

混合直流输电直流侧谐波分析及滤波器设计

黄睿^{1,2*}, 李兴源¹, 廖建权³, 周念成³, 王强钢³

(1. 四川大学电气信息学院 成都 610065; 2. 四川省电力工业调整试验所 成都 610020;

3. 重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室 重庆 沙坪坝区 400044)

【摘要】为评估混合直流输电直流侧电压质量,解析其谐波成分和幅值计算等效电路,该文采用平均开关状态法分析MMC,调制理论分析LCC产生的谐波,推导各次谐波的幅值计算表达式,简化等效电路。在此基础上,分析了LC滤波后的波形和谐波成分,在交流侧三相不平衡度较大时,LC滤波器平抑低频谐波效果差;为抑制因三相不平衡引起的直流侧低频脉动,设计了两种3阶低通滤波器,并对比了它们与LC滤波器在滤波效果和动态响应时间上的差别,结果表明巴特沃斯滤波器的指标最佳。利用MATLAB/Simulink软件建立了混合直流输电模型,仿真结果显示所推导的谐波幅值计算表达式和等效电路能正确反映直流侧的谐波特征,所设计的滤波器能更好地消除低频谐波。

关键词 等效电路; 滤波器设计; 混合直流输电; 低频谐波; 电压质量

中图分类号 TM714 文献标志码 A doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2019.02.008

Harmonic Analysis and Filter Design of Hybrid DC Transmission Distribution DC Side

HUANG Rui^{1,2*}, LI Xing-yuan¹, LIAO Jian-quan³, ZHOU Nian-cheng³, and WANG Qiang-gang³

(1. School of Electrical Engineering Information, Sichuan University Chengdu 610065;

2. Sichuan Electric Power Commissioning Test Institute Chengdu 610020;

3. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University

Shapingba Chongqing 400044)

Abstract In order to evaluate the voltage quality of direct current (DC) side in hybrid high voltage direct current (HVDC) transmission, the harmonic component and amplitude calculation equivalent circuit of the DC side in HVDC are analyzed. The average switching state method is used to analyze modular multilevel converter (MMC) and the modulation theory is applied to analyze the harmonics generated by line commutated converter (LCC). Then, amplitude calculation expression and simplified equivalent circuit of each harmonic are derived. On this basis, the LC filtering waveform and harmonic components are further examined and the result shows that the LC filter has poor effect in suppressing the low-frequency harmonics under the large alternating current (AC) three-phase unbalance factor. Thus two kinds of third-order low-pass filters are designed to suppress low frequency fluctuation of DC side caused by three-phase unbalance. Comparing the difference of the filtering effect and the dynamic response time between the designed filters and LC filter, the results show that the Butterworth filter has the best index. The hybrid HVDC transmission model is established by using MATLAB/Simulink software. The simulation results show that the derived harmonic amplitude calculation expression and equivalent circuit can correctly reflect the harmonic characteristics of the DC side, and the designed filters has better effect in eliminating the low frequency harmonics.

Key words equivalent circuit; filter design; hybrid DC transmission; low frequency harmonics; voltage quality

常规高压直流输电(LCC-HVDC)存在换相失败、无功不可控和自启动能力差等问题^[1-2],而柔性直流输电(voltage source converter-HVDC, VSC-HVDC)采用全控器件和脉宽调制(pulse width modulation, PWM)控制技术,能对有功无功独立控制,进而消除换相失败风险^[3-4]。但是VSC-HVDC直流侧发生故

障时,故障电流上升速度快、幅值高,且故障切除困难^[5-6]。为此,混合直流输电通过将VSC-HVDC的送端改造成相控换流器,既保留了常规高压直流的故障清除能力又继承了VSC-HVDC向弱交流系统或无源网络供电的功能^[7-10],未来在提高受端系统的强度和电压稳定性、增强单点多直流线路馈入能力等

收稿日期: 2017-12-25; 修回日期: 2018-05-02

基金项目: 国家电网公司科技项目(522830140003)

作者简介: 黄睿(1986-),男,博士生,高级工程师,主要从事电网协调、直流输电、新能源发电技术等方面的研究. Email: 12687309@qq.com

方面将起重要作用。

LCC产生的谐波与其脉波数相关,对于12脉波整流器而言,直流侧电压谐波最低频率为600 Hz。VSC直流侧谐波频谱较为丰富(调制谐波、开关频率边带谐波),且因调制方式、调制比和开关频率的不同而改变^[3]。当电网三相不平衡时,直流侧的偶次谐波含量明显增大^[11]。若交流系统含有3次背景谐波,直流侧低频谐波含量将明显增加^[12]。以上因素使混合直流输电直流侧电压频谱低频分量大大增加,严重影响直流侧的电磁兼容和通信等,因此须准确分析直流侧谐波成分、幅值,同时针对性地设计滤波器^[13]。文献[14]分析了电网电压不平衡下串联型12脉波LCC的频域谐波模型,该模型能计算整流装置产生的电流谐波,无需迭代。但是模型的关注点为12脉波交流侧,对直流侧谐波的评估计算未进行过多探讨。文献[15]利用12脉波换流器的3脉动模型,分析混合直流输电直流侧等效网络结构,提出了计算谐波电流频率分解计算方法和流程,但未考虑模块化多电平换流器(MMC)产生的谐波,并且对滤波方式未进行详细讨论。为抑制因三相不平衡产生的低频谐波,文献[16]分析了LCC-VSC混合直流输电整流侧平波电抗器、逆变侧并联电容的参数选取约束条件,提出采用线性优化算法优化滤波器参数,以改善系统动稳态特性。但未对直流侧谐波特征进行分析,同时参数优化后对谐波的抑制效果有限。目前,国内专门阐述混合直流输电直流侧谐波特征及滤波方式的文献较少,因此,本文针对送端LCC,受端为半桥型MMC的混合直流输电直流侧的谐波特征进行详细分析,并就三相不平衡产生低频谐波设计了相应的滤波器。

由于MMC的拓扑结构复杂,且电压电流相互耦合,因此较难直接得出其输出直流的谐波成分及解析表达式。本文利用MMC平均开关状态概念^[3]并结合循环耦合理论对MMC稳态谐波等效模型进行分析。对于LCC,考虑了系统三相不对称运行的情况,采用开关调制理论、对称分量法等对LCC产生的谐波成分进行分析,推导了其直流侧电压的特征谐波和非特征谐波幅值表达式。搭建了MATLAB/Simulink混合直流输电模型对无滤波以及LC滤波下的谐波特征进行了分析,并与解析式的结果进行比较;在谐波分析的基础上,设计了两种能消除低频谐波的高阶低通滤波器,分析了它们的滤波效果和动态响应特性。仿真结果表明,所推导的解析式和

等效电路能正确反映混合直流输电直流侧谐波特征,设计的滤波器能更好消除低频谐波。

1 混合直流输电直流侧谐波分析

1.1 MMC谐波等效模型

我国现有的直流输电工程多数为潮流单向输送,并且受端落点相对集中。为了改善MMC-HVDC直流侧故障清除能力,将现有工程中送端的MMC改造成LCC结构,称其为混合直流输电^[1],如图1所示。MMC的每个子模块都能独立控制,且易于集成和封装,通过一定的调制方式可以使输出波形接近正弦。MMC常见的拓扑结构为半桥、全桥^[16]和双嵌位型^[6],目前应用较为广泛的为半桥子模块,半桥型MMC的结构如图2所示。

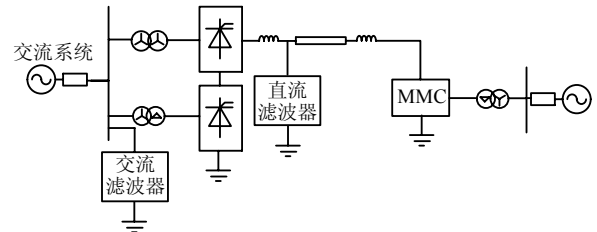


图1 混合直流输电原理单极示意图

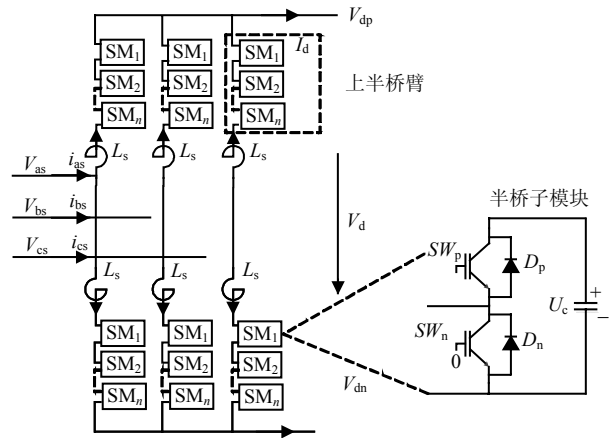


图2 MMC通用结构

当MMC子模块数目足够多或者开关频率较高时,它对直流侧可等效为谐波电压源^[3]。由于子模块电容容量有限,其电压将发生波动。造成波动的根本原因是MMC开关动作使桥臂电流耦合到子模块电容中。通过分析桥臂电流的谐波表达式,乘以相应频率的电容阻抗便得到电容电压的波动表达式。从电压谐波源的角度来考虑,直流侧向MMC端口看去,相当于一个交流电压源,因此,可以利用交流电压源串联电感的形式表示MMC直流侧谐波等效模型。

首先分析上桥臂电容电压波动表达式,下桥臂

分析过程类似,采用文献[3]提出的平均开关状态进行分析。设逆变侧交流电源有效值为 I_k ,基波角频率为 ω_1 ,初相角为 φ_k ,谐波次数为 $k(k=1,2,3,\dots)$ 。子模块的个数为 N ,电容值为 C_d ,上桥臂的开关状态为 S_{ap_av} ,下桥臂为 S_{an_av} ,MMC的调制比为 M ,则子模块的平均开关状态为:

$$\begin{cases} S_{ap_av} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}M \sin \omega_1 t \\ S_{an_av} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}M \sin \omega_1 t \end{cases} \quad (1)$$

设交流电流中第 k 次谐波流为:

$$i_k(t) = \sqrt{2}I_k \sin(k\omega_1 t + \varphi_k) \quad (2)$$

则该次谐波流入上桥臂子模块直流电容的电流 i_{cap_p} 为:

$$i_{cap_p} = S_{ap_av} i_k(t) = \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2}M \sin(\omega_1 t) \right] [\sqrt{2}I_k \sin(k\omega_1 t + \varphi_k)] \quad (3)$$

引起的电压波动 Δu_{cap_p} 为:

$$\Delta u_{cap_p}(k\omega_1 t) = \frac{1}{C_d} \int i_{cap_p} dt \quad (4)$$

直流电容上的电压波动又将通过脉冲调制的作用耦合到模块的交流端口,上桥臂各子模块总的端口电压波动值 Δu_{ph_p} 为:

$$\Delta u_{ph_p}(k\omega_1 t) = N \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2}M \sin(\omega_1 t) \right] \frac{1}{C_d} \int i_{cap_p} dt \quad (5)$$

同理可得到下桥臂的电压波动 Δu_{ph_n} 解析式。桥臂总的电压波动 $\Delta u_{ph}(k\omega_1 t)$ 为两者之和:

$$\Delta u_{ph}(k\omega_1 t) = \Delta u_{ph_p} + \Delta u_{ph_n} = \frac{1}{C_d} \int \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} NMI_k \sin(\omega_1 t) \sin(k\omega_1 t + \varphi_k) \right) dt \quad (6)$$

将式(6)进一步展开,并将积分改写成对应电容电阻的形式,则桥臂波动电压源的第 k 次谐波分量为:

$$\Delta u_{ph}(k\omega_1 t) = NMI_k \cos[(k+1)\omega_1 t + \varphi_k] \frac{\sqrt{2}}{j4(k+1)\omega_1 C_d} - \frac{\sqrt{2}}{4} NMI_k \cos[(k-1)\omega_1 t + \varphi_k] \frac{1}{j(k-1)\omega_1 C_d} \quad (7)$$

从式(7)可以看出,第 k 次桥臂谐波电流在每相桥臂产生第 $(k+1)$ 和 $(k-1)$ 次电容波动电压,波动电压同时产生相应次数的波动电流,该循环耦合过程如图3所示。

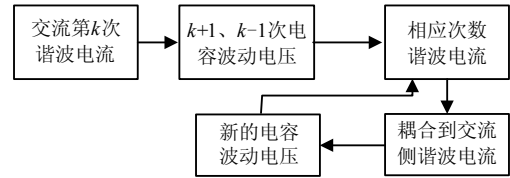


图3 循环耦合理论示意图

设桥臂电流的具体表达式如式(8)所示,基频、直流、二倍频电流分量有效值分别为 I_a 、 I_{ad} 、 I_{az} ,初相角分别为 φ 、 0 、 θ 。根据式(3)和式(7),推导可得基频、直流和二倍频桥臂谐波电流产生的电容波动电流如式(9)~(11)所示,它们乘以相应频率的容抗可得电容电压波动表达式。当桥臂电压谐波次数 $k \neq 3n(n=1,2,3,\dots)$,三相桥臂电流方向不一致,因此,不会有相应的电压谐波进入直流侧,而在桥臂内形成环流,其中最突出的为二倍频环流,MMC谐波电流分布示意图如图4所示。

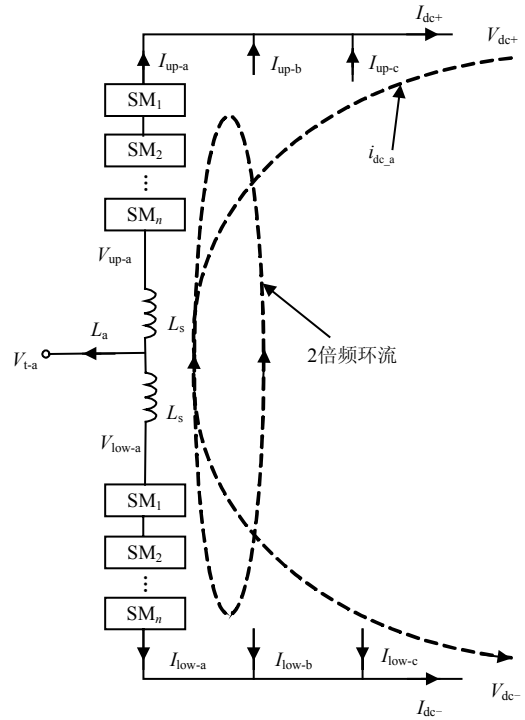


图4 MMC谐波电流分布

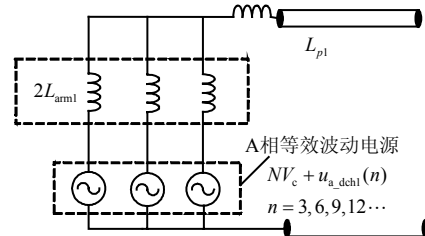


图5 MMC直流侧谐波等效电路

$$i_{ap} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_a \sin(\omega_1 t + \varphi) + I_{ad} + I_{az} \sin(\omega_1 t + \theta) \quad (8)$$

$$i_{\text{cap+p}}^{\prime a} = -\frac{\sqrt{2}}{8}MI_a \cos(\varphi) + \frac{\sqrt{2}}{4}I_a \sin(2\omega_1 t + \varphi) + \frac{\sqrt{2}}{8}MI_a \cos(2\omega_1 t) \quad (9)$$

$$i_{\text{cap-p}}^{\prime a} = \frac{1}{2}I_{\text{ad}} - \frac{1}{2}MI_{\text{ad}} \sin(\omega_1 t) \quad (10)$$

$$i_{\text{cap-p}}^{\prime az} = -\frac{1}{4}MI_{\text{az}} \cos(\omega_1 t + \theta) + \frac{1}{4}MI_{\text{az}} \cos(3\omega_1 t + \theta) \quad (11)$$

式中, i_{ap} 为桥臂电流; $i_{\text{cap-p}}^{\prime a}$ 、 $i_{\text{cap-p}}^{\prime ad}$ 、 $i_{\text{cap-p}}^{\prime az}$ 为由桥臂电流中基频、直流和二次分量引起的电容电流。根据前述分析, 桥臂 $3k-1$ 次、 $3k+1$ 次谐波环流将产生 $3k$ 次谐波电压。当电压谐波次数为 $3k$ 时, 电压波动为零序, 每个子模块的电压波动大小、方向、频率相同(共模分量)。MMC直流侧谐波等效电路如图5所示, 以A相为例, 直流侧等效电源为:

$$u_{\text{dc}} = NV_{\text{dc}} + u_{\text{a-dch}} \quad (12)$$

式中, V_{dc} 为直流分量; $u_{\text{a-dch}}$ 为电压共模波动分量, 共模分量幅值可由相应次数的谐波电流乘以谐波阻抗得到。

1.2 三相电压不平衡情况下LCC谐波分析

三相电压不平衡时, 交流电压含负序分量, 将在直流侧产生低频谐波。采用调制理论^[14]对LCC产生的谐波进行分析, 设直流侧的电压为 u_{d} , 交流侧的电压为 V_{s} , 各相电压为 u_{a} 、 u_{b} 、 u_{c} , 其零序分量 V_0 , 正序分量 V_{p} , 负序分量 V_{n} , 换流器开关函数 $S(\omega t)$, 每相为 $S_{\text{a}}(\omega t)$, $S_{\text{b}}(\omega t)$, $S_{\text{c}}(\omega t)$, 则交流电压、直流侧电压 u_{dc} 可以表示为:

$$\begin{cases} V_{\text{s}} = V_0 + V_{\text{p}} + V_{\text{n}} \\ u_{\text{dc}} = S_{\text{a}}(\omega t)u_{\text{a}} + S_{\text{b}}(\omega t)u_{\text{b}} + S_{\text{c}}(\omega t)u_{\text{c}} = S(\omega t)(V_0 + V_{\text{p}} + V_{\text{n}}) \end{cases} \quad (13)$$

由于各相开关函数对称, 因此交流电压中的零序分量并不流入直流侧, 即 $S(\omega t)V_0=0$ 。对于12脉动整流器而言, 正序分量在直流侧产生的谐波为变压器副边星接和角接流出的谐波相加。设各序电压谐波幅值为 u_{sm} ($s=-1,0,1$; 分别表示负序, 零序, 正序, $m=1,2,3,\dots$), 根据序分量法, 三相交流电压为:

$$\begin{cases} u_{\text{a}} = \sum_{s=-1,0,1} \sum_{m=1}^{\infty} V_{\text{sam}} \cos(\omega_m t + \alpha_{\text{sm}}) \\ u_{\text{b}} = \sum_{s=-1,0,1} \sum_{m=1}^{\infty} V_{\text{sbm}} \cos\left(\omega_m t + \alpha_{\text{sm}} - \frac{2s\pi}{3}\right) \\ u_{\text{c}} = \sum_{s=-1,0,1} \sum_{m=1}^{\infty} V_{\text{scm}} \cos\left(\omega_m t + \alpha_{\text{sm}} + \frac{2s\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (14)$$

令式(14)中的 $s=1$, 推导可得变压器二次侧Y接电压的表达式如式(15), Δ 接法类似, 只是相角滞后 30° , 这里不再列出其表达式。

$$S(\omega t)V_{\text{p}} = \sqrt{2}V_0 \left[\sin(\omega_0 t) - \sin\left(\omega_0 t - \frac{2}{3}\pi\right) \right] \quad (15)$$

对式(15)进行傅里叶分解, 并与三角形接法的结果相加, 得到:

$$u_{\text{dc1}}(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}V_0 + \frac{6\sqrt{6}}{143\pi}V_0 \cos(12\omega_0 t) + \dots - \frac{6\sqrt{6}}{[1-(6n)^2]\pi}V_0 \cos(6n\omega_0 t) \quad n=2,3,4,\dots \quad (16)$$

从式(16)可见正序分量在直流侧产生的谐波主要为 $12k$ 次; 负序分量产生的结果分析方法类似, 可推得非特征谐波的表达式为:

$$u_{\text{dc2}}(\omega t) = -\frac{9\sqrt{6}}{4\pi}V_0 \cos(2\omega_0 t) - \frac{3\sqrt{6}}{20\pi}V_0(4\omega_0 t) + \frac{3\sqrt{2}}{28\pi}V_0 \cos(8\omega_0 t) + \frac{9\sqrt{6}}{44\pi}V_0 \cos(10\omega_0 t) - \dots \quad (17)$$

1.3 LCC-MMC混合直流输电谐波分析

LCC和MMC产生的谐波将通过直流侧的谐波阻抗相连, 同时还与直流侧滤波器的配置情况有关。本文考虑一种谐波情况最严重情形, 即无直流滤波器并且直流线路长度为0, LCC与MMC背靠背相连。谐波检测点设置在换流器出口, 根据前面分析, 混合直流输电谐波等效模型分别由LCC产生的特征谐波、非特征谐波源、MMC电容共模波动谐波源组成, 如图6所示。

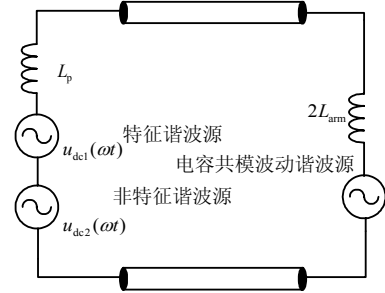


图6 混合直流输电直流侧谐波等效模型

2 混合直流输电直流侧谐波分析及验证

在MTLAB/Simulink中建立12脉波整流, 半桥MMC逆变结构的混合直流输电模型。多电平逆变器A相上桥臂的子模块数目为6。逆变输出接交流负荷, 模拟孤岛供电, 负荷容量为400 MW。模型的具体参数如表1所示。

表1 混合直流输电仿真模型参数

参数	数值	参数	数值
直流电压 u_{dc}/kV	500	输电线路长度/km	400
输送容量 S_N/MVA	2 000	交流系统电压/kV	230
平波电抗器 L_p/mH	100	交流系统短路比	2.5
子模块电容 $C_0/\mu F$	2 000	交流系统 $\frac{X}{R}$	20
桥臂子模块数目/个	6	开关频率/Hz	1000
直流侧额定电流/kA	4	孤岛负荷/MW	400

首先,对未装设滤波装置的模型进行验证,以便获得直流侧谐波电压的本质特征。仿真中设置整流侧的电源三相电压幅值不平衡,不平衡度为2%。仿真结果如图7所示。

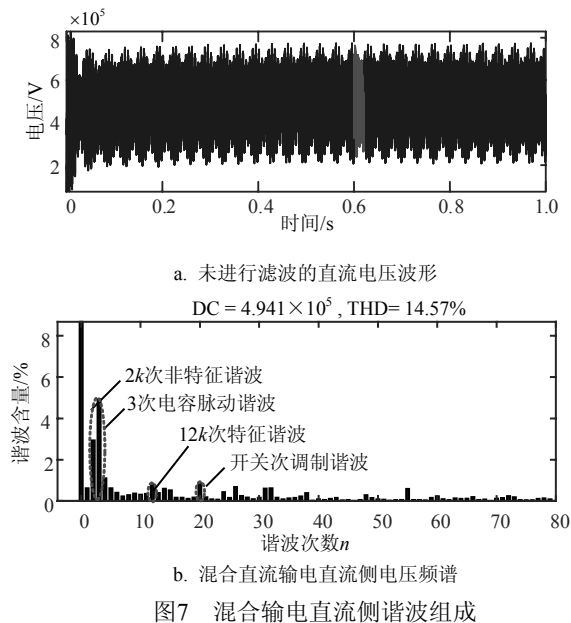


图7 混合输电直流侧谐波组成

利用前面推导的谐波表达式对2、3、4、12和24次谐波进行验证,验证结果如图8所示。从图8可以看出解析计算结果与仿真结果基本相同。由于MMC的电平数为7,且整流侧三相不平衡。根据前文分析,当MMC桥臂电流存在2、4次谐波电流时,其电容电流中会有3次谐波电流,由于上下桥臂子模块3次电容谐波电流相位相同,因此会流入直流侧,导致3次谐波电流幅值较大。

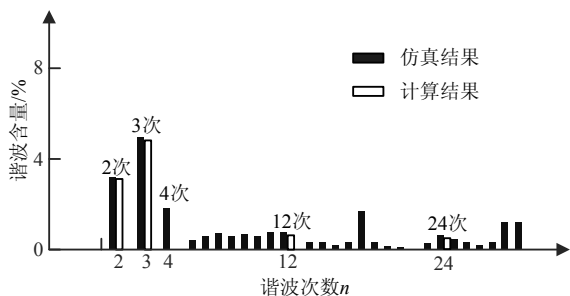


图8 解析计算结果与仿真结果对比

高频谐波主要由MMC产生,为防止这些高频谐波影响到线路的通信、电磁兼容等,考虑利用LC滤波器进行滤波,设截止频率为265 Hz,根据 $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$,首先选取滤波电感为200 mH,则滤波电容为3 000 μF ,通过计算可知该滤波器对12次谐波的衰减为15 dB,滤波效果如图9所示。可见LC滤波器滤除了大部分谐波,只剩下少部分低频谐波未滤除。

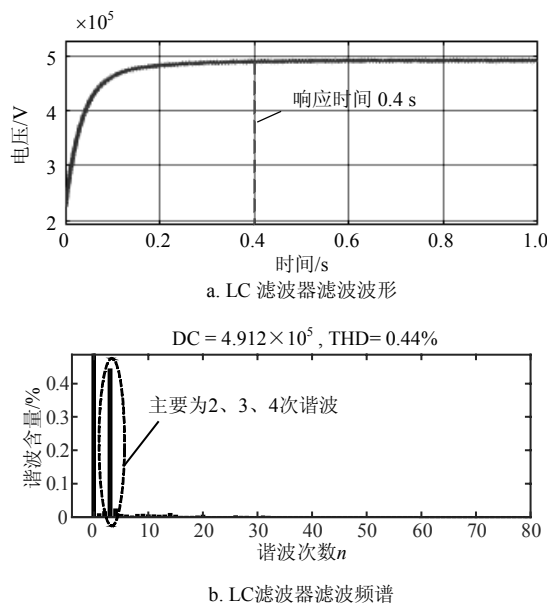
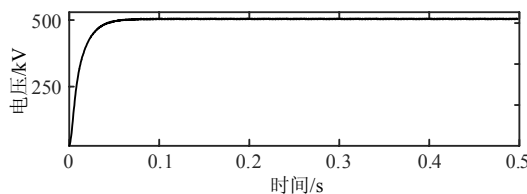


图9 LC滤波器滤波仿真结果

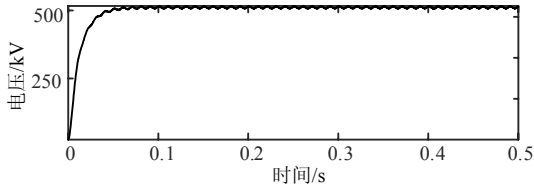
3 混合直流输电直流侧双向滤波器设计

3.1 滤波器的类型与结构的确定

根据前文分析可以发现,LC滤波器对直流侧谐波的消除作用较好,可以达到工程应用要求。但是,三相不平衡会使直流侧的电压波动增大,使传输电压在平波电抗器和线路上的压降增大。在前文仿真模型的基础上,设置整流侧交流电源的三相不平衡度为4%,得到电压波动由原来的 ± 1.5 kV变为 ± 7.5 kV,如图10所示。为进一步提高混合直流输电直流侧的电压质量,本文提出设计高阶低通滤波器以滤除直流侧的低频谐波。



a. 三相平衡时直流侧电压波形



b. 三相不平衡时直流侧电压波形

图10 不平衡情况下直流侧电压波形

高阶低通的滤波器种类主要有巴特沃斯滤波器、切比雪夫滤波器、椭圆型滤波器和一般参数滤波器。后两者对滤波器的参数要求严格, 且为了达到设计要求所需阶数较高, 实现较为困难, 因此本文仅对前两种滤波器进行设计和分析。对滤波器而言, 混合直流输电的直流侧看作电压源型激励, 根据电压型滤波器设计方法, 选取 π 型结构的滤波器如图11所示, 图中 L_1 为平波电抗器。

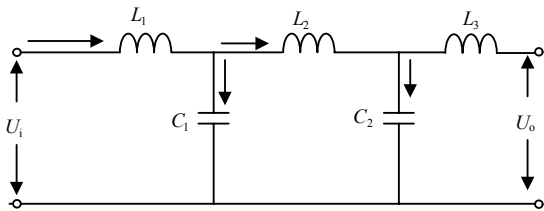


图11 滤波器的结构

3.2 滤波器参数设计

滤波器的阶数和通频带的选择需综合滤波器的滤波效果和系统响应的需求。一方面滤波器阶数越高, 元件的精度要求越高; 另一方面, 阶数越高, 对系统的动态响应越不利。同样的, 滤波器的通频带越小, 系统的响应越慢。本文选取通带50 Hz, 衰减 α_p 为3 dB; 阻带 Ω_s 为100 Hz, 衰减 $\alpha_s > 18$ dB的滤波器, 反射系数 $\rho=0.7$ 。在设计过程中, 往往采用归一化的参数进行设计, 阻带归一化的频率为 $\lambda_s = \Omega_s / \Omega_p = 2$ 。巴特沃斯滤波器和切比雪夫滤波器阶数计算公式如式(18)和式(19)所示, 可求得满足要求阶数为3阶。

$$n \geq \frac{\lg \sqrt{(10^{0.1\alpha_s} - 1) \left(\frac{1}{\rho^2} - 1 \right)}}{\lg \lambda_s} \quad (18)$$

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{(10^{0.1\alpha_s} - 1) / \sqrt{(10^{0.1\alpha_p} - 1)}}}{\cosh^{-1} \lambda_s} \quad (19)$$

滤波器的参数设计方法分为匹配型和非匹配型算法, 两者在滤波效果上差一个通带平坦衰减。为最大限度减小滤波器对直流的衰减, 本文采取匹配型参数设计法。令 k_m 为滤波器第 m 条臂从负载侧看

去的归一化元件值, 对 π 型结构的滤波器而言, m 为奇数时, k_m 为电容值 \bar{C} ; 当 m 为偶数时, k_m 为电感值 \bar{L} 。巴特沃斯滤波器元件参数计算公式为:

$$k_m = \frac{\left[2 \sin(2m-1) \frac{\pi}{2n} \right]}{\sqrt{10^{\frac{\alpha_p}{10}} - 1}} \quad (20)$$

切比雪夫滤波器各元件参数相互依赖, 因此其元件计算公式较为复杂。令 $k_m = a_m / b_m$, 其计算公式为:

$$\begin{cases} a_m = \sin(2m-1)\pi/2n \\ b_m = 1/b_{m-1} \left[10^{\frac{\alpha_p}{10}} - 1 + \sin^2(m-1)\pi/2n \right] \times \cos^2(m-1)\pi/2n \end{cases} \quad (21)$$

设滤波器从负载侧看去的等效电阻为 R_0 , 通带频率为 f_c , 则去归一化元件值如式(22)所示, 最终滤波器的参数如表2所示。

$$L = \frac{R_0}{2\pi f_c} \bar{L}, \quad C = \frac{1}{2\pi R_0 f_c} \bar{C} \quad (22)$$

表2 滤波器参数

滤波器类型	$C_1/\mu\text{F}$	L_2/mH	$C_2/\mu\text{F}$
巴特沃斯	3 183	6.366	3 183
切比雪夫	6 977	142.3	6 977

3.3 滤波器特性分析及滤波效果验证

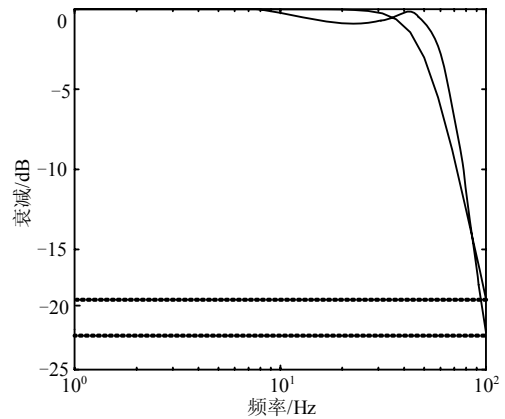


图12 巴特沃斯滤波器的幅频特性曲线

滤波网络的电压传递函数反映不同频率下谐波电压的衰减倍数。如果设计的滤波器对二次谐波的衰减作用很强, 则其后各频次的谐波均能被很好地滤除。根据图11滤波器的结构, 可列取如式(23)所示的微分方程, 进而得到滤波器的电压传递函数, 如式(24)所示。对如表2所示参数的滤波器, 推导其幅频特性曲线, 如图12所示。由图12可知, 巴特沃斯滤波器在2次谐波频率处的衰减为18 dB, 切比雪夫

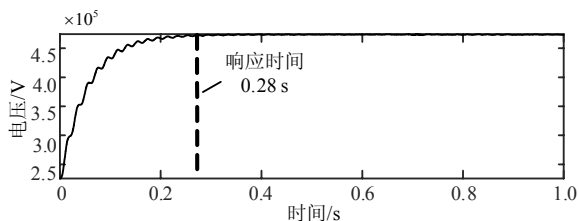
滤波器衰减为23 dB。虽然切比雪夫在2次谐波处的衰减分贝更大，但是其相应特性波动明显，其实际滤波效果与响应速度还需根据具体应用场合确定。

$$\begin{cases} V_i = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{1}{C_1} \int i_{C1} dt \\ i_{L1} = i_{L2} + i_{C1} \\ V_0 = \frac{1}{C_1} \int i_{C1} dt - L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \end{cases} \quad (23)$$

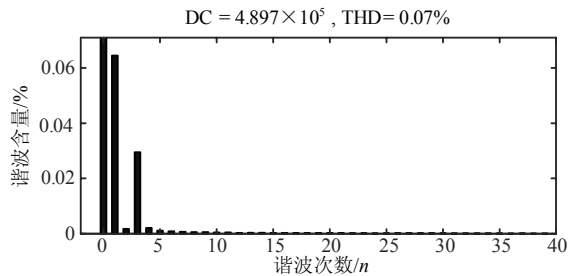
$$G(s) = \frac{U_0}{U_i} = \frac{1}{L_1 L_2 C_1 C_2 S^4 + (L_1 C_1 + L_2 C_2 + L_1 C_2) S^2 + 1} \quad (24)$$

3阶滤波器的衰减速度为60 dB每10倍频程，可求出各次谐波的衰减分贝数。设直流侧的电压幅值为 U_{dc} ，滤波前混合直流输电 n 次谐波的含量为 $\alpha_{pre}\%$ ，其引起的电压波动为 Δu_i ，该次谐波滤波后的值为 $\alpha\%$ 。则通过推导可以得到 n 次谐波经过滤波器之后的谐波幅值表达式如式(25)所示。由式(25)可知，在前文设计的滤波器传递函数下，随着谐波频率的增加，其滤波后的幅值越小。

$$|\alpha\%| = \frac{|\Delta u_i(s)| |G(s)|}{U_{dc}} = \frac{\alpha_{pre}\% s U_{dc}}{s^2 + (n\omega)^2} \frac{|G(s)|}{U_{dc}} = \frac{\alpha_{pre}\% s}{s^2 + (n\omega)^2} |G(s)| \quad (25)$$



a. 巴特沃斯滤波输出电压波形

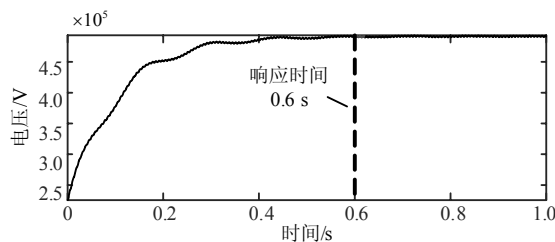


b. 巴特沃斯滤波器输出电压频谱

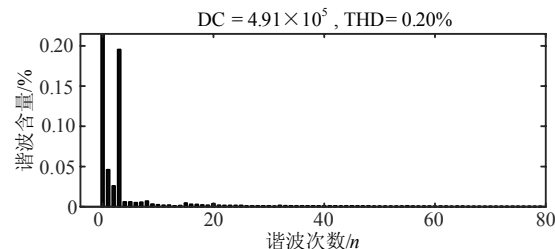
图13 巴特沃斯滤波器仿真结果

利用第2节中的模型对所设计的滤波器滤波效果进行验证，仿真结果如图13和图14所示。对比第1节中LC滤波器，3阶滤波器的滤波效果更佳，能抵

抗因三相不平衡引起的直流的电压波动，如图15所示。在它们之中，巴特沃斯滤波器具有最好的滤波效果和动态响应特性，这是因为巴特沃斯滤波器对直流的衰减为0，通带的响应最平坦。因此，在混合直流输电直流侧使用巴特沃斯滤波器可以提高直流侧的电压质量。另外，在仿真过程中发现，使用3阶滤波器可以一定程度上减小平波电抗器的体积，从而减小系统的损耗，加快响应速度。



a. 切比雪夫滤波器输出电压波形



b. 切比雪夫滤波器输出电压频谱

图14 切比雪夫滤波器实验结果

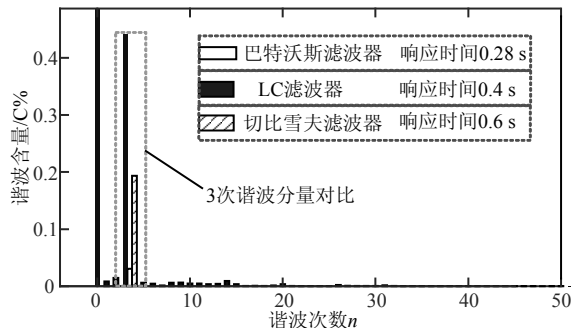


图15 3类滤波器三次谐波滤波效果对比

4 结束语

本文通过平均开关状态模型、循环耦合理论对其MMC产生谐波进行分析，对LCC则采用开关调制理论，最终获得混合直流输电直流侧电压谐波计算等效电路。混合直流输电直流侧谐波包含 $12k$ 次特征谐波和 $2k$ 、 $3k$ 次非特征谐波(三相不平衡)，给出了它们幅值的具体表达式；仿真分析表明LC滤波可以将大部分的谐波滤除，但是三相不平衡时，直流侧电压仍有不小的波动，三相不平衡度为4%时，电压波动增大为原来的5倍；所设计的2种滤波器的滤波

效果均优于LC滤波。其中巴特沃斯滤波器效果最佳,响应时间最短,电压谐波总畸变率为0.07%,提高了混合直流输电直流侧的电压质量。

参 考 文 献

- [1] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2013.
XU Zheng. VSC based HVDC system[M]. Beijing: China Machine Press, 2013.
- [2] 韦延方, 卫志农, 孙国强, 等. 一种新型的高压直流输电技术——MMC-HVDC[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(7): 1-9.
WEI Yan-fang, WEI Zhi-nong, SUN Guo-qiang, et al. New HVDC power transmission technology: MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(7): 1-9.
- [3] 宋强, 饶宏. 柔性直流输电换流器的分析与设计[M]. 北京: 清华大学出版社, 2015.
SONG Qiang, RAO Hong. Analysis and design of the converters in VSC-HVDC system[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2015.
- [4] 刘剑, 邵能灵, 范春菊, 等. 柔性直流输电线路故障处理与保护技术评述[J]. 电力系统自动化, 2015(20): 158-167.
LIU Jian, TAI Neng-ling, FAN Chun-ju, et al. Comments on fault handling and protection technology for VSC-HVDC transmission lines[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(20): 158-167.
- [5] 李英彪, 卜广全, 王姗姗, 等. 张北柔直电网工程直流线路短路过程中直流过电压分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(12): 3391-3399.
LI Ying-biao, BU Guang-quan, WANG Shan-shan, et al. Analysis of DC overvoltage caused by DC short-circuit fault in Zhangbei VSC-based DC grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(12): 3391-3399.
- [6] 赵成勇, 郭春义, 刘文静. 混合直流输电[M]. 科学出版社, 2014.
ZHAO Cheng-yong, GUO Chun-yi, LIU Wen-jing. Hybrid HVDC system[M]. Beijing: Science Press, 2014.
- [7] 唐庚, 徐政, 薛英林. LCC-MMC混合高压直流输电系统[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 301-310.
TANG Geng, XU Zheng, XUE Ying-lin. A LCC-MMC hybrid HVDC transmission system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 301-310.
- [8] 翟冬玲, 韩民晓, 严稳利, 等. DFIG型海上风电混合直流送出的控制策略[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(2): 42-48.
ZHAI Dong-ling, HAN Min-xiao, YAN Wen-li, et al. Control of offshore DFIG-based wind farm with hybrid HVDC transmission[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(2): 42-48.
- [9] 黄伟煌, 饶宏, 黄莹, 等. 一种基于常规直流输电系统的混合直流改造方案[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(10): 2861-2868.
HUANG Wei-huang, RAO Hong, HUANG Ying, et al. A novel refurbishment scheme for reforming the existing LCC-HVDC to hybrid HVDC[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(10): 2861-2868.
- [10] MOBARRAZ M, KASHANI M G, BHATTACHARYA S. A novel control approach for protection of multiterminal VSC-Based HVDC transmission system against dc faults[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 4108-4116.
- [11] 孙孝峰, 韩瑞静, 龚钢, 等. 考虑阻性有源滤波器等效输出阻抗的背景谐波抑制方案优化[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(18): 4736-4743.
SUN Xiao-feng, HAN Rui-jing, GONG Gang, et al. A novel control strategy for background harmonic damping considering the equivalent output impedance of resistive active power filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(18): 4736-4743.
- [12] 焦晋荣, 贾清泉, 王宁, 等. 柔性直流配电网纹波形成机理与叠加特性[J]. 电网技术, 2017(6): 1726-1733.
JIAO Jin-rong, JIA Qing-quan, WANG Ning, et al. Ripple formation mechanism and superimposition characteristics for flexible DC distribution network[J]. Power System Technology, 2017(6): 1726-1733.
- [13] 陈鹏伟, 肖湘宁, 陶顺. 直流微网电能质量问题探讨[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(10): 148-158.
CHEN Peng-wei, XIANG Xiang-ning, TAO Shun. Discussion on power quality problems for DC microgrid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(10): 148-158.
- [14] 王佳佳, 周念成, 王强钢, 等. 电网电压不平衡下串联型12脉波整流装置的频域谐波建模[J]. 电工技术学报, 2015, 30(5): 69-78.
WANG Jia-jia, ZHOU Nian-cheng, WANG Qiang-gang, et al. Frequency-domain harmonic modeling of the series12-pulse rectifier under unbalanced voltage condition[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(5): 69-78.
- [15] 张哲任, 徐政, 薛英林. LCC-MMC混合直流输电系统直流侧谐波电流计算[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(23): 65-70.
ZHANG Zhe-ren, XU Zheng, XUE Ying-lin. Calculation of DC side harmonics currents for LCCMMC hybrid HVDC transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(23): 65-70.
- [16] 郭春义, 刘文静, 赵成勇, 等. 混合直流输电系统的参数优化方法[J]. 电力系统自动化, 2015(11): 96-102.
GUO Chun-yi, LIU Wen-jing, ZHAO Cheng-yong, et al. Parameters optimization method of hybrid HVDC transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(11): 96-102.

编辑 漆 蓉