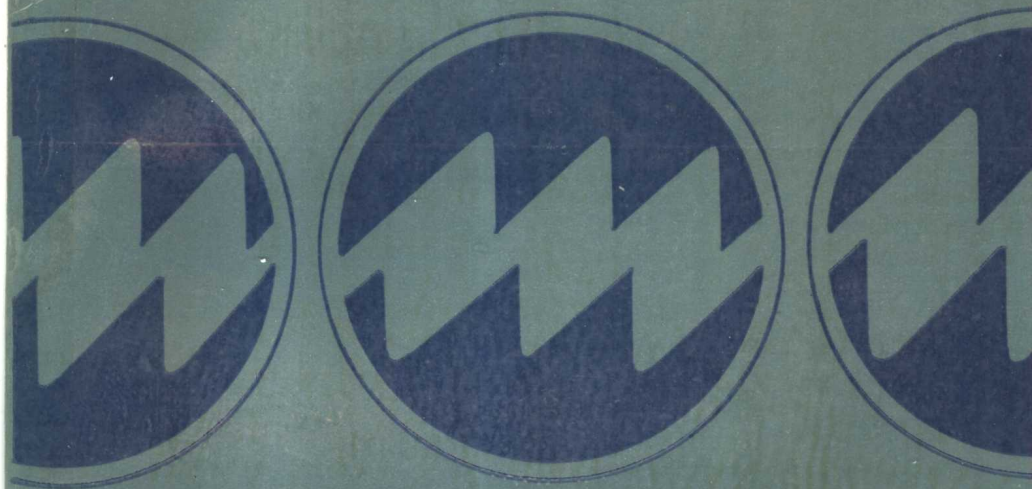


MAIDONGKAIGUAN
HANSHUJIQIYINGYONG



脉动开关函数及其应用

——交直流耦合振荡分析

任 元 编 著

脉动开关函数及其应用

——交直流耦合振荡分析

任元 著

华中工学院出版社

内 容 提 要

本书是1979至1980年间在武汉钢铁公司的热精轧机系统上所发生的交直流耦合电气振荡的理论总结。所介绍的理论体系包括：建立以开关函数表征的可控硅桥两侧电量的耦合方程组，将开关函数分解为稳态开关函数和脉动开关函数，对脉动开关函数进行数学描述，建立表征偏差量之间相互关系的方框图，导出传递函数。此外，还对 z 变换及采样器、载波调制等数学描述手段作了补充和修正。从书中可以看到作者解决重大技术问题的全部思路，给人以启示。本书的科研成果获得国家科学技术进步奖二等奖。

对于从事可控硅控制系统（包括轧机和其他自动化拖动设备以及直流输电等）的研究、设计、运行人员均有参考价值。

脉 动 开 关 函 数 及 其 应 用

任 元 著

责任编辑 李 德

华中工学院出版社出版

（武昌喻家山）

新华书店湖北发行所发行

华中工学院出版社印刷厂印刷

开本：850×1168 1/32 印张：6.625 字数：160,000

1985年9月第一版 1985年9月第一次印刷

印数：1—1,000

统一书号：15255—055 定价：1.95元

序

我很高兴地把任元教授的《脉动开关函数及其应用》介绍给我国高等工程教育界和科学技术界的同志们。这不仅因为“脉动开关函数”理论是我国科技工作者的创造，尤其值得指出的是这个新理论来自生产实际，是作者在解决世界罕见的电气振荡问题的过程中创造的。可以说，这本书生动地证明了党中央确定的“经济建设依靠科学技术，科学技术面向经济建设”战略方针的无比正确。

武汉钢铁公司从日本引进的一米七热轧机，在一九七九年一月试生产过程中，当轧机负荷刚刚达到设计指标的百分之四十（三万三千千瓦）时，精轧系统就发生了强烈的电气振荡，轧机安全受到威胁，功能考核无法进行。为了解决这一问题，中日双方举行了长达一年半之久的技术谈判。任元教授应武汉钢铁公司的邀请参加了这一谈判。在谈判过程中，任元同志同武钢技术人员一道，认真地分析了轧机系统振荡的情况，首次提出了“脉动开关函数”这一新概念，并运用这一新概念论证了电气振荡的振源来自轧机的负电阻效应，精确地算出了轧机系统产生的引起振荡的能量，从而驳回了日方代表为推卸责任的各种论点，确认轧机系统的设计考虑欠周。在分清责任的基础上，任元同志又同武钢技术人员一道，提出了抑制振荡的技术方案。日方接受了我方案案，经过试验和现场调试，于一九八〇年六月消除了振荡。

轧机系统的电气振荡是一种很复杂的物理现象。据文献记载，一九七四年在美国C.E公司的装置上发生过世界上第一次有记载的这种性质的振荡，但在任元教授提出“脉动开关函数”概

念之前，尚未见到有从理论上解决这一问题的文献。早在中日技术谈判的过程中，任元同志于一九八〇年就写了《以可控硅构成的交直流耦合非线性动态系统的无限整数次谐波振荡的理论分析》、《在轧机失去稳定时的无功补偿装置的特性》等论文，从理论和实际的结合上解决了这一问题。国家科委曾组织同行专家组对任元同志的论文进行过审核评议，认为任元“首次提出的脉动开关函数的新概念，具有实际应用价值，其理论计算与实际情况也基本相符”。现在，任元教授又写出了这部《脉动开关函数及其应用》的专著，我相信它对我国广大科技工作者是有裨益的。

武钢热轧机系统电气振荡问题的解决和《脉动开关函数及其应用》一书的出版，生动地表明我国是有人才的，我国科技工作者是有相当水平的。只要我们坚持“经济建设依靠科学技术，科学技术面向经济建设”的战略方针，实行高等学校和生产部门相结合，理论研究人员和工程技术人员相结合，注意发挥集体的力量，重大的科技难关是能够突破的，科学技术就一定能为经济建设作出应有的贡献。

朱 力 总

1985年4月

目 录

第一章 结论

1-1 脉动开关函数理论产生的背景	1
1-2 交直流耦合振荡的出现与生产发展的关系	4
1-3 可控硅控制系统的数学模型发展简述	7
1-4 考虑交流侧内阻抗影响的开环传递函数	12
1-5 耦合运算阻抗 $Z_{ac}(s + j\omega_0)$ 的讨论	14
1-6 耦合运算阻抗的实用性	17

第二章 脉冲传递函数 z 变换公式的修正

2-1 概述	20
2-2 脉冲响应函数 $g(t)$ 的初值	21
2-3 闭环离散控制系统的脉冲传递函数分析	24
2-4 任一输入脉冲和输出脉冲的关系	27
2-5 脉冲传递函数的 z 变换修正式	30
2-6 离散时间状态方程的 z 变换	32
2-7 以函数序列变换代表脉冲传递函数	36

第三章 拉普拉斯象函数的载波调制变换

3-1 概述	37
3-2 拉普拉斯变换及其反变换	39
3-3 z 变换	44
3-4 函数序列变换	48
3-5 载波调制变换	54

第四章 脉冲宽度调制的采样器描述

4-1 概述	58
4-2 空载时, 可控硅全控桥直流侧电压的控制	59
4-3 空载时, 可控硅全控桥直流侧电压的增量	65

4-4	小扰动下, 可控硅全控桥直流侧电压增量的 z 变换	69
4-5	空载、对称及小扰动情况下, 可控硅全控 桥控制关系的采样器	74
4-6	可控硅全控桥控制关系中没有零阶保持器的分析	75
4-7	重叠角 γ 的影响	76
第五章 可控硅全控桥两侧电量的耦合方程组		
5-1	概述	79
5-2	忽略重叠角时, 可控硅全控桥两侧电量的耦合方程	85
5-3	开关函数的波形和在稳态情况下的级数展开式	89
5-4	耦合方程组和开关函数展开式的应用实例	92
5-5	可控硅全控桥耦合方程组的矩阵形式	94
5-6	偏差量(增量)的耦合方程组	95
第六章 脉动开关函数		
6-1	概述	98
6-2	Δv_c 和它的控制能力之间的虚拟关系式	100
6-3	控制能力函数 $\Delta t_a(t_1)$ 及其极限形式	103
6-4	脉动开关函数的分解	104
6-5	脉动开关函数中各种成分的数学表达式	106
6-6	脉动开关函数成分的规格化	109
6-7	脉动开关函数序列成分的总和	111
6-8	脉动开关函数的数学表达式	112
6-9	脉动开关函数的极限形式及作用框图	115
6-10	脉动开关函数应用举例	117
第七章 交直流耦合方框图		
7-1	概述	121
7-2	广义的乘法环节	122
7-3	可控硅桥耦合的综合方框图	126
7-4	Δv_{dc} 和 Δv_c 关系框图的归并	132
7-5	控制对直流侧电压的间接影响	133
7-6	直流侧电流波动的间接影响	140

7-7	可控硅桥耦合控制系统实用总框图	145
第八章 多相整流可控硅控制系统		
8-1	概述	149
8-2	多相整流的可控硅控制系统举例	149
8-3	三相变压器组的耦合方程	154
8-4	运算阻抗 $Z(s)$ 的折算	164
8-5	有移相变压器的可控硅桥耦合方程组	165
8-6	复合的稳态及脉动开关函数	166
第九章 重叠角对开关函数的影响		
9-1	重叠角对稳态直流电压的影响及其计算式	173
9-2	稳态开关函数及脉动开关函数的修正	176
9-3	运用稳态及脉动开关函数修正结果的实施方法	182
9-4	直流侧电流波动对本侧电压间接影响的修正	184
9-5	控制讯号对直流侧电压间接影响的修正	185
9-6	控制讯号对直流侧电压直接影响的修正	188
第十章 脉动开关函数理论应用举例		
10-1	交直流两侧振荡电流频率的关系	188
10-2	交流侧阻抗电压降对于直流侧振荡电流的反馈作用	190
10-3	对振荡规律性的解释	191
10-4	寻找解决振荡问题的规律	193
10-5	振荡抑制器的设计及试验	201
参考文献		

第一章 绪 论

1-1 脉动开关函数理论产生的背景

一九七九年初，武汉钢铁公司从日本新日铁公司引进的热精轧机系统在投料试产时，发生电气振荡，因而负荷不能达到设计水平，功能考核无法进行，并极大地威胁着轧机的安全。这种振荡现象极为罕见，一九七四年在美国通用电气公司的设备上发生过世界上第一次有记载的这种性质的振荡，但并没有从理论上作出严格论证。在一九七九年所发生的这一次振荡，涉及到三个国家生产的设备，即中国的供电网络，日本新日铁公司供货的热精轧机系统，比利时 ACEC 公司供货的静止无功补偿装置。为了弄清振荡原因，明确技术责任，自一九七九年三月，开始了中、日、比三方的技术谈判。到一九八〇年六月，振荡问题才得到了解决。

振荡本身表明，振荡的发生及其现象有着明确的规律性。一般来说，有规律性的东西应该可以用严格的理论来加以阐明。然而，用已有的、传统的理论却不能解释轧机可控硅控制系统的稳定性问题和振荡现象。脉动开关函数的理论就是在这种情况下产生出来的，它顺利地解释了可控硅桥交直流耦合系统由于失去稳定性而产生振荡的机理，提供了明确的数学模型，使传统的控制理论和这种特定的对象密切地、严格地联系起来。按照这一理论，成功地解决了振荡问题。

武钢轧机振荡现象的规律性主要有：(1)振荡总是在轧制功率上升到它的设计值(82MW)的60%至70%后才会发生。(2)可控硅桥直流侧的电量中，仅有单一振荡频率的波动成分，且在

轧机控制回路未采取措施前，其频率总是在83赫左右，偏差不超过 ± 3 赫。在轧机控制回路接入抑制振荡电路后，随抑制振荡电路参数的不同，这一振荡频率曾变化到68赫。(3)可控硅桥交流侧，叠加在原稳态分量之上的波动成分中，可以分解出比较多的分量，但其中最主要分量的频率 f_{ac} ，和直流侧振荡频率 f_{dc} 总是相差工频频率 f_s 的数值，即 $f_{ac} - f_{dc} = f_s$ 。一九七四年在美国通用电气公司设备上所发生的这种振荡，所记载的直流侧振荡频率156赫及交流侧主振频率216赫，也是相差该供电系统的工频频率60赫。现将一九七九年六月武钢轧机某次振荡的波形图，示于图1-1中。

图中波形证实了按照已有的分析可控硅桥控制系统稳定性的方法，不能解释这种性质的振荡现象，其反映在如下各点：(1)没有发现虚部为 $2\pi f_{dc}$ 的特征根。(2)所有特征根的实部为负。(3)所有特征根的实部和虚部对于直流负荷变化的敏感度很低。上述第一点说明不可能出现频率为 f_{dc} 的波动，即使是很快的衰减波动。第二点说明没有任何发散或持续振荡的可能性。第三点说明直流负荷的变化不可能使振荡产生。根据原有理论建立起来的数学模型无论利用何种判据，都导出了和客观现象完全不一致的结论。这充分说明现有理论在面临复杂问题时的无能为力，说明按照现有理论所建立的数学模型不能作为对客观对象的一种数学抽象，不能成为一个反映真实情况的模型。

用脉动开关函数理论所建立的控制系统的开环及闭环传递函数，以及由此得到的特征方程和特征根，不仅充分反映了交流侧电源内阻抗的性质，而且十分方便的阐明了振荡现象的各种规律。按照这种理论可以十分精确地预先计算振荡发生的频率和所上升到的轧制功率，这是新理论的正确性在实践中的反映，而其理论意义上的严格性将在下面加以介绍。

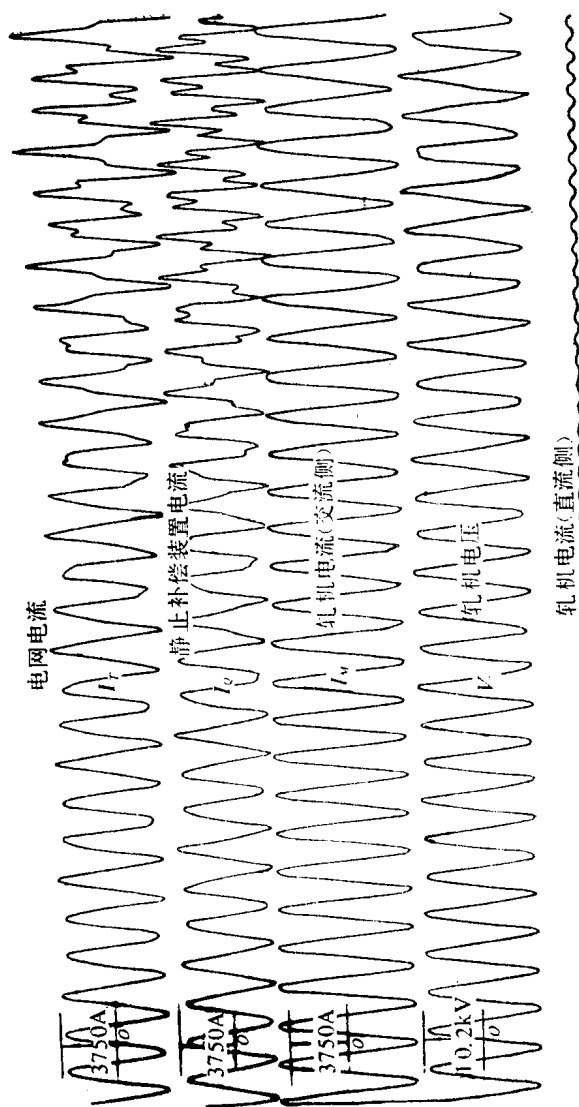


图1-1 武钢一米七轧机振荡电流波形图

1-2 交直流耦合振荡的出现与 生产发展的关系

随着生产水平的提高,具有巨大功率并需要进行快速控制的控制对象将会日益增多.如果对控制的快速性要求比较高,则大功率的控制对象一般都是用可控硅桥作为直流电源的.武钢的一米七热精轧机系统是一个实例.还有直流输电,也是利用大功率的可控硅桥进行整流和逆变.可控硅桥在整流和逆变过程中,要向电网吸收大量的、迅速变化的无功功率.在图1-2中,示出了武钢热

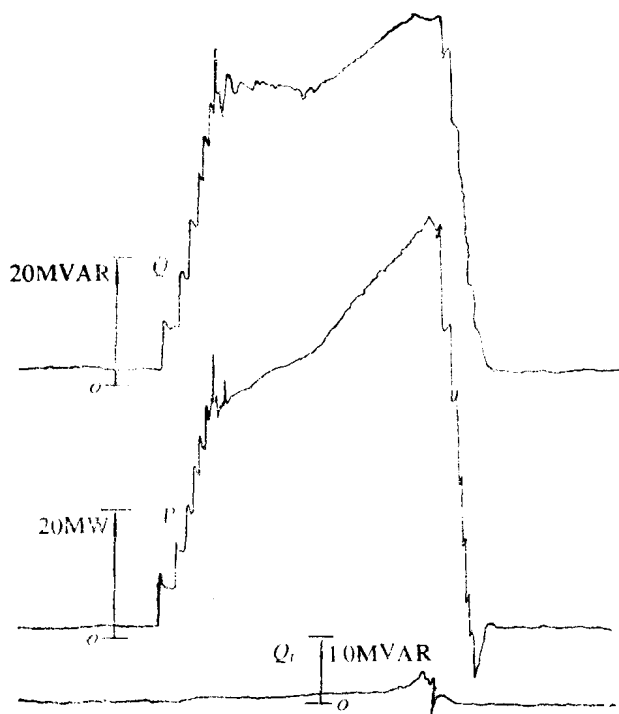


图1-2 武钢一米七热精轧机系统有功功率和无功功率波形图

精轧机系统在咬钢、加速及甩钢过程中，从电网吸收的无功功率随有功功率变化的情况。

供电网络阻抗中的主要成分是电抗，大量的迅速变化的无功功率将造成数量比较大并迅速变化的电压损失。这种电压损失既影响了供电网络的电压质量，也影响了可控硅桥自身所取用的电压质量，再加上无功电流造成损耗等原因，无功功率之大量从供电网络中取用，成为一件极不希望的事情。因此，一般在向可控硅桥供电的10kV左右的母线上，装设静止无功功率补偿装置（以下简称静补）。静补由可控电抗器及很多滤波器支路所组成，和原来的电网一起，构成了一个相当复杂的电路。用等效发电机原理（戴维南定律）将这一电路简化为等值电势和内阻抗，其复杂性表现在这一内阻抗的性质上面。直流侧电流的任何变化，都会在这些内阻抗中产生电流和电压的变化，内阻抗电压降的变化又将影响到直流侧电压的变化。这种交直流两侧的相互影响，和上述内阻抗的性质密切相关。内阻抗的性质愈复杂，交直流两侧的这种耦合关系也就愈复杂。因此可以认为：在武钢热精轧机系统上所出现的虽属罕见的交直流耦合电气振荡现象，将在生产规模日益扩大的情况下，变成人们必须重视和加以解决的课题，也就是

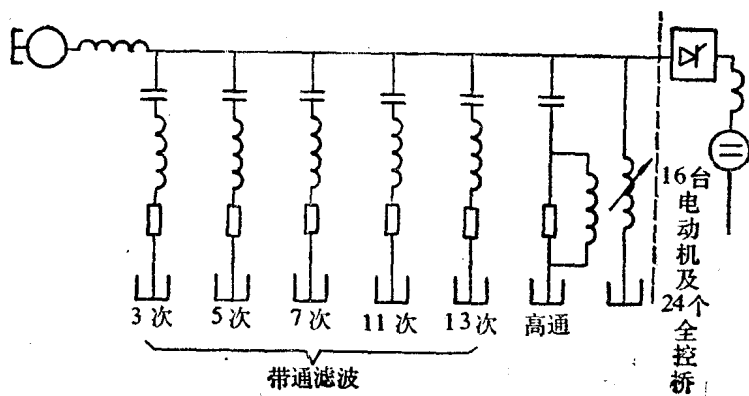


图1-3 武钢热精轧机系统10kV供电母线及静补电路图

必须把交流侧内阻抗的复杂性质，精确的反映到控制对象的数学模型之中。

武钢热精轧机系统10kV 供电母线的电路如图1-3，其滤波器各个支路的参数列于表1-1中。

表1-1 武钢热精轧机系统静补装置滤波器各支路参数表

参 数 \ 名 称	带 通 滤 波 器					高通滤波器
滤波次数 n	3	5	7	11	13	14
电容器容量 S_n (MVA)	4.8	31.2	9	9	9	15.6
电容器额定电压 V_n (kV)	$\frac{12}{\sqrt{3}}$	$\frac{12}{\sqrt{3}}$	$\frac{12}{\sqrt{3}}$	$\frac{12}{\sqrt{3}}$	$\frac{12}{\sqrt{3}}$	$\frac{10}{\sqrt{3}}$
品质因数 Q_n	30	30	30	30	30	1

图中各次带通滤波器的运算导纳为

$$Y_n(s) = \frac{Q_n n S_n}{V_n^2} \cdot \frac{1}{1 + Q_n \left(\frac{s}{n\omega_0} + \frac{n\omega_0}{s} \right)} \quad (1-1)$$

高通滤波器 (品质因数为 1) 的运算导纳为

$$Y_H(s) = \frac{nS_H}{V_H^2} \left(1 - \frac{\frac{n\omega_0}{s}}{1 + \left(\frac{s}{n\omega_0} + \frac{n\omega_0}{s} \right)} \right) \quad (1-2)$$

供电网络的运算导纳

$$Y_{\Sigma}(s) = \frac{Q_{\Sigma} S_K}{V_B^2} \frac{1}{1 + Q_{\Sigma} \frac{s}{n\omega_0}} \quad (1-3)$$

饱和电抗器的运算导纳用下式近似表示

$$Y_{TR}(s) = \frac{\left(\frac{\pi}{n_c}\right)^2}{\left[6L_{ac} + \left(\frac{n_a}{n_c}\right)^2 L_{dc}\right]} \cdot \left[\frac{2}{s} + \frac{1}{s-j\omega_0}\right]. \quad (1-4)$$

将上述各并联支路的导纳加在一起，得到总并联导纳

$$Y_{\Sigma}(s) = \sum_{n=3,5,7,11,13} Y_n(s) + Y_H(s) + Y_{tr}(s) + Y_{TR}(s), \quad (1-5)$$

而等值电路内阻抗的运算式可表示为

$$Z_{ac}(s) = 1/Y_{\Sigma}(s), \quad (1-6)$$

经过归并，

$$Z_{ac}(s) = \frac{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n}{b_0 s^n + b_1 s^{n-1} + \dots + b_n}, \quad (1-7)$$

式中，分子和分母的阶次相同，为15次，即 $n=15$ 。由此可见，在大功率可控硅桥交流侧装设有大容量的静补装置时，交流电源的内阻抗的运算表达式确实是非常复杂的。

当图 1-1 中所示的振荡发生时，流经上述内阻抗的振荡电流的频率大约是133周。与这一频率对应的交流阻抗约为

$$Z_{ac}(j2\pi 133) \approx 4.4 - j4.4\Omega. \quad (1-8)$$

而此时负荷的工频阻抗约为

$$Z_s \approx 1.0 + j1.0\Omega. \quad (1-9)$$

若将工频 $f=50\text{Hz}$ 代入(1-8)式，则有

$$Z_{ac}(j2\pi 50) \approx j0.2\Omega. \quad (1-10)$$

在已有的计算方法中，计算交流电源内阻抗的频率都是用的工频，从(1-8)式和(1-10)式中，极容易察觉到其不符合实际情况的量的差别。

1-3 可控硅控制系统的数学模型发展简述

前面已经说明了在建立可控硅控制系统的数学模型时，可控

硅桥交流侧电源内阻抗被真实地反映进去的必要性。过去，将上述内阻抗的影响反映到数学模型中去的要求，也是在实际中逐步加以实现的。现将在这方面的发展情况，作一个回顾，以便将本书所打算阐明的理论、方法、结论和已有的发展联系起来。

(一) 忽略交流侧内阻抗的控制系统

当可控硅桥容量小，电源内阻抗相对于可控硅桥直流侧的阻抗而言确实是可以被忽略的情况下，开环传递函数 $G_1(s)$ 受到三种关系的支配：(1) $\Delta v_{dc}(s)$ 和 $\Delta \alpha(s)$ 的关系；(2) $\Delta i_{dc}(s)$ 和 $\Delta v_{dc}(s)$ 的关系；(3) $\Delta \alpha(s)$ 和 $\Delta i_{dc}(s)$ 的关系。第一种关系由可控硅桥决定，第二种关系由直流侧一次系统决定，第三种关系由控制器所决定。 $\Delta i_{dc}(s)$ 和 $\Delta v_{dc}(s)$ 的关系可表示为

$$\Delta i_{dc}(s) = \Delta v_{dc}(s) \frac{1}{Z_{dc}(s)} \quad (1-11)$$

式中， $\Delta v_{dc}(s)$ 、 $\Delta i_{dc}(s)$ 及 $Z_{dc}(s)$ 分别为直流电压，直流电流偏差量及直流电路内阻抗的象函数。

$\Delta v_{dc}(s)$ 和 $\Delta \alpha(s)$ 之间的关系，是通过直流侧电压中的直流分量和控制角 α 的关系式导出的，即

$$v_{dc} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{ac} \cos \alpha. \quad (1-12)$$

偏差量象函数之间有

$$\Delta v_{dc}(s) = \frac{-3}{\pi} \sqrt{2} V_{ac} \sin \alpha \Delta \alpha(s). \quad (1-13)$$

电流偏差量和控制角偏差量之间的关系，根据 (1-11) 及 (1-13) 式导出为

$$\Delta i_{dc}(s) = \frac{-3}{\pi} \sqrt{2} V_{ac} \sin \alpha \Delta \alpha(s) \frac{1}{Z_{dc}(s)}. \quad (1-14)$$

控制器又使 $\Delta \alpha(s)$ 和 $\Delta i_{dc}(s)$ 建立了各种直接和间接的关系，就构成了开环传递函数 $G_1(s)$ 。所建立的控制系统方框图如图1-4所示。

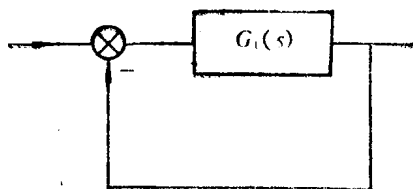


图1-4 控制系统方框图

由这一方框图，可以求得决定控制系统性能的闭环传递函数

$$G_c(s) = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)}. \quad (1-15)$$

(二) 交流侧电感成分对重叠角的影响

当交流侧的电感对电流转换过程的重叠角有明显影响时，这一因素被考虑到偏差量的相互关系之中，即

$$v_{dc} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{ac} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega_0 L i_{dc}, \quad (1-16)$$

$$\Delta v_{dc}(s) = \frac{-3}{\pi} \sqrt{2} V_{ac} \sin \alpha \Delta \alpha(s) - \frac{3}{\pi} \omega_0 L \Delta i_{dc}(s), \quad (1-17)$$

$$\Delta i_{dc}(s) = \frac{-\frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{ac} \sin \alpha \Delta \alpha(s)}{Z_{dc}(s) + \frac{3}{\pi} \omega_0 L}, \quad (1-18)$$

以上三式均以三相全控桥为例导出，其它同。

按照开环传递函数 $G_1(s)$ 的推导过程，假定其它情况不变，则新的开环传递函数

$$G_2(s) = \frac{Z_{dc}(s)}{Z_{dc}(s) + \frac{3}{\pi} \omega_0 L} G_1(s). \quad (1-19)$$

(三) 交流阻抗的工频压降对直流侧电压的影响

当直流侧电流的稳态值和控制角的稳态值变化时，交流侧电流的幅值和相位也相应变化，交流侧内阻抗上的压降以及可控硅桥端口的电压幅值也会改变。于是，直流侧电压也将随直流电流稳