位三电平变流器,文献[3~5]分别对二极管箝位三电平逆变器滤波设计进行了论述,但均属于低压系统,开关频率和谐振频率均满足式(1)约束,文献[6]针对大容量PWM逆变器LC滤波进行设计,但侧重点在于电机负载;文献[7]对电力系统中常用的电力滤波器工程设计进行了详细论述,未考虑PWM逆变器应用。本文基于二极管箝位三电平逆变器电压谐波频谱,将电力系统中常用的2阶高通滤波器引入到变流器并网回路中,以海上风电即将推广的5 MW/6 MVA中压变流器二极管箝位三电平拓扑为例,对其滤波器各元件参数进行了设计,并对设计结果通过仿真和试验进行验证。

1 滤波器设计分析

1.1 二极管箝位三电平变流器电压频谱特征

二极管箝位三电平变流器电气拓扑如图1所示。设直流母线电压为 U_{dc} ,针对每个桥臂,共有3个工作状态,以a相为例进行说明。当开关器件 S_{a1} 、 S_{a2} 闭合(定义开关状态2)时,a相接到正母线,输出 $U_{\text{dc}}/2$ 电压;当开关器件 S_{a2} 、 S_{a3} 闭合(定义开关状态1)

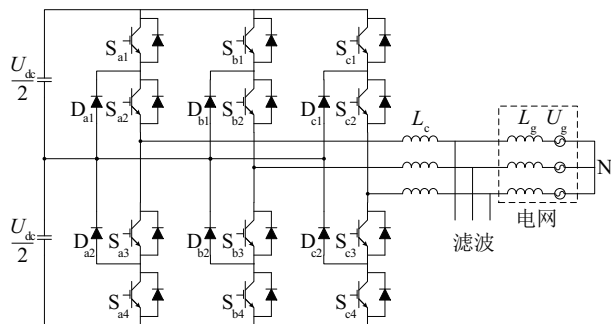


图1 二极管箝位三电平拓扑

Fig. 1 Topology of diode clamped three-level converter

时,a相接到0母线,输出0电压;当开关器件 S_{a3} 、 S_{a4} 闭合(定义开关状态0)时,a相接到负母线,输出 $-U_{\text{dc}}/2$ 电压。开关器件 S_{11} 和 S_{13} 互补导通,开关器件 S_{12} 和 S_{14} 互补导通。

文献[8]对二极管箝位三电平SVPWM调制策略及谐波频谱进行了详细阐述,当采用SVPWM调制策略控制开关频率 $f_{\text{sw}}=1$ kHz时,输出线电压典型频谱如图2所示,其中 f_1 处对应基波频率50 Hz,幅值100%。

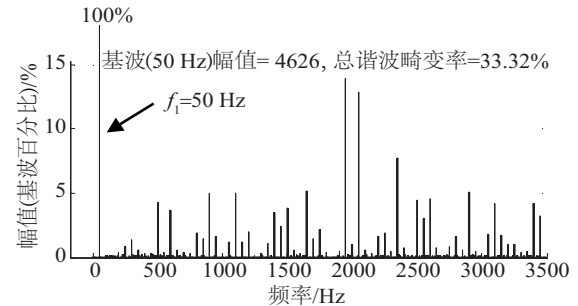


图2 二极管箝位三电平变流器线电压频谱

Fig. 2 Line voltage spectrum of diode clamped three-level converter

与两电平PWM逆变器不同,对于二极管箝位三电平变流器电压频谱,除在 f_{sw} 、 $2f_{\text{sw}}$ 、 $3f_{\text{sw}}$ 等开关频率倍数次频带处存在丰富谐波成分外,在 $0.5f_{\text{sw}}$ 、 $1.5f_{\text{sw}}$ 、 $2.5f_{\text{sw}}$ 等频带处也存在较丰富的谐波含量,尤其是 $0.5f_{\text{sw}}$ (500 Hz)以下频带谐波分布对滤波器设计具有重要的参考意义,这也是要求滤波器谐振频率 f_{res} 小于 $0.5f_{\text{sw}}$ 的重要原因。从图2中1 kHz开关频率电压频谱来看,400~450 Hz谐波成分很少,滤波器谐振频率处于这个区间是合适的,谐振频率设计过低一方面会大幅增大电抗器或电容器成本,另一方面也易与电网中的5次、7次谐波混叠。

1.2 平波电抗器设计

平波电抗器设计^[2,3]一方面要满足纹波电流小于30%额定电流要求,另一方面满足功率三角形约束条件,本文根据二极管箝位三电平变流器开关序列特征进行分析。

根据图1所示电路拓扑,定义开关函数 $S_a S_b S_c$,其中, $S_a S_b S_c = \{0, 1, 2\}$,0时对应 $-U_{\text{dc}}/2$ 电压输出,1时对应0电压输出,2时对应 $U_{\text{dc}}/2$ 电压输出。则三相输出电压与开关函数关系为:

$$\begin{pmatrix} U_{aN} \\ U_{bN} \\ U_{cN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \frac{U_{dc}}{6} \quad (3)$$

式中, U_{aN} 、 U_{bN} 、 U_{cN} ——abc 三相对中性点 N 电压;
 S_a 、 S_b 、 S_c ——三相开关函数,取值范围 0、1、2。

以 a 相为例列写电压方程,如式(4)所示。

$$[2S_a - (S_b + S_c)] \frac{U_{dc}}{6} - L_c \frac{di_a}{dt} - E_a = 0 \quad (4)$$

式中, L_c ——平波电抗值; E_a ——a 相电网电压;
 i_a ——a 相电网电流。

考虑到电感压降相对电网电压很小,认为一个开关周期内 a 相等效输出电压 U_a 等于电网电压 E_a 。将式(4)写成基于开关周期的差分形式,如式(5)所示。

$$\Delta i_a = \frac{1}{L_c} \left\{ [2S_a - (S_b + S_c)] \frac{U_{dc}}{6} - E_a \right\} \Delta t \quad (5)$$

式中, Δi_a ——电流纹波; Δt ——时间间隔。

电流纹波 Δi_a 在电压峰值时刻取得最大值^[5],不失一般性,本文以 a 相电压正向峰值时刻进行分析。

采用 7 段式空间矢量脉宽调整(SVPWM),线电压峰值为 U_{dc} ,相电压峰值为 $\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$,设调制度为 m ,开关周期为 T_{sw} ,则 a 相输出电压 $E_a = m \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \cos(\omega)$, ω

为电压角速度,在 a 相电压正向峰值时 $\omega = 0$ 。结合开关函数 $S_a S_b S_c$ 定义,在 a 相电压正向峰值时输出电压开关序列^[8]为 100、200、210、211、210、200、100,合成的矢量包括小矢量 100(211)、中矢量 210 和大矢量 200。可计算大矢量 200 作用时间为 $(2m-1)T_{sw}$,中矢量 210 作用时间为 0,小矢量 100 和 211 合计作用时间为 $2(1-m)T_{sw}$,如图 3 所示。图 3 中,在一个开关周期内,a 相电流存在 2 次脉动。当 100 或 211 作用时,平波电抗器上承受的电压为 $\frac{U_{dc}}{3} - \frac{\sqrt{3}mU_{dc}}{3}$,电流下降;当 200 作用时,平波电抗器上承受的电压为 $\frac{2U_{dc}}{3} - \frac{\sqrt{3}mU_{dc}}{3}$,电流上升。根据 200 作用时电抗器承受电压和作用时间,计算纹波电流如式(6)所示。

$$\Delta i_a = \frac{U_{dc}}{3L_c} (2 - \sqrt{3}m) (m-0.5) T_{sw} \quad (6)$$

对式(6)求导,可计算在 $m = \frac{1}{4} + \frac{1}{\sqrt{3}}$ 时,纹波电

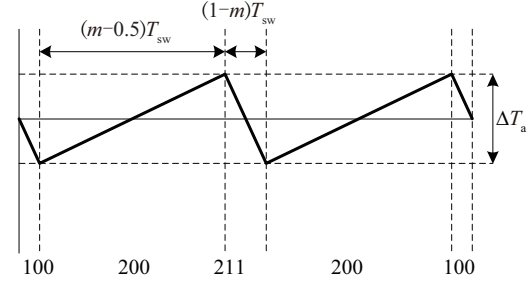


图3 a相电压正向峰值时刻电流纹波
 Fig. 3 Current ripple when phase a voltage is positive peak

流取得最大值。将 m 值代入式(6),计算电流纹波与电抗器关系式,如式(7)所示。

$$L_c > 0.0619 \frac{U_{dc}}{\Delta i_a} T_{sw} \quad (7)$$

根据允许最大电流纹波 30% 要求,代入式(7)可计算出平波电抗最小值。

平波电抗器最大值受功率三角形约束,当采用 SVPWM 时,平波电抗器最大允许值如式(8)所示。

$$L_c < \frac{\sqrt{\frac{1}{6} U_{dc}^2 - \frac{1}{3} U_{llrate}^2}}{I_{rate} \omega} \quad (8)$$

式中, U_{dc} ——直流母线电压值; U_{llrate} ——系统额定线电压有效值; I_{rate} ——额定电流有效值。

1.3 LCL 滤波器应用到中压变流器问题分析

以海上风电即将批量推广的 3.3 kV 5 MW/6 MVA 二极管箝位三电平中压变流器为例进行说明。对于 5 MW 风力机,一般箱变容量设计为 5.5 MVA,假定短路阻抗 7% 和 1/10 阻抗比,可计算电网等效电感 $L_g = 0.441$ mH,电网等效电阻为 13.9 mΩ。

5 MW/6 MVA 中压变流器采用 4.5 kV IGBT,开关频率 1 kHz,额定电流 1050 A,约束滤波电容带来的无功容量为额定电流的 5%~10%,则电容取值范围为 88~176 μF。

设定直流母线电压 5.1 kV,将变流器设计参数带入式(7)和式(8),计算平波电抗器 L_c 取值范围如式(9)所示。

$$0.7086 \text{ mH} < L_c < 2.545 \text{ mH} \quad (9)$$

参照式(9)约束,根据实际工程应用, L_c 取 0.9 mH。如果采用 LCL 滤波器方式,已知 L_c 和 L_g ,结合无功约束对滤波电容 C_f 选型范围,根据式(1)计算滤波器谐振频率与滤波电容关系曲线,如图 4 所示。

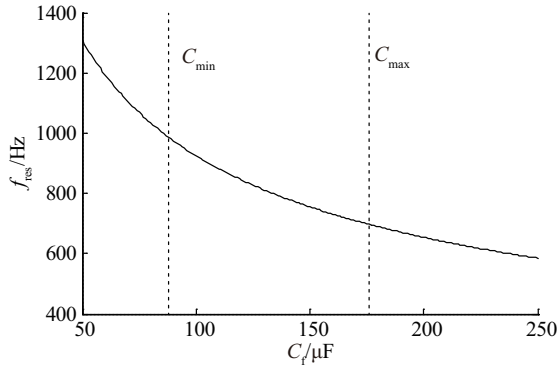
图4 C_f 与 f_{res} 对应关系Fig. 4 Relating curve of C_f and f_{res}

图4中, C_{min} 和 C_{max} 对应前文所述根据无功要求确定的电容选型范围, 其中 C_{min} 对应 88 μF , 对应谐振频率 f_{res} 约 1 kHz, C_{max} 对应 176 μF , 对应谐振频率 f_{res} 约 700 Hz, 电容选型区间对应 LCL 滤波器截止频率范围 700 Hz~1 kHz, 当开关频率 $f_{sw}=1$ kHz 时, 谐振频率不满足 $f_{res} < 0.5f_{sw}$ 约束。随着 C_f 容值增大, f_{res} 降低越来越不明显, 单纯靠增加 C_f 容值实现 $f_{res} < 0.5f_{sw}$ 约束, 滤波电容造价及对系统无功影响将不能接受。

对照式(1)谐振频率 f_{res} 不难发现, 决定谐振频率的大小的关键项是 $\sqrt{\frac{L_c + L_g}{L_g L_c} \frac{1}{C_f}}$, 物理含义是 L_g 和 L_c 并联后, 再与 C_f 串联组成的等效电路。实际应用时, 电网参数 L_g 无法改变, 选型时 L_c 已大于 L_g , 增大 L_c 对 L_c 和 L_g 并联等效电感影响不大, 也就对谐振频率影响不大。

基于现有电气元件, 电感、电容调整均受到限制, 需要站在拓扑角度进行改进。

1.4 针对中压变流器的滤波电路设计

如果在电容 C_f 电路中串联电感 L_f , 通过调整 L_f 电感值, 可以明显降低谐振频率, 而且只有滤波电流流过 L_f , L_f 造价不会很高。增加 L_f 后滤波电路图变为如图5所示的 L+LC+L 结构。

滤波电路增加电感 L_f 后, 谐振频率由式(1)变为式(10)。

$$f_{res2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_g R_c + R_f R_c + R_g R_f}{L_g L_c + (L_c + L_g) L_f} + \frac{1}{\frac{L_g L_c}{L_c + L_g} + L_f} \frac{1}{C_f}} \quad (10)$$

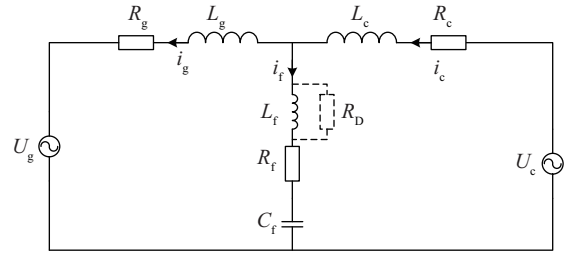


图5 新型 L+LC+L 滤波电路

Fig. 5 New type L+LC+L filter

式(10)开方内部也分为2项, 第1项 $\frac{R_g R_c + R_f R_c + R_g R_f}{L_g L_c + (L_c + L_g) L_f}$ 为各种电阻对谐振频率影响, 实际可忽略不计; 第2项 $\frac{1}{\frac{L_g L_c}{L_c + L_g} + L_f} \frac{1}{C_f}$ 为电感电容对谐振频率影响项, 相对式(1)增加了串联电感 L_f 的作用。

同样对 5 MW/6 MVA 中压变流器中的 L_g 和 L_c 参数, 选择滤波电容 $C_f=150 \mu\text{F}$, 不同 L_f 时对应滤波器传递函数伯德图如图6所示。

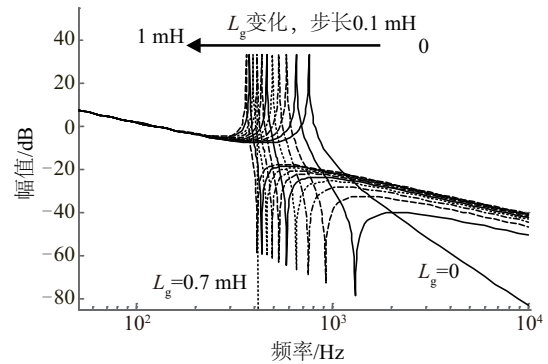
图6 滤波器伯德图与 L_f 对应关系Fig. 6 bode diagram of filter relating to L_f

图6中, 滤波器谐振频率随着电感 L_f 的增大而降低, 0.7 mH 时对应谐振频率大约 410 Hz, 与1.1节提到的频率吻合。 L_f 变化不影响谐振频率处的幅值, 但对高频段带来很大影响, 滤波效果由 $L_f=0$ 时的 10 倍频程 60 dB 变为 20 dB。为了提高高频段滤波效果, 降低谐振频率处的幅值, 在电感 L_f 支路并联高频电阻 R_D 。这样, 图5中滤波回路就变成电力系统中常用的 2 阶高通滤波器形式。

关于并联高频电阻 R_D 选型, R_D 阻值过小时,

$R_D L_f$ 并联体现出电阻特征, 滤波器特性趋近于 LCL 结构, 表征出式(1)谐振频率 f_{res} ; R_D 阻值过大, $R_D L_f$ 并联体现出电感特征, 滤波器特性倾向于 L+LC+L 结构, 表征出式(10)谐振频率 f_{res2} 。 R_D 电阻选型对滤波器影响与电感 L_f 有很大关系。

定义滤波器在式(10)谐振频率 f_{res2} 处阻值为基准电阻 R_B , 取 $L_f=0.7$ mH 时对应谐振频率 f_{res2} 约为 410 Hz, 谐振频率处对应 L_f 的阻抗为 $1.8R_B$ 。以 R_B 为基础, 设 $R_D=mR_B$, 不同 m 值时滤波器传递函数伯德图如图 7 所示。

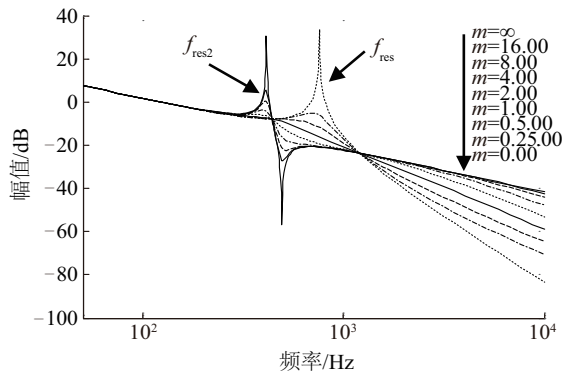


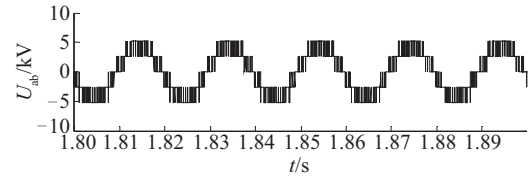
图7 不同 m 值对应滤波器伯德图

Fig. 7 Bode diagram of filter relating to m

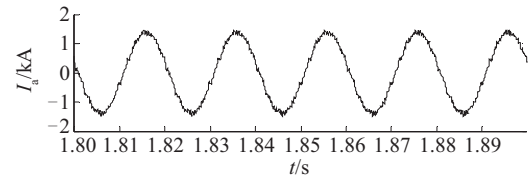
在图 7 中, $m=\infty$ 时对应滤波电抗器无并联电阻, 谐振频率为 f_{res2} , 谐振峰值达到 20 dB 以上。随着 m 值逐渐减小, f_{res2} 频率处的幅值越来越低, f_{res} 频率处的幅值越来越高, 当 $m=0$ 时对应无滤波电抗, f_{res} 频率处峰值达到 20 dB 以上。同时, 较大的 m 值可以使 0.5 倍开关频率(500 Hz)处增益较小, 对滤除 0.5 倍开关频率附加电流谐波有利。当 $m=4$ 时 2 个谐振点幅值均很小, 基本无振荡, 选择 $m=4$ 为较优方案。

2 仿真与试验验证

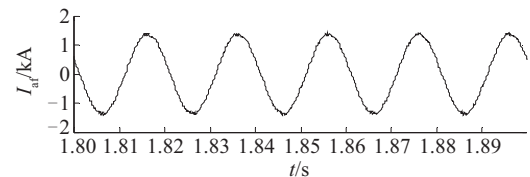
按第 1 节滤波器设计方法设计 3.3 kV 5 MW/6 MVA 二极管箝位三电平变流器平波电抗器 $L_c=0.9$ mH, 滤波电容 $C_f=150$ μ F, 滤波电感 $L_f=0.7$ mH, 滤波并联电阻 $R_D=7.2R_B$, 在 Matlab/Simulink 进行仿真验证, 开关频率 1 kHz, 死区时间 25 μ s, 满功率仿真波形如图 8 所示。图 8d~图 8e 中 f_1 处对应基波频率 50 Hz, 幅值 100%。



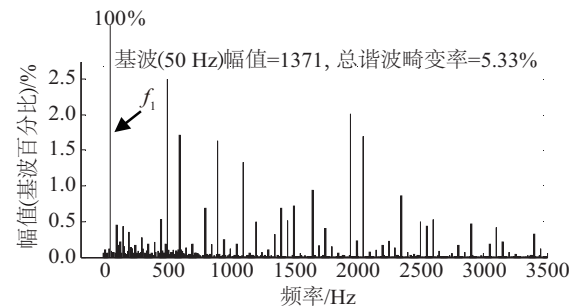
a. U_{dc}



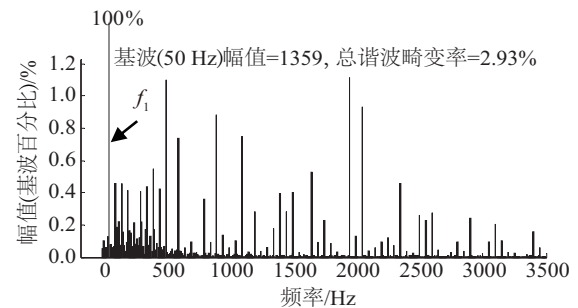
b. I_a



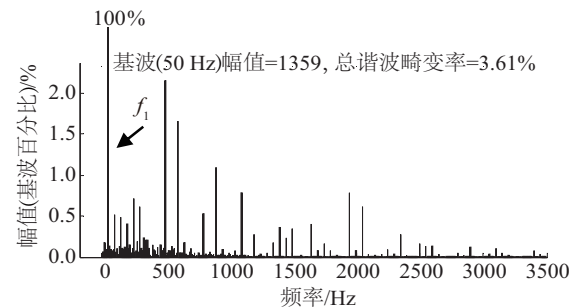
c. I_d



d. 功率单元输出电流频谱



e. $m=4$ 时并网点电流频谱



f. $m=1$ 时并网点电流频谱

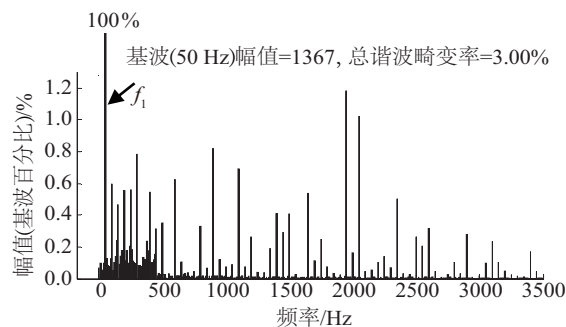
g. $m=16$ 时并网点电流频谱

图8 满功率仿真电压电流波形

Fig. 8 Simulating voltage and current relating to rate power

图8中,图8a为ab相电压波形,图8b为功率单元输出a相电流波形,图8c为经滤波器后的并网a相电流波形,图8d为a相电流频谱,THD为5.29%,图8e为滤波后电流频谱,THD为2.9%,满足并网电流THD小于5%要求。图8f为 $m=1$ 时滤波后并网点电流频谱,THD为3.61%,参照图7中 $m=1$ 时频域特性及图2中三电平电压频谱特性,滤波器不能对0.5倍开关频率处较大的谐波成分进行有效衰减,故0.5倍开关频率处电流谐波成分较大。图8g为 $m=16$ 时滤波后的并网电流,THD为3.00%,相比工况 $m=4$,THD略有增加,原因主要体现在高次谐波幅值的略微升高。对满功率工况,典型 m 值对应的滤波电阻损耗进行仿真,结果如表1所示。

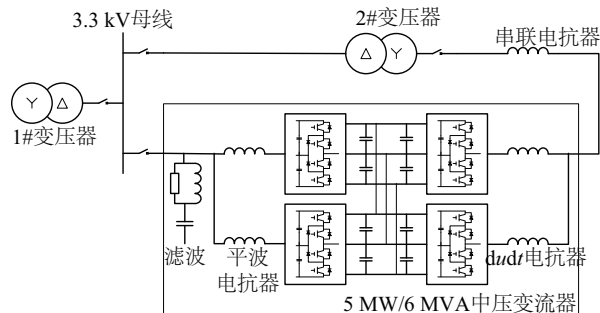
表1 不同 m 值对应的电阻电流及功率Table 1 Different m correspond to resistance current and power

m	电阻电流/A	三相电阻总损耗/kW
0.25	92.10	11.43
1.00	52.31	14.78
4.00	20.89	9.432
16.00	5.88	2.995

从表1可看出,随着电阻阻值增大,电阻电流逐渐减小。当 $m=1$ 时电阻功率近似为最大值,电阻增大或减小时,功率都减小。当 $m=4$ 时,三相电阻总损耗约9.4 kW,占5 MW系统容量的0.188%。

采用TI公司TMS320F28335搭建试验平台进行验证,试验原理及试验现场如图9所示。机侧变流器和网侧变流器各由2套2.5 MW逆变器系统并联组成5 MW变流器系统,网侧变流器经滤波器连接3.3 kV电网,机侧变流器经串联电抗器和隔离变

压器接入3.3 kV电网。1#变压器容量0.6 MVA,2#变压器用于模拟定速同步发电机,容量3.6 MVA。



a. 试验原理图

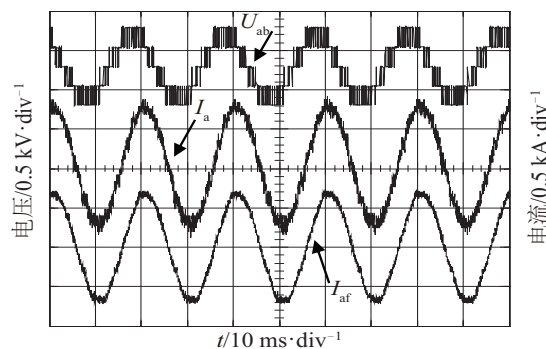


b. 试验现场

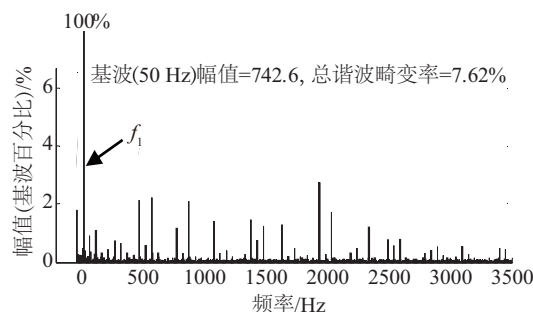
图9 试验原理图与试验现场

Fig. 9 Schematic diagram and power cabin for experiment

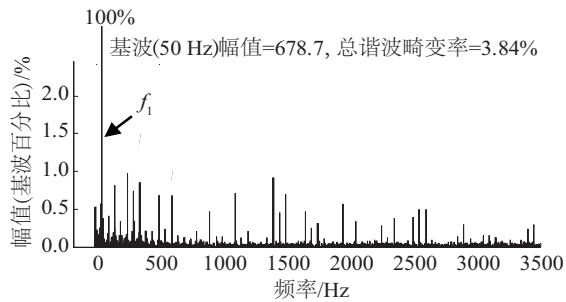
实验波形如图10所示。变流器功率单元IGBT型号为ABB公司5SNA1200G330100,平波电抗器等效电感值0.9 mH,PWM频率1 kHz,死区时间25 μ s。滤波电容150 μ F,滤波电感0.7 mH,滤波并联电阻



a. 实测电压电流波形



b. 功率单元输出电流频谱



c. 并网点电流频谱

图10 3 MW有功功率实测电压电流波形

Fig. 10 Experimental voltage and current waveform with 3 MW power

7.2 Ω 。控制机侧变流器加载 3 MW 功率后采集电网侧变流器输出电压电流波形如图 10a 所示。

对实测功率单元输出电流和并网电流进行频谱分析,如图 10b 和图 10c 所示,其中 f_1 处对应基波频率 50 Hz,幅值 100%。试验室电网较弱,与仿真结果有部分差距,试验加载 3 MW 有功功率时实测功率单元输出电流 THD 为 7.62%,经滤波器滤波后并网电流 THD 为 3.84%,满足设计要求。

3 结 论

低压两电平逆变器广泛采用 LCL 滤波方式,而 LCL 滤波器对三电平中压变流器并不适用,本文结合二极管箝位三电平拓扑中压变流器输出电压频谱特征,将电力系统中常用的二阶高通滤波器引入到中压变流器领域,构成新型 L+LCR+L 滤波器结构,达到满足并网导则对电流 THD 要求。

从经济性角度考虑,以 5 MW 变流器为例,每 100 μF 电容器成本约 10000 元,0.7 mH 电抗器成本约 3000 元,阻尼电阻成本在约 2000 元,滤波器成本大约为变流器总材料成本的 1%。

2 阶高通滤波器构建新型滤波器应用到三电平中压变流器设计思路为:1)根据纹波电流和功率三角形约束计算平波电抗器 L_c ;2)根据无功要求计算 C_f ;3)根据电压频谱特征要求的谐振频率计算 L_f ;4)根据谐振频率处对应 L_f 基准电阻和谐振频率处峰值抑制效果计算 R_d 。

在 LCL 滤波器基础上,电容串联电感 L_f 能大幅降低滤波器谐振频率,但会引起新的谐振点并对高频谐波电流滤除性能带来影响,在 L_f 上再并联电阻 R_d 可有效降低谐振点幅值,同时高频电流大多

流过并联电阻,对高频电流进行有效滤除,在满足滤波性能和系统稳定的前提下,适当增大 R_d 电阻值可降低电阻损耗。

[参考文献]

- [1] 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.
- [2] 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.
- [2] 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.
- [3] 刘超,赵争鸣,鲁挺,等.三电平 PWM 整流器网侧 LCL 滤波器设计[J].电工电能新技术,2012,31(1): 56—59.
- [3] Liu Chao, Zhao Zhengming, Lu Ting, et al. Design of grid side LCL filter for three-level PWM rectifier[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2012, 31(1): 56—59.
- [4] 王付胜,邵章平,刘萍,等.三电平逆变器电流纹波分析和 LCL 滤波器设计[J].电力电子技术,2010,44(11): 36—38.
- [4] Wang Fusheng, Shao Zhangping, Liu Ping, et al. Analysis of current ripple of three-level grid connected converter and design of LCL filter[J]. Power Electronics, 2010, 44(11): 36—38.
- [5] 张国荣,於燕青,马催,等.基于正弦脉宽调制的三电平逆变器中 LCL 滤波器设计[J].农业工程学报,2015,31(22): 199—206.
- [5] Zhang Guorong, Yu Yanqing, Ma Cui, et al. Design of LCL filter for three-level grid-connected inverter based on sinusoidal pulse width modulation[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering, 2015, 31(22): 199—206.
- [6] 宋强,刘文华,严干贵,等.大容量 PWM 电压源逆变器的 LC 滤波器设计[J].清华大学学报:自然科学版,2003,43(3): 343—348.
- [6] Song Qiang, Liu Wenhua, Yan Gangui, et al. LC filter design for high-power PWM voltage source inverter[J]. Tsinghua University: Natural Science, 2003, 43(3): 343—348.
- [7] 王兆安.谐波抑制与无功功率补偿[M].北京:机械工

- 业出版社, 1998.
- [7] Wang Zhaoan. Harmonic restraining and reactive power compensation[M]. Beijing: China Machine Press, 1998.
- [8] 李永东. 大容量多电平变换器: 原理·控制·应用[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [8] Li Yongdong. High power multi-level converter: Theory control and application[M]. Beijing: Science Press, 2005.

DESIGN OF POWER FILTER USED IN GRID-CONNECTED MEDIUM VOLTAGE CONVERTER

Lyu Dianshun^{1,3}, Xu Honghua^{1,3}

(1. Institute of Electrical Engineering Chinese Academy of Science, Beijing 100190, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China; 3. Corona Wind Energy Equipment(Beijing) Co., Ltd., Beijing 100083, China)

Abstract: Offshore wind turbines put forward a clear requirement for medium voltage high power converter, and diode clamped three-level converter has obvious advantages to meet this application. Basing on the analysis of the PWM voltage spectrum of diode clamped three-level converter, this paper introduces two order High Pass Filter (HPF) widely used in power system to the grid-connected medium voltage converter, build a new type filter. The parameters of inductance, capacitor, resistor of the new filter is designed, and the design is verified by simulation and experiment. The designed new filter has good performance in filtering out switching frequency harmonic current of medium voltage converter, and meet the requirement of harmonic current standard in GB code.

Keywords: diode clamped three-level converter; power filter design; grid-connected medium voltage converter; two order high pass filter