高压直流输电系统的
谐波分析及滤波

水利电力出版社

（京）新登字115号

高压直流输电系列书

高压直流输电系统的谐波分析及滤波

夏道止 沈赞埙 编著

*

水利电力出版社出版、发行

（北京三里河路6号）

各地新华书店经售

北京市地矿局印刷厂印刷

*

787×1092毫米 32开本 6.375印张 139千字

1994年8月第一版 1994年8月北京第一次印刷

印数0001—2140册

ISBN 7-120-02009-9/TM·543

定价7.00元

前　　言

自从50年代中期世界上第一条工业性的高压直流输电线路投运以来，随着高电压、大容量晶闸管的制造水平的提高以及控制理论和技术的发展，加之直流输电具有① 本身无稳定性问题；② 利用其迅速而精确的调节性能可以提高与之并联的交流线路的稳定性和传输容量；③ 将其作为大区电网间的联络线能提高互联系统运行可靠性和灵活性等主要技术经济特点，高压直流输电越来越受到人们的重视。

当今，全世界有40多项高压直流输电工程以其特有的性能在电力系统中发挥作用，并成为与交流系统相辅相成的有效环节。这些工程以其多年可靠运行的经历和所累积的经济效益显示出了直流输电的发展前景。

我国幅员广阔，水能和化石能源蕴藏地与用电负荷中心的地理分布很不平衡，远距离输电已成为不可回避的现实问题。大陆与海岛之间的电能输送、大城市供电中架空线走廊缺少和短路容量增大等问题的解决日趋重要和迫切。因此，在我国发展和应用直流输电及其技术是十分必要的。

我国自行建成的舟山100kV海底电缆直流送电和引进的葛洲坝—上海±500kV直流输电工程的相继投产，使直流输电的可行性和可靠性得以证实，从而增强了人们对直流输电的兴趣和信心。

我国有关专业的高校和科研、生产单位一起，曾参加过31kV直流输电、舟山工程、葛—上线工程，大区间直流联网的可行性论证，三峡工程电力系统与重大装备的国家科技攻

关项目及国家教委重点科研项目“高压交直流输电理论及其应用”等多方面的研究工作。

为深入地交流和更好地开展有关高压直流输电的研究工作，巩固研究成果，并使这些研究成果在我国获得更广泛的应用，我们将多年的研究成果整理成这套高压直流输电系列书，包括控制系统、故障分析、谐波与滤波、动态过程仿真、可靠性和稳定性分析等六个方面的专著。

本书是谐波与滤波部分。第一章至第三章由夏道止执笔，第四、五章由沈赞埙执笔。

浙江大学戴熙杰教授对本书进行了详细的审阅，并提出了很多宝贵意见，特此表示由衷的感谢。

限于作者水平，缺点和错误之处难免，恳请读者批评指正。

编　者

1993年12月

目　　录

第一章　绪　　论

谐波及其抑制是高压直流输电中的重要技术问题之一。由于换流器的非线性特性，在交流系统和直流系统中将出现谐波电压和电流，它们对系统本身和用户都会造成影响和危害。为了抑制谐波，通常不得不装设滤波装置，这样在换流站的投资和占地面积中，这些滤波装置就占有相当大的比重。因此，对谐波进行准确分析计算并合理地配置滤波装置，对于高压直流输电的设计和运行都有十分重要的意义。

在世界上第一个工业性直流输电工程投运以前，人们早就对直流输电引起的特征谐波进行了大量的研究工作，而对于非特征谐波的研究则始于60年代末期。这些研究工作大都从换流站本身出发，分析和计算其交流侧所产生的谐波电流和直流侧所产生的谐波电压，研究它们的特性和影响，并将它们分别看成谐波电流源和谐波电压源，从而分别计算交流系统和直流系统中的谐波电压、电流分布。80年代以后，交直流系统的谐波分析有了进一步的发展，其主要特点是将交直流系统作为整体，考虑交流系统和直流系统中谐波电压和电流之间的相互影响，进行统一求解，使计算结果更为准确。

80年代以前滤波器的设计通常根据最小电容容量和一定的滤波器调谐锐度范围，经过适当的试凑使滤波器兼顾滤波和经济性两方面要求，这种设计方法不但费时而且只适用于一些简单的滤波器结构。近年来，已开始将优化理论和方法

应用于滤波器的设计，使之能系统地解决和全面地考虑各种滤波器结构的优化设计问题。

本书将介绍有关交直流系统谐波的规律和分析方法，谐波造成的危害以及滤波装置的设计问题。第二章介绍换流站交流侧的特征谐波和非特征谐波电流以及直流侧的特征谐波和非特征谐波电压的规律和计算方法。第三章首先介绍应用谐波电流源和谐波电压源分别进行交流系统和直流系统中谐波电流、电压分布的计算方法，然后依次介绍对交直流系统的特征谐波和非特征谐波进行统一计算的方法。第四章中介绍谐波对系统中的元件、系统本身以及通信所造成的危害和影响。第五章介绍各种滤波器的结构型式和滤波装置的设计方法，并介绍一些其它的谐波抑制方法。以上内容主要以两端直流输电系统为对象，但所介绍的原理和方法亦可推广到多端直流输电系统，以及变频站、非同步联络站等情况。

必须指出，到目前为止，关于交直流输电系统的谐波分析和抑制还存在不少有待深入研究的问题。例如，如何计算或估计负荷及系统的等值谐波阻抗，如何对待系统的背景谐波以及系统中存在其它谐波源时的谐波分析方法等等。

实际上，交直流系统的谐波分析还有另外一个重要的方面，即由动态过程所引起谐波的分析，例如在直流系统进行运行情况调整时的动态过程，以及交流系统发生故障或操作时的动态过程等。关于动态过程中的谐波，目前可以应用一些通用的暂态过程分析程序（如 EMTP，EMTDC）或某些专用的程序来进行分析。另外，换流站除了产生音频范围内的谐波以外，还会产生更高频率的谐波，它们对换流站附近的电视或微波通信产生干扰。涉及到以上这些问题时，只作一般性叙述，

至于具体的计算和分析则已经超出本书的范围。

在本书中需要用到有关纯交流电力系统稳态分析方面的知识，限于篇幅，未能加以介绍，必要时读者可查阅有关的参考书籍。

第二章　换流站的谐波分析

第一节　谐 波 分 析 基 础

与一般交流电路中产生非正弦周期性电压和电流的原理相同，由于换流器的非线性特性，在稳态运行情况下，交直流系统中也将产生周期性的非正弦电压和电流，它们的周期与交流系统的工频周期一致。因此，在交流电路理论中有关非正弦周期性电压、电流的理论和分析方法，同样适用于交直流系统中的谐波分析。本节将直接介绍这些理论和方法，它们的推导和证明可查阅一般电工基础书籍。

用 T 表示交流系统的工频周期，则 $f=1/T$ 为系统的工频频率，$\omega=2\pi f=2\pi/T$ 为相应的角频率。$f(\omega t)$代表以 T 为周期的电压或电流，当满足狄利克雷条件时，它可以用傅里叶级数表示为

$$f(\omega t) = A_{(0)} + \sum_{n=1}^{\infty}(A_{(n)}\cos n\omega t + B_{(n)}\sin n\omega t) \quad (2\text{-}1)$$

其中

$$\left.\begin{aligned} A_{(0)} &= \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} f(\omega t)\mathrm{d}(\omega t) \\ A_{(n)} &= \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(\omega t)\cos n\omega t\mathrm{d}(\omega t) \\ B_{(n)} &= \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(\omega t)\sin n\omega t\mathrm{d}(\omega t) \\ n &= 1,2,3\cdots \end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}2)$$

或

$$f(\omega t)=A_{(0)}+\sum_{n=1}^{\infty}C_{(n)}\sin(n\omega t+\varphi_{(n)}) \tag{2-3}$$

比较式(2-1)和式(2-3),可以得出系数 $A_{(n)}$、$B_{(n)}$、$C_{(n)}$和相位 $\varphi_{(n)}$之间的关系为

$$\left.\begin{aligned} C_{(n)} &= \sqrt{A_{(n)}^2+B_{(n)}^2} \\ \varphi_{(n)} &= \operatorname{arctg}(A_{(n)}/B_{(n)}) \\ A_{(n)} &= C_{(n)}\sin\varphi_{(n)} \\ B_{(n)} &= C_{(n)}\cos\varphi_{(n)} \\ n &= 1,2,3\cdots \end{aligned}\right\} \tag{2-4}$$

或用复数形式表示为

$$B_{(n)}+jA_{(n)}=C_{(n)}\exp[j\varphi_{(n)}] \tag{2-5}$$

$$n=1,2,3\cdots$$

在式(2-3)中,$A_{(0)}$称为 $f(\omega t)$的恒定分量或直流分量;$C_{(1)}\sin(\omega t+\varphi_{(1)})$称为基波分量或第一谐波分量;$C_{(n)}\sin(n\omega t+\varphi_{(n)})$的频率为工频频率(即基波频率)的整倍数($n=2,3,4\cdots$),按 n 的大小分别称为 n 次谐波分量。

由于式(2-1)和式(2-3)中的系数和相位之间存在式(2-5)的关系,故常将式(2-1)称为傅里叶级数的直角坐标形式,将式(2-3)称为极坐标形式。

由于在式(2-2)的被积函数中,$f(\omega t)$、$\cos n\omega t$ 和 $\sin n\omega t$ 都是以 T 为周期的周期性函数,因此式中的积分上限或下限可以根据需要任意给定,以简化积分计算,但应保持上、下限之间的差仍为 2π。

在谐波分析中常遇到下列几种具有特殊波形的周期性函数:

(1) $f(\omega t)$为偶函数,满足 $f(-\omega t)=f(\omega t)$。在此情况下,傅里叶级数式(2-1)中只含余弦项,且 $A_{(0)}$和 $A_{(n)}$的计算式可以简化为

$$\left.\begin{aligned} A_{(0)} &= \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} f(\omega t)\mathrm{d}(\omega t) \\ A_{(n)} &= \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(\omega t)\cos n\omega t\ \mathrm{d}(\omega t) \\ n &= 1,2,3\cdots \end{aligned}\right\} \tag{2-6}$$

(2) $f(\omega t)$为奇函数，满足 $f(-\omega t)=-f(\omega t)$。此时，式(2-1)中只含正弦项，且 $A_{(0)}=0$。$B_{(n)}$的计算式可以简化为

$$B_{(n)}=\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(\omega t)\sin n\omega t\mathrm{d}(\omega t) \tag{2-7}$$

$$n=1,2,3\cdots$$

(3) $f(\omega t)$满足条件 $f(\omega t+\pi)=-f(\omega t)$。在此情况下，常将函数 $f(\omega t)$称为对称函数，而式(2-1)和式(2-3)中只含基波和奇次谐波分量，且 $A_{(n)}$和 $B_{(n)}$的计算式可以简化为

$$\left.\begin{aligned} A_{(n)} &= \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(\omega t)\cos n\omega t\mathrm{d}(\omega t) \\ B_{(n)} &= \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(\omega t)\sin n\omega t\mathrm{d}(\omega t) \\ n &= 1,3,5\cdots \end{aligned}\right\} \tag{2-8}$$

(4) $f(\omega t)$满足条件 $f(\omega t+\pi)=f(\omega t)$。此时，傅里叶级数式(2-1)和式(2-3)中只含直流和偶次谐波分量，且 $A_{(0)}$、$A_{(n)}$和 $B_{(n)}$的计算式可以简化为

$$\left.\begin{aligned} A_{(0)} &= \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} f(\omega t)\mathrm{d}(\omega t) \\ A_{(n)} &= \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(\omega t)\cos n\omega t\mathrm{d}(\omega t) \\ B_{(n)} &= \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(\omega t)\sin n\omega t\mathrm{d}(\omega t) \\ n &= 2,4,6\cdots \end{aligned}\right\} \tag{2-9}$$

在式(2-8)和式(2-9)中，积分下限或上限也可以根据需

要任意给定，但应保持上、下限之间的差仍为 π。

现在考虑函数 $f(\omega t+\theta_0)$ 与 $f(\omega t)$ 的傅里叶级数之间的关系，其中 θ_0 为任意常数。显然，$f(\omega t+\theta_0)$ 是与 $f(\omega t)$ 具有同一周期的周期性函数。在式(2-3)中令 $\omega t=\omega t+\theta_0$，得

$$f(\omega t+\theta_0)=A_{(0)}+\sum_{n=1}^{\infty}C_{(n)}\sin[n\omega t + (n\theta_0+\varphi_{(n)})] \tag{2-10}$$

比较式(2-3)和式(2-10)可知，$f(\omega t+\theta_0)$ 的直流分量以及基波和各次谐波的幅值与 $f(\omega t)$ 的对应量分别相等，而 $f(\omega t+\theta_0)$ 中基波和各次谐波的初相位则分别比 $f(\omega t)$ 的对应初相位增加 $n\theta_0(n=1,2,3\cdots)$。这一关系虽然简单，但在谐波分析中却非常有用。例如，当两个周期性函数具有相同的波形但在时间关系上相差某一常数 $t_0=\theta_0/\omega$（或者相位关系上相差 θ_0）时，由一个周期性函数的直流、基波及各次谐波分量的幅值和相位，可以直接推出另一个周期性函数的相应量。或者，对于同一个周期性函数，当起始时间（即相应的参考相位）改变时，可以由原来得出的直流、基波和各次谐波分量的幅值和相位直接推出参考相位改变后的相应量。

对于非正弦周期性电压和电流

$$\left.\begin{aligned} u(\omega t)&=U_{(0)}+\sum_{n=1}^{\infty}\sqrt{2}U_{(n)}\sin(n\omega t+\varphi_{(n)})\\ i(\omega t)&=I_{(0)}+\sum_{n=1}^{\infty}\sqrt{2}I_{(n)}\sin(n\omega t+\psi_{(n)}) \end{aligned}\right\} \tag{2-11}$$

它们的有效值 U 和 I 仍定义为一个周期内的均方根值，即

$$U=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}[u(\omega t)]^2\mathrm{d}(\omega t)}$$

$$I=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}[i(\omega t)]^2\mathrm{d}(\omega t)}$$

由此可得出

$$\left.\begin{aligned} U &= \sqrt{U_{(0)}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} U_{(n)}^2} \\ I &= \sqrt{I_{(0)}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{(n)}^2} \end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}12)$$

式中　$U_{(0)}$、$I_{(0)}$——电压、电流的直流分量；

$U_{(n)}$、$I_{(n)}$——基波及各次谐波电压、电流有效值。

非正弦周期性电压和电流所形成的视在功率、有功功率和无功功率分别定义如下：

视在功率为电压有效值和电流有效值的乘积，即

$$S = UI \quad (2\text{-}13)$$

有功功率为一个周期内瞬时功率的平均值，即

$$P = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u(\omega t) i(\omega t) \mathrm{d}(\omega t)$$

将式(2-11)代入上式，经化简后得

$$P = U_{(0)} I_{(0)} + \sum_{n=1}^{\infty} U_{(n)} I_{(n)} \cos(\varphi_{(n)} - \psi_{(n)}) \quad (2\text{-}14)$$

它表明有功功率为由电压和电流中的直流分量、基波和各次谐波分量分别形成的有功功率之总和，而不同频率的电压和电流分量之间并不形成有功功率。

无功功率定义为

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} U_{(n)} I_{(n)} \sin(\varphi_{(n)} - \psi_{(n)}) \quad (2\text{-}15)$$

由式(2-13)～式(2-15)并利用式(2-11)和式(2-12)可以推出视在功率、有功功率和无功功率之间的关系

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (2\text{-}16)$$

这一关系与一般正弦电压和电流所形成的功率之间的关系不同，由于电压和（或）电流的非正弦性，在功率关系式(2-16)中出现了 D^2 项，它的存在是由于电压和（或）电流的波形发生畸变而造成的，所以 D 称为畸变功率。

有功功率 P 和视在功率 S 之比 P/S 仍称为功率因数。由于电压、电流中谐波分量的存在以及畸变功率的出现，往往使功率因数变得更低。只有当 $u(\omega t)$ 与 $i(\omega t)$ 每一时刻瞬时值之比保持不变时，功率因数才等于 1。

在一般三相系统中，当电压、电流呈现非正弦周期性变化时，通常需要按相将电压、电流展开成傅里叶级数，以便得出每相电压、电流的各个分量，并计算各相的视在功率、有功功率、无功功率和畸变功率。然而，在对称的三相系统中，各相电压、电流的同次谐波分量之间的关系将存在如下的一般规律。

以系统中某一处的电流为例，当三相系统完全对称时，三相电流的波形将完全相同，但彼此之间相差基波周期的三分之一。设 a 相电流的傅里叶级数为

$$i_a(\omega t)=I_{(0)}+\sum_{n=1}^{\infty}I_{(n)}\sin(n\omega t+\psi_{(n)}) \tag{2-17}$$

b 相电流在时间上将滞后于 a 相电流 $T/3$，即相当于在相位上滞后 $\omega T/3=2\pi/3$。于是，应用式(2-10)，并令 $\theta_{(0)}=-2\pi/3$，得

$$\begin{aligned} i_b(\omega t)&=i_a(\omega t-2\pi/3)\\ &=I_{(0)}+\sum_{n=1}^{\infty}I_{(n)}\sin\left[n\omega t+\left(\psi_{(n)}-n\frac{2\pi}{3}\right)\right] \end{aligned} \tag{2-18}$$

c 相电流在相位上滞后于 a 相电流 $2\omega T/3=4\pi/3$，并同理得

$$i_c(\omega t)=i_a(\omega t-4\pi/3)$$

$$=I_{(0)}+\sum_{n=1}^{\infty}I_{(n)}\sin\left[n\omega t+\left(\psi_{(n)}-n\frac{4\pi}{3}\right)\right] \tag{2-19}$$

比较式(2-17)～式(2-19)，可以得出如下规律：三相电流的直流分量彼此相等；三相电流的基波($n=1$)及 $n=4,7,11\cdots$ 次谐波分量的幅值分别相等，其初相位关系都是 b 相滞后于 a 相 $2\pi/3$，c 相滞后 a 相 $4\pi/3$，说明三相电流的这些分量呈正序；$n=2,5,8\cdots$ 次谐波分量的幅值分别相等，但初相位关系为 b 相滞后于 a 相 $4\pi/3$，c 相滞后于 a 相 $2\pi/3$，即这些分量呈负序；$n=3,6,9\cdots3$ 倍次谐波分量的幅值和初相位都分别相等，即它们呈零序。显然，对于三相电压的各个分量也服从上述规律。这一规律对于交直流系统的特征谐波分析相当重要。

第二节　换流站交流侧的特征谐波

在分析换流器引起的谐波时，通常先采用一些理想化的假设条件，这样不但可以使分析得到简化，而且对谐波中的主要成分可以得出具有一定精度的结果。这些简化假设是：

1) 换流变压器网侧(指换流变压器与交流系统或发电机相连接的一侧)提供的换相电压为三相对称的基波正序电压，不含任何谐波分量；

2) 换流变压器的三相结构对称，各相参数相同；

3) 在同一换流站中，各换流阀以等时间间隔的触发脉冲依次触发，且触发角保持恒定；

4) 换流器直流侧的电流为不含任何谐波分量的恒定直流电流，这相当于假定平波电抗器的电感量为无穷大。

在这些假设条件下，换流站网侧的三相电流和直流侧电压中的谐波，其次数和特性比较规律，它们统称为特征谐波。本节将分析三相电流中的特征谐波，从而得出一些有价值的定性和定量结果。

注意到条件1)～3)相当于假定换流器交流侧处于三相对称、稳态运行情况之下，由本章第一节分析结果可知，三相电流中各次谐波的相序与谐波次数之间存在一定规律。为此，只需分析 a 相电流中的各次谐波分量，而其它两相电流中的谐波可以应用谐波次数与相序之间的对应关系得到。

一、6脉波换流器的特征谐波电流

图2-1为三相6脉波整流器的示意图。当三极晶体闸流管 V_1～V_6 依次以触发角 α 进行触发时，三相电压和电流的波形图如图2-2所示。

1. 忽略换相过程影响时的谐波电流

在忽略换相过程影响的情况下，各相电流波形由正、负相间的矩形波组成，如图2-2中实线所示。矩形波的宽度为 $\frac{2}{3}\pi$，正、负脉冲之间的相位差为 π。为简化分析，这里取 a 相电流正矩形波的中点为时间(即相位)的参考点。这样，$i_a(\omega t)$ 将为偶函数，其傅里叶级数中只含余弦项。应用式(2-6)并注意到由于三相对称且电流波形都呈对称函数，$i_a(\omega t)$ 中只含基波及奇次谐波，从而得出傅里叶级数中的系数为

$$\begin{aligned}A_{(n)} &= \frac{2}{\pi}\left\{\int_0^{\frac{\pi}{3}} I_d\cos n\omega t\mathrm{d}(\omega t)\right.\\&\qquad\left.+\int_{\frac{2}{3}\pi}^{\pi} - I_d\cos n\omega t\mathrm{d}(\omega t)\right\}\\&=\frac{2}{n\pi}I_d\left(\sin\frac{n\pi}{3}+\sin\frac{2n\pi}{3}\right)\end{aligned}$$