

文章编号: 1001-1609(2007)05-0325-04

换流站非特征谐波电流时域分段蒙特卡洛算法

黄莹¹, 黎小林¹, 朱光友², 徐政²

(1. 南方电网技术研究中心, 广东 广州 510623; 2. 浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

Calculation of Converter Non-characteristic Harmonic Currents
Based on Time Domain Piecewise and Montecarlo

HUANG Ying¹, LI Xiao-lin¹, ZHU Guang-you², XU Zheng²

(1. China Southern Power Grid Technology Research Center, Guangzhou 510623, China;

2. Department of Electric Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

摘要: 笔者提出了交流侧非特征谐波电流时域分段蒙特卡洛算法, 该算法可以同时考虑交流母线电压不对称、换流变三相短路电抗不对称及触发脉冲时间间隔不均匀等因素, 通过分段考虑换相和非换相期间, 能够充分计及直流侧纹波对交流侧谐波电流的影响, 除此之外, 能够利用设备偏差和不对称的统计特性进行蒙特卡洛模拟, 得到注入交流系统的非特征谐波电流。以一个实际 HVDC 工程为例, 进行了 PSCAD/EMTDC 仿真, 并与该方法的一次蒙特卡洛计算结果进行比较, 证实了其准确性。

关键词: 高压直流输电; 换流站; 滤波器设计; 谐波电流; 时域分段法; 蒙特卡洛

中图分类号: TM721

文献标志码: A

Abstract: For designing the AC filter in HVDC transmission project, this paper proposed a arithmetic based on time domain piecewise and Montecarlo for AC side non-characteristic harmonic currents. Factors, such as imbalance of AC bus voltage and transformer impedance, non-uniform intervals of trigger pulse etc., were comprehensively considered. The influence of DC side ripple currents on AC side harmonious currents was taken into account by considering overlap and non-overlap intervals respectively. In addition, statistic characteristic of equipment deviation and system imbalance were simulated by using Montecarlo, and the non-characteristic currents injected into AC system were obtained. Taken a HVDC project as an example, PSCAD/EMTDC simulation was carried on, and the results were compared with those obtained by one time Montecarlo calculating.

Key words: HVDC; converter; filter design; harmonic currents; piecewise method; montecarlo

0 引言

高压直流输电(HVDC)以其独特的优势广泛应用于我国“西电东送”、“南北互供”和“全国联网”工

程^[1]。与此同时, 换流器在运行过程中会在交直流系统产生大量谐波^[2], 为了消除谐波影响, 换流站交流母线上需要安装相当容量的交流滤波器。通常其成本占换流站总成本的 10%左右, 是换流站关键设备之一, 其设计对整个直流输电工程的性能和造价有重要影响。而滤波器设计是以谐波电流计算为基础的, 谐波电流计算结果将直接影响到滤波器设计方案。其中, 非特征谐波电流影响因素多, 关系复杂且不存在对应的解析关系式, 其大小也会影响到滤波器配置。影响非特征谐波电流的主要因素有: 换流器触发角(熄弧角)间隔不对称、换流变单相之间电抗不对称、不同型号换流变之间的电抗偏差、换流变变比偏差、负序电压等因素。传统计算交流谐波电流的方法有: 开关函数法^[3]、动态向量法^[4]、时域仿真法^[5]和迭代法^[6]等, 其中开关函数法能够考虑上述不对称因素, 但是, 不能很好地反映换相过程; 动态向量法是开关函数法的延伸, 可以进行电磁暂态过程和稳态计算, 但其换相过程处理方法与开关函数法是一样的。当需要详细考虑换相过程以及直流侧纹波, 乃至整个直流系统结构时, 时域仿真法和迭代法比较精确, 但这两种方法都只能针对确定的不对称因素进行计算^[7]。因此, 笔者在时域分段法计算确定偏差和不对称因素准确的前提下, 引入了统计方法来处理上面引起非特征谐波的因素, 对一个运行点进行多个 MonteCarlo 模拟。以常用的 12 脉动换流器为模型, 提出了换流站非特征谐波电流时域分段蒙特卡洛算法, 并用一次 Montecarlo 模拟与 PSCAD/EMTDC^[8,9]时域仿真结果比较, 证实了其正确性, 同时给出了多次 Montecarlo 模拟的最终计算结果, 为直流输电滤波器设计打下了一个基础。

收稿日期: 2007-03-15; 修回日期: 2007-05-25

基金项目: “十一五”国家科技支撑计划重大项目课题 21 资助(2006BAA02A21)。

作者简介: 黄莹(1977-), 女, 博士, 研究方向为直流输电。

1 直流输电工程的实际结构

直流输电工程主要设备包括:换流器、换流变压器、交流滤波器、平波电抗器、直流滤波器以及直流线路等部分,其中交直流滤波器采用的都是无源滤波器^[10],计算所采用的算例是单极12脉动运行模式,其原理接线见图1^[7]。

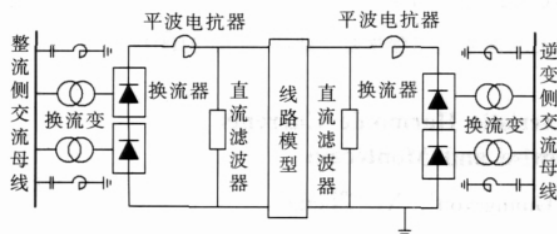


图1 单极十二脉动直流输电工程原理接线图

2 时域分段法谐波电流计算原理

2.1 计算模型

将交流侧电压折算到直流侧,12脉动换流器的模型见图2。

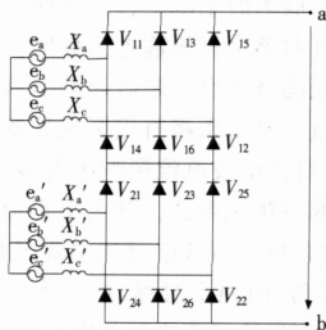


图2 换流站模型

2.2 计算方法

时域分段法的思路是先求解直流侧电流,然后计算交流侧谐波电流。下面以计算整流侧谐波电流为例,说明计算原理。

2.2.1 换流站等效原则

在计算直流侧纹波电流时,要计算的本侧换流站等效为谐波电压源和对应次内阻抗,而对侧的换流站由于两端换流站所产生的谐波电流相互影响不大^[11],因此等效为阻抗形式。

2.2.2 直流侧电流的求解

直流侧电流包含直流分量和谐波分量,表达式为

$$i_d = I_d + \sum i_{d(n)} \quad (1)$$

其中 I_d 为直流分量; $i_{d(n)}$ 为 n 次谐波分量。

(1) 谐波分量计算等效图

当平波电抗器 X_L 为有限值时,谐波分量等效电路见图3。其中 $U_{d(n)}$ 、 $Z_{R(n)}$ 分别为端口 ab 的 n 次开路谐波电压和谐波阻抗; $Z_{L(n)}$ 为端口 cd 的 n 次谐波阻抗; $Z_{LR(n)}$ 、 $Z_{LI(n)}$ 分别为整流侧和逆变侧平波电抗器的 n 次谐波阻抗。

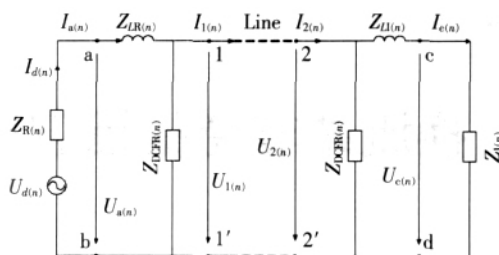


图3 谐波分量的等效电路

(2) 整流侧电压源的求解

设如图2所示的12脉动换流器解耦后的电压源分别为

$$\begin{aligned} e_a &= E_a \sin(\omega t + \theta) \\ e_b &= E_b \sin(\omega t + \theta) \\ e_c &= E_c \sin(\omega t + \theta) \\ e_a' &= E_a' \sin(\omega t + \theta') \\ e_b' &= E_b' \sin(\omega t + \theta') \\ e_c' &= E_c' \sin(\omega t + \theta') \end{aligned} \quad (2)$$

其中 E_a 、 E_b 、 E_c 、 E_a' 、 E_b' 、 E_c' 和 θ 、 θ' 、 θ 、 θ' 、 θ 、 θ' 分别为图2所示上半桥和下半桥换流变阀侧相电压幅值和相角, ω 为交流系统角频率。

开路谐波电压的计算,是假设平波电抗器电抗值为无穷大^[12],以图2上半桥第1个换相期间为例,其换相角^[13]为

$$\mu = \cos^{-1} \left[\cos(\alpha_1 + \varphi) - \frac{(X_a + X_c) I_d}{\sqrt{E_a^2 + E_c^2 - 2E_a E_c \cos(\theta - \theta')}} \right] - \varphi \quad (3)$$

$$\text{其中 } \varphi = \tan^{-1} \left(\frac{E_a \sin \theta - E_c \sin \theta'}{E_a \cos \theta - E_c \cos \theta'} \right) \quad (4)$$

式(3)中 α_1 为对应的触发角; X_a 、 X_c 分别为 a 相和 c 相换流变换相电抗; I_d 为直流电流。

设图2中阀的触发顺序为 V_{11} 、 V_{21} 、 V_{12} 、 V_{22} 、 V_{13} 、 V_{23} 、 V_{14} 、 V_{24} 、 V_{15} 、 V_{25} 、 V_{16} 、 V_{26} , 对应的触发脉冲序列为 α_{11} 、 α_{21} 、 α_{12} 、 α_{22} 、 α_{13} 、 α_{23} 、 α_{14} 、 α_{24} 、 α_{15} 、 α_{25} 、 α_{16} 、 α_{26} , 并按照式(3)的方法计算出对应的换相角 μ_{11} 、 μ_{21} 、 μ_{12} 、 μ_{22} 、 μ_{13} 、 μ_{23} 、 μ_{14} 、 μ_{24} 、 μ_{15} 、 μ_{25} 、 μ_{16} 、 μ_{26} , 将各电压分段表达出来

$$U_{ab} = \begin{cases} \frac{X_c e_a + X_a e_c}{X_a + X_c} - e_b + e_b' - e_b' & [\alpha_{11}, \alpha_{11} + \mu_{11}] \\ e_a - e_b + e_b' - e_b' & [\alpha_{11} + \mu_{11}, \alpha_{11}] \\ e_a - e_b + \frac{X_c e_a + X_a e_c}{X_a + X_c} - e_b' & [\alpha_{21}, \alpha_{21} + \mu_{21}] \\ e_a - e_b + e_a' - e_b' & [\alpha_{21} + \mu_{21}, \alpha_{21}] \end{cases} \quad (5)$$

式(5)是在 $[\alpha_{11}, \alpha_{21}]$ 期间图2中 U_{ab} 的表达式,式中 e_a 、 e_b 、 e_c 和 e_a' 、 e_b' 、 e_c' 分别为图2中的 YY 和 YD 型换流变阀侧电压; X_a 、 X_b 、 X_c 和 X_a' 、 X_b' 、 X_c' 分别为对应的换流变电抗。同理,其他各期间也可得到对应表达式。将一个周期电压表达式进行傅里叶级数展开可得所需各次谐波电压。

(3) 整流侧内阻抗及对侧阻抗等效^[14]

整流侧内阻抗及对侧阻抗等效采用的都是换流

站在换相期间和非换相期间, 换流换相电抗在阀侧回路呈现阻抗的平均值。

(4) 直流侧网络求解

如图3所示网络结构, 直流侧线路以及直流侧直流滤波器, 平波电抗器等已知的情况下, 同时加上前面求解出来的电压源, 可利用求解网络求出整流站出线端直流线路上的对应次谐波电流 $I_{d(n)}$, 直流侧出口的电流 i_d 为

$$i_d = I_d + \sum_{n=1}^{50} I_{d(n)} \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (6)$$

其中 I_d 为直流电流; n 为谐波次数; ω 为基波角频率; $I_{d(n)}$ 和 φ_n 分别是 n 次谐波电流幅值和相角。

2.2.3 换流站交流侧谐波电流求解

利用式(6)的 i_d , 以一个换相期间(图4)和非换相期间(图5)进行求解为例, 分段考虑换相期间和非换相期间的阀侧电流^[6], 在图4的换相期间, 微分方程如下

$$(L_a + L_c) \frac{d}{dt} i_a(t) - L_c \frac{d}{dt} i_d(t) = e_a(t) - e_c(t) \quad (7)$$

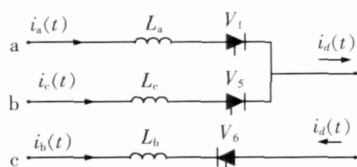


图4 换相期间 ($\omega t \in [\alpha_{11}, \alpha_{11} + \mu_{11}]$)

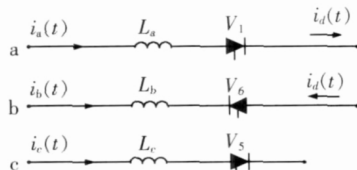


图5 非换相期间 ($\omega t \in [\alpha_{11} + \mu_{11}, \alpha_{12}]$)

边界条件为

$$\begin{cases} i_a(t) + i_c(t) = i_d(t) \\ i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \\ i_a(\alpha_1/\omega) = 0 \end{cases} \quad (8)$$

其中, 换相电感 L_a , L_b , L_c , 换相电压分别是图2中的 e_a 和 e_c , 可解得

$$i_a(t) = \frac{L_c}{L_a + L_c} \sum_{n=1}^{50} I_{d(n)} \sin(n\omega t + \varphi_n) + \frac{E_a}{\omega(L_a + L_c)} \sin(\omega t + \varphi - \frac{\pi}{2}) - \frac{E_c}{\omega(L_a + L_c)} \sin(\omega t + \varphi - \frac{\pi}{2}) + C \quad (9)$$

$$i_b(t) = -i_d(t) \quad (10)$$

$$i_c(t) = i_d(t) - i_a(t) \quad (11)$$

$$\text{其中 } C = -\frac{L_c}{L_a + L_c} \sum_{n=1}^{50} I_{d(n)} \sin(n\alpha_1 + \varphi_n) - \frac{E_a}{\omega(L_a + L_c)} \sin(\alpha_1 + \varphi - \frac{\pi}{2}) + \frac{E_c}{\omega(L_a + L_c)} \sin(\alpha_1 + \varphi - \frac{\pi}{2}) \quad (12)$$

如图5所示, 对于非换相期间

$$i_a(t) = i_d(t) = I_d + \sum_{n=1}^{50} I_{d(n)} \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (13)$$

$$i_b(t) = -i_d(t) \quad (14)$$

$$i_c(t) = 0 \quad (15)$$

同理, 可得其他期间 a , b , c 相电流表达式, 则可求出 $i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$ 在一个周期的表达式。

分别求出图2中解耦出来两个六脉动阀侧 $i_a(t)$ 和 $i_a(t)$, 并分别折算到换流变一次侧, 并且同相电流表达式相加, 对合并后各相分别进行傅立叶级数展开, 即可得出换流器注入交流系统各次谐波电流。

3 谐波电流计算结果与仿真的比较

对一个实际的直流输电系统单极大地返回 525 kV 侧额定功率(单极 1 500 MW)下换流器产生的谐波电流 (a 相), 采用时域分段法和 PSCAD/EMTDC 时域仿真法进行了比较, 并且分别对触发角、换流变换相电抗、换流变阀侧电压设置偏差、负序电压相角设定了一个角度, 20 次以内非特征谐波计算结果与仿真结果的比较见表1。

表1 时域分段法计算结果与 PSCAD 仿真的对比

额定运行下谐波电流/A					
谐波奇次	时域分段	PSCAD 仿真	谐波偶次	时域分段	PSCAD 仿真
1	1860.4	1861.2	2	0.528	0.522
3	1.301	1.268	4	0.804	0.798
5	2.610	2.509	6	0.267	0.275
7	1.725	1.719	8	0.549	0.565
9	3.185	3.091	10	0.201	0.202
15	1.734	1.789	12	0.107	0.112
17	0.579	0.557	14	0.081	0.079
19	0.457	0.471	16	0.039	0.036

由上述时域分段法分别与时域仿真的比较可知, 对于奇次谐波最大误差出现在3次, 误差为4.03%, 且此处误差为正值, 其他各次均小于4%, 偶次最大误差出现在16次, 最大误差为8.33%, 其他各次误差均在5%以内, 主要是因为16次谐波电流基数太小, 而使得相对误差变大, 但由于其数值小, 这样的误差不会对滤波器设计造成影响。由上述比较可以看出, 用时域分段法计算非特征谐波电流由于同时考虑了换相电抗, 负序电压不对称以及触发脉冲间隔不均匀等影响非特征谐波大小的因素, 同时直流侧考虑了详尽的网络模型, 其纹波电流对交流侧非特征谐波电流的影响也体现出来, 这些模型的处理使得该算法具很高计算精度。

4 蒙特卡洛法谐波电流求解

以上过程是针对一次不对称和偏差确定来进行计算的, 而实际运行时, 各种偏差和不对称是符合一定概率分布的。非特征谐波的幅值和相位是由各不

平衡发生的组合来决定, 这些随机变化量的分布情况可由制造经验来假定。但是, 非特征谐波结果不可能遵循任何已知的统计分布, 谐波分布和非理想分布间的确切关系也不可能彻底分析出来。因此, 采用统计的方法来处理上述非特征谐波的因素。对各种偏差和不对称因素作如下假定^[15]。

(1) 相间电抗偏差可认为是按正态分布的标准偏差, 为 0.7%, 这一个标准偏差一般由变压器制造商根据经验给出的。

(2) Y 接线和 接线换流变压器之间电抗偏差, 同上述的相间电抗偏差一样处理。

(3) Y 接线和 接线换流变压器之间的阀侧电压偏差是 接线换流变压器绕组中一匝压降的 1/2。

(4) 在良好对称的交流电压下, 可假设触发时刻的标准偏差为 0.036°。这一标准偏差是根据制造商对阀和 12 脉动控制系统的调查得到的。另外, 由于 12 脉动换流器用的是一个统一的控制系统, 所以两个 6 脉动桥间的触发时刻没有误差。

(5) 交流电压不对称会影响各相的触发角和重叠角, 从而产生谐波。用相角随机分布的工频负序电压分量来表示, 换流站负序电压估计为 1.1%, 相角认为是均匀且随机分布在 0 和 360° 之间。

基于以上假设, 就可进行谐波电流的计算: 在每个直流电流水平下进行多次 Montecarlo 模拟, 每次模拟中随机选取服从一定概率分布的不同的换相电抗、触发角和负序电压相角, 然后对 12 脉动换流器产生的电流进行傅里叶分解, 并从最终得到的结果中选取最大的谐波分量幅值作为计算结果。其计算流程见图 6, 计算中最高次非特征谐波为 50 次。

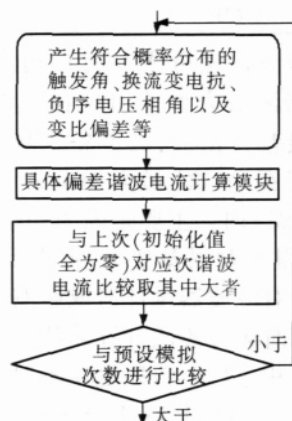


图 6 Montecarlo 计算流程图

表 2 是以表 1 计算条件下进行了 500 次 Montecarlo 模拟得出的谐波电流计算结果。模拟次数将会直接影响到计算的速度和收敛性, 次数越多, 得出的结果将会越接近于各种组合中的最大值, 收敛性越好, 不同次 Montecarlo 模拟计算出来的结果偏差减小, 然而计算速度会随着模拟次数的增加而减慢。在此, 取 500 次是在保证一定的收敛性前提

下, 具有较快的速度为原则来选取的, 否则会丧失工程实用性, 表 3 是两次 Montecarlo 计算结果 20 以内的谐波电流比较。

表 2 额定功率下蒙特卡洛计算谐波电流值

额定运行下谐波电流/A					
谐波次数	谐波电流	谐波次数	谐波电流	谐波次数	谐波电流
1	1 868.9	18	0.138	35	4.677
2	0.964	19	1.257	36	0.174
3	3.355	20	0.193	37	4.778
4	0.965	21	1.555	38	0.139
5	5.009	22	0.247	39	0.966
6	0.924	23	18.926	40	0.202
7	3.598	24	0.196	41	0.661
8	0.942	25	16.838	42	0.148
9	4.671	26	0.188	43	0.674
10	0.454	27	1.474	44	0.188
11	79.233	28	0.213	45	0.990
12	0.341	29	1.000	46	0.162
13	53.094	30	0.157	47	3.731
14	0.194	31	0.920	48	0.226
15	2.764	32	0.193	49	3.231
16	0.203	33	1.198	50	0.146
17	1.586	34	0.133		

表 3 两次 Montecarlo 模拟结果的比较

额定运行下谐波电流/A					
谐波奇次	蒙特卡洛 1	蒙特卡洛 2	谐波偶次	蒙特卡洛 1	蒙特卡洛 2
1	1 868.9	1 868.0	2	0.964	0.825
3	3.355	3.652	4	0.965	0.844
5	5.009	5.078	6	0.924	0.870
7	3.598	3.690	8	0.942	0.859
9	4.671	4.821	10	0.454	0.435
11	79.233	79.325	12	0.341	0.375
13	53.094	53.443	14	0.194	0.180
15	2.764	2.967	16	0.203	0.211
17	1.586	1.610 6	18	0.138	0.127
19	1.257	1.367 9	20	0.193	0.221

两次 Montecarlo (每次模拟次数为 500 次) 偏差比较采用的是对应次中以较大值为基准, 其中奇次谐波最大偏差是 3 次 8.13%, 偶次谐波主要由触发不对称造成的, 数值比较小, 最大偏差出现在 2 次 14.42%, 采用 500 次模拟, 通过大量的比较发现, 可以保证奇次谐波电流偏差在 10% 以内, 偶次谐波电流偏差在 15% 以内, 满足工程计算需要, 同时保持有较快的速度, 如果需提高计算的精度, 可以进一步增加模拟次数。

5 结语

(1) 采用时域分段法进行非特征谐波电流的计算, 能够考虑到引起非特征谐波电流的各个因素, 具有较高的计算精度和计算效率。 (下转第 332 页)

(2) 力平均值

在此计算中, 毋需考虑环境温度的影响, 因为碟簧力特性与环温无关, 只与碟簧变形量有关。由于在操作过程中碟簧释放(变形量 f 在减小), 从而力在下降, 因此, 计算中采用了操作前与操作后压力的平均值, 以减小计算误差。事实表明这样计算是可行的, 较适宜于工程计算中。

如果在速度算式中将压油缸的力特性 F_H 作为变形量 f 的函数后代入, 则将大大增加计算的难度和复杂性。

另外, 碟簧的力特性计算中应考虑接洽面的支承环位置(L/L_1)以及公差($\pm 5\%$), 以修正它的出力特性。由计算表明, 按 B 类计算较符合实际情况。

(3) 碟簧的数量

由于机构中采用 n 片碟簧呈串联配置, 因此, 它的力特性与单片相似(尽管每片间存在一些差异), 但它的整机压缩量为各片碟簧压缩量的叠加, 即以供给整机操作之用。其中也考虑到发生意外情况, 一旦某一片碟簧损坏(如热处理不良), 机构的速度特性仍能确保在技术条件规定的范围内。

(4) 量(油箱)大小

液压弹簧机构的能源取决于碟簧的材料变形特性, 而传统的液压机构则取决于气体的压缩。前者是属于硬特性(因压力取得较高, 如大于 40 MPa), 后者是属于软特性。或者说, 欲取得相同的出力特性, 碟簧的压缩行程(变形量)较蓄压筒的压缩行程要小, 因此, 所需作功的压缩油量要少, 其油箱相对而

言也可小些。

(5) 始进油量的设计

从计算与实测值比较可知, 对起始分(合)闸速度影响最大的因素是在刚分(合)的一瞬间, 从分(合)闸进油口到工作缸分(合)闸侧的截面积至关重要。若过小, 起始分(合)闸速度太慢, 呈一个大圆弧曲线, 而不是一条陡的斜线, 以至于影响整体分(合)闸平均速度。若当起始进油量足够后(这一点非常重要), 起始分(合)闸速度与平均速度的斜率呈基本一致, 才能满足断路器的要求。

6 结语

LW31B-252 SF₆ 断路器的计算表明, 当对碟簧作能源的压力下降特性取以某一平均值时, 可采用传统液压机构的计算方法进行刚分(合)速度的计算。机构从原理与计算上是液压机构, 只是它的能源结构有所不同, 因此, 传统液压机构中大多数计算方法均可采用。需要注意的是, 碟簧力特性应以 B 类为准, 再转化至压油缸的平均压力值, 才能取得满意的效果, 从而较适用于工程的要求。

参考文献:

- [1] 施文耀. 弹簧机构与液压机构的最佳组合[J]. 高压电器通讯, 2001(4): 40-44.
- [2] 崔景春, 施文耀. 自能式断路器及其可靠性[J]. 高压电器通讯, 2002(6): 24-28.
- [3] 施文耀. 开关液压机构[M]. 北京: 机械工业出版社, 1990.
- [4] 实用机械设计手册(下)[K]. 北京: 机械工业出版社, 1985.

(上接第 328 页)

(2) 用 Montlecalo 模拟来确定引起各种非特征谐波电流因素的概率分布, 从而最终决定这些因素引起的非特征谐波电流, 具有明确的物理意义。

参考文献:

- [1] 郑宝森, 郭日彩. 中国互联电网的发展[J]. 电网技术, 2003, 27(2): 1-3.
- [2] 任震, 曾艳, 戴保明. 高压直流输电系统中 C 型阻尼滤波器的优化模型及其算法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 123-126.
- [3] 李裕能. 开关函数法用于变流装置的谐波分析[J]. 电网技术, 2000, 24(6): 18-20.
- [4] 戚庆茹, 焦连伟, 严正, 等. 高压直流输电动态相量建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 28-32.
- [5] 徐政. 直流输电数字仿真的一种新模型[J]. 中国电机工程学报, 1989, 9(6): 40-48.
- [6] 夏道止, 沈赞坝. 高压直流输电系统的谐波分析及滤波[M]. 北京: 水利电力出版社, 1993.
- [7] 赵晚君. 高压直流输电工程技术[M]. 北京: 中国电力出版社,

2004.

- [8] 林良真, 叶林. 电磁暂态分析软件包 PSCAD/EMTDC[J]. 电网技术, 2000, 24(1): 65-66.
- [9] 周长春, 徐政. 直流输电准稳态模型有效性的仿真验证[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 33-36.
- [10] 舒印彪, 刘泽洪, 高理迎, 等. ± 800 kV 6 400 MW 特高压直流输电工程设计[J]. 电网技术, 2006, 30(1): 1-8.
- [11] 李战鹰, 任震, 曾坚勇. 多馈入直流输电系统交流侧滤波方案的设计[J]. 电网技术, 2005, 29(7): 27-30.
- [12] MASAAKI SAKUI, HIROSHI FUJITA, MITSUO SHIOYA. A Method for Calculating Harmonic Currents of a Three-phase Bridge Uncontrolled Rectifier with DC Filter[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronic, 1989, 36(3): 434-440.
- [13] SAKUI M, FUJITA H. Calculation of Harmonic Currents in a Three-phase Converter with Unbalanced Power Supply Conditions[J]. IEE PROCEEDINGS-B, 1992, 139(5): 478-484.
- [14] 波谢. 直流输电结线及运行方式[M]. 北京: 水利电力出版社, 1979.
- [15] 苏炜. 直流输电换流站交流滤波器研究[M]. 北京: 华北电力大学, 2004.