

移 频 自 动 闭 塞

罗海涛 主编

中 国 铁 道 出 版 社

1 9 9 2 年 · 北 京

(京) 新登字063号

内 容 简 介

本书主要介绍移频自动闭塞及与其有关设备的工作原理。内容包括：电化和非电化移频自动闭塞的电路和元件、移频轨道电路、移频自动闭塞双机的冗余方式、雷电过压防护、工程设计中的设计原则、与站内电气集中的结合电路、移频自动闭塞中电子元件的可靠性以及设备的技术指标和调试方法等。

本书可供现场从事移频自动闭塞维修工作的工程技术人员学习，也可供设计、施工及院校师生参考。

移频自动闭塞

罗海萍 主编

*

中国铁道出版社出版、发行

(北京市东单三条14号)

责任编辑 陈广军

中国铁道出版社印刷厂印

开本：787×1092 1/32 印张：24.25 字数：547千
1983年4月第1版 1992年12月第2次印刷
印数：6001—10000册

ISBN7-113-01431-3/TP·139 定价：11.65元

目 录

第一章 移频自动闭塞的基本概念	1
第一节 概述	1
第二节 移频自动闭塞的基本概念	2
第二章 移频自动闭塞的元件特性	17
第一节 移频自动闭塞用的半导体元件	17
第二节 电容器	29
第三节 金属膜电阻	37
第四节 磁性元件	38
第三章 非电化区段移频自动闭塞的发送设备	42
第一节 信息源	42
第二节 频率调制器	64
第三节 激励放大器	67
第四节 功率放大器	71
第五节 发送设备的工作原理	73
第四章 非电化区段移频自动闭塞的接收设备	77
第一节 衰耗器	77
第二节 限幅放大器	78
第三节 鉴频器	82
第四节 低通滤波器	83
第五节 选频放大器	84
第六节 不对称单稳触发器	86
第七节 接收设备的工作原理	87
第五章 非电化区段移频自动闭塞电源设备	91
第一节 移频自动闭塞的电源类型及其性能	91
第二节 整流滤波电路参数的选择	93
第三节 直流24伏稳压电源的分析	95
第四节 电源变压器的参数	98
第六章 交流电化区段移频自动闭塞的发送设备	100
第一节 站内移频轨道电路的发送设备	100
第二节 区间移频自动闭塞的发送设备	102
第七章 交流电化区段移频自动闭塞的接收设备	107
第一节 概述	107
第二节 站内移频轨道电路的接收设备	108
第三节 区间移频自动闭塞的接收设备	118
第八章 扼流变压器和轨道变压器	135
第一节 扼流变压器	135
第二节 轨道变压器	138
第九章 磁饱和稳压器	140

第一节	稳压变压器的一般原理	140
第二节	交流电化区段区间信号点磁饱和稳压器采用的实际电路	143
第十章	移频自动闭塞故障防护电路的分析	146
第十一章	移频轨道电路	149
第一节	移频轨道电路的一次参数	149
第二节	非电化区段移频轨道电路	151
第三节	交流电化区段移频轨道电路	155
第四节	轨道电路的平衡问题	163
第五节	移频轨道电路的参数测试	164
第十二章	移频自动闭塞的冗余方式	171
第一节	非电化区段移频自动闭塞的冗余方式	171
第二节	电化区段移频自动闭塞的冗余方式	189
第十三章	移频自动闭塞的过压防护	206
第一节	雷电基本概念	206
第二节	雷电对自动闭塞线路的危害	214
第三节	移频自动闭塞设备中防雷元件的工作参数及其特性	215
第四节	移频自动闭塞设备雷电过压防护电路的设计原则	219
第五节	移频自动闭塞设备的过压防护电路	220
第六节	移频自动闭塞设计中防雷单元的选用	223
第七节	氧化锌压敏电阻器及在移频自动闭塞防雷系统中的应用	233
第八节	接地装置	243
第十四章	移频箱和移频架的设备布置及其结合电路	249
第一节	非电化区间移频箱	249
第二节	非电化站内移频架	255
第三节	非电化区段移频自动闭塞区间设备集中设置的移频架	261
第四节	交流电化区段区间移频箱	262
第五节	站内组合架	271
第六节	交流电化区段移频自动闭塞集中设置的区间设备	273
第十五章	移频自动闭塞工程设计原则	274
第一节	非电化区段移频自动闭塞的工程设计原则	274
第二节	电化区段移频自动闭塞的工程设计原则	279
第三节	移频自动闭塞的器材类型	285
第十六章	移频自动闭塞电子设备的可靠性	292
第一节	可靠性的重要意义	292
第二节	可靠性的定义及其基本概念	292
第三节	元件失效原因	305
第四节	提高系统可靠性的途径	308
第五节	移频自动闭塞对可靠性所采取的措施及今后提高的方向	311
第十七章	移频自动闭塞设备的开通、调试与维修	319
第一节	移频自动闭塞工程的开通试验	319
第二节	移频自动闭塞设备的现场维修	325
第三节	检修所的调试与检修	331
第十八章	移频自动闭塞的几点改进	350

第一章 移频自动闭塞的基本概念

第一节 概 述

铁路是国民经济的大动脉，它对于促进城乡物资交流、繁荣社会主义经济起着非常重要的作用。为了提高铁路的运输能力，除增建新线、积极改革动力外，加速旧线的技术改造，大力发展铁路自动化，有着十分重要的意义。

自动闭塞是列车运行自动化的基础设备，它对保证行车安全、提高区间通过能力起着重要作用。在非自动闭塞区段，是利用车站来隔离列车。也就是说，两个车站之间，在同一时间内只允许一个列车运行。当列车从甲站发出并进入甲乙两站之内（区间）后，必须等待列车到达乙站才允许甲站发出第二趟列车。因此区间的通过能力受到了限制。自动闭塞就是利用时间和空间来隔离列车的一种行车办法。图 1—1 是自动闭塞区间信号机布置示意图，这些信号机的位置是根据一定的列车时隔通过列车牵引计算确定的。它们把两个车站之间的空间分割成若干段小空间，这些小空间我们称它为闭塞分区。设在闭塞分区分界处的信号机称为通过信号机。从图 1—1 中可知，当上行列车从甲站出发运行到 1G 分区时，防护该分区的信号机“b”自动显示红灯，这种显示的含义是告诉后续列车司机在分区 1G 内有车占用，应注意减速以便在信号机“b”的前方停住列车。与此同时信号机“c”显示黄灯，信号机“d”显示绿灯。采取这种措施后，在两站之间允许多个后续列车运行。这样就提高了区间的通过能力。由此可见，自动闭塞是一种以时间和空间隔离列车，利用通过信号机的不同显示来指挥列车追踪运行的一种行车闭塞制式。

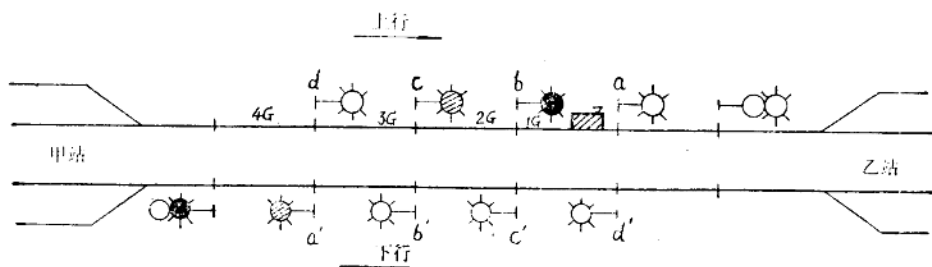


图 1—1

自动闭塞按列车追踪运行间隔长短一般可分为 10 分钟制、8 分钟制和 6 分钟制三种；按显示的数量可分为二显示，三显示和四显示三种。目前我国大部分是 10 分钟或 8 分钟间隔的三显示自动闭塞。

从器材设备上，构成自动闭塞制式有多种方式，移频自动闭塞是其中的一种方式。选用移频来构成自动闭塞制式是由于下列几点原因：

1. 抗干扰能力

由发送、接收和通道这三个环节所构成的自动控制系统见图 1—2。

信息从发送设备输出、经过通道传到接收设备，由于通道中存在干扰，因此信息经过传

输会把干扰引入接收设备。为了使接收设备在干扰作用下能稳定可靠工作，这就要求接收系统具有较高的抗干扰能力。

自动闭塞一般是利用钢轨作为传输信息的通道，在交流电力牵引区段，钢轨又是牵引电流返回牵引变电所的回线。钢轨实质上就成了自动闭塞信息和牵引电流的共用通道。由于钢轨对地绝缘的不平衡，在轨道电路中就出现了牵引电流对自动闭塞接收设备的干扰。因此自动闭塞制式抗干扰性能的优劣就成了保证接收设备稳定可靠工作的关键。所以选择自动闭塞制式时必须优先考虑自动闭塞制式的抗干扰能力。

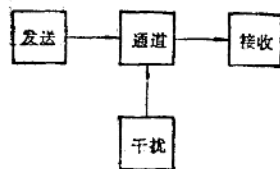


图 1-2

2. 便于直接加设机车信号

为了保证行车安全，在自动闭塞区段必须装设机车信号和自动停车设备。因此自动闭塞和机车信号及自动停车装置是构成区间指挥和控制列车运行的一种统一制式。在选择自动闭塞制式时，应该考虑同一信息既可满足自动闭塞又可满足机车信号。

3. 信息数量

铁路运输的发展必然是向着“多拉、快跑”和“密度大”这个方向发展。因此列车制动距离长，时间间隔短，这就要求自动闭塞制式必须具有足够的信息量以满足多种显示的要求。

4. 应变时间

由于高速铁路的发展，信号显示的应变时间成为一个重要参数。我国列车速度目前虽然不高，但需要考虑这种发展趋势，在信号显示的应变时间上必须满足未来高速行车的要求。

5. 轨道电路长度必须基本满足闭塞分区的长度要求。

6. 系统必须满足“故障-安全”原则。在规定的条件下能够稳定可靠工作。

第二节 移频自动闭塞的基本概念

一、什么是移频自动闭塞

自动闭塞可以选用脉冲的极性参数、数目参数来构成各种信息，也可以选用信号的振幅参数、相位参数和频率参数等来构成各种信息。移频自动闭塞就是一种选用频率参数作为信息的闭塞制式。它是利用调制方法把这些低频信息搬移到较高频段并形成振幅不变，频率则由 $f_1 \leftrightarrow f_2$ 交替变化的信号波形，并且以两根钢轨为传输通道，达到自动指挥列车运行的目的。因此，它是一种方波频率调制系统。

二、移频自动闭塞信息量的确定原则

在三显示自动闭塞中，地面信号显示只要两种参数就可以构成三种信息。例如，选用频率参数作为信息时，可以规定 F_1 为绿灯信息， F_2 为黄灯信息，无信号规定为红灯信息。但是自动闭塞和机车信号是一个整体，由于运营的需要，机车信号应比地面信号有更多的显示。此外，为了和正线停车有所区别，当列车进侧线停车时，需要另设一种显示。因此，在三显示自动闭塞中，机车信号需要五种信息。考虑到未来发展的需要，移频自动闭塞在非电化区段考虑了七种信息，而交流电化区段考虑了六种信息。

三、频率参数的选择

移频自动闭塞的频率参数和它的抗干扰性能有密切关系，因此在选择频率参数前必须弄清楚干扰源的性质及干扰形成的原因。

(一) 干扰源的性质及形成干扰的原因

在自动闭塞和机车信号的通道中，对接收设备危害较大的干扰主要有两方面：一是电传动内燃机车牵引电机的磁场作用到机车信号的接收线圈上，对机车信号的接收设备产生干扰；二是交流电力牵引区段，轨道电路中工频牵引电流的谐波干扰。在这两种干扰中，又以工频牵引电流的谐波干扰为最甚。

在内燃牵引区段，电传动内燃机车牵引电机所产生的磁通，作用到机车信号接收线圈的铁芯上，使接收线圈两端产生干扰电压；同时，机车轮对由于切割磁场而产生涡流，此涡流磁场也有一部分会通过接收线圈产生干扰。上述干扰电压较高的频率一般在 $30 \sim 3,000$ 赫范围内。当机车接收线圈并接 $2,000$ 欧负载电阻时，在负载两端测得最大干扰电压为 $4 \sim 6$ 毫伏。此外，内燃机车在操作过程中还存在较大的瞬间脉冲干扰。

在交流电化区段，由于自动闭塞信息和机车牵引电流共用通道。因而在接收设备中引入干扰电压，此干扰量的大小与下面三个因素有密切关系：

1. 谐波百分比

电力机车的供电系统是 2.75 千伏单相交流工频 50 赫电源。它是经过机车上的高压变压器及可控硅整流器，将交流变为直流后供给牵引电动机。机车用的单相整流线路基本形式有两种：即中点抽头式和桥式整流式。图 1—3 是中点抽头式全波整流线路。机车电源的供电回路是从牵引变电所，经接触网、机车受电弓、主变压器及钢轨然后返回牵引变电所。由于整流装置的非线性作用，在钢轨中牵引电流的波形是非正弦波形。在此波形中，除有 50 赫基波外，还有它的高次谐波分量。如果这些高次谐波分量的干扰电压都很大，则接收设备对干扰的防护就越困难。为此，对干扰源中各次谐波的百分比必须进行测试和分析。根据多次测试，牵引电流的基波及其各次谐波的百分比数据见表 1—1 及表 1—2。表 1—1 是引燃管整流电力机车牵引电流谐波的百分比。从表中可知，引燃管整流的电力机车，在牵引状态下牵引电流的波形中， 50 赫及其奇次谐波所占的百分比比较大。它的规律是除个别谐波频率外，一般是随谐波次数的增高，百分比逐渐下降。但是，所有偶次谐波，它的百分比都很小，同时它也服从谐波次数越高百分比越小的规律。

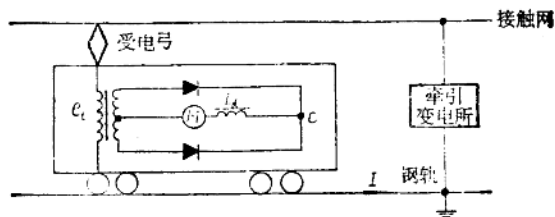


图 1—3

对于可控硅整流的电力机车，牵引电流的谐波分量和可控硅的导通角有密切关系。机车在牵引状态下，可控硅的导通角比较大，所以，谐波分量比较小；机车在减速滑行时，可控硅的导通角比较小，谐波分量比较大。但是后者钢轨中牵引电流很小，因此这种状态所产生的干扰电压并不大。表 1—2 是可控硅电力机车在重车爬坡牵引状态下钢轨电流的谐波百分比。它和表 1—1 相比，奇次谐波的百分比，是可控硅机车略高于引燃管机车，而基波分量

却是前者稍低于后者。在偶次谐波中,100赫和200赫的谐波百分比,可控硅机车比引燃管机车大得多。例如:100赫谐波,引燃管机车为0.424%;而可控硅机车为7.67%,后者比前者高18倍。又如200赫谐波的百分比,引燃管机车为0.183%,而可控硅机车为1.67%,后者比前者高8.7倍。在选择信号频率时,要特别注意这种情况。

表 1—1

f (赫)	奇次谐波百分比		f (赫)	偶次谐波百分比牵引 (%)
	牵引 (%)	再生 (%)		
50	97.7	98	100	0.424
150	22.6	19.55	200	0.183
250	9.9	9.05	300	0.108
350	5.5	7.0	400	0.089
450	3.5	5.95	500	0.05
550	2.1	4.3	600	0.024
650	1.75	3.2	700	0.014
750	1.45	2.93	800	0.0115
850	1.4	2.34	900	0.01
950	1.1	2.03	1,000	0.025
1,050	0.96	1.968	1,100	0.0134
1,150	0.93	1.47	1,200	0.0122
1,250	0.99	1.38	1,300	0.0196
1,350	1.42	1.55	1,400	0.0153
1,450	1.83	2.0	1,500	0.0196
1,550	1.43	2.08	1,600	0.024
1,650	0.784	1.55	1,700	0.0135
1,750	0.436	0.638	1,800	0.017
1,850	0.24	0.543	1,900	0.0108
1,950	0.31	0.525	2,000	0.00496
2,050	0.58	1.05	2,100	0.0056
2,150	0.5	0.968	2,200	0.0041
2,250	0.36	0.8	2,300	0.0036

表 1—2

f (赫)	奇次谐波百分比	f (赫)	偶次谐波百分比	f (赫)	奇次谐波百分比	f (赫)	偶次谐波百分比
50	96.6	100	7.67	950	3.0	1,000	
150	27.3	200	1.67	1,050	1.0	1,100	
250	25	300	0.33	1,150	3.0	1,200	
350	16.6	400		1,250	8.0	1,300	
450	12.6	500		1,350	9.0	1,400	
550	8.33	600		1,450	7.0	1,500	
650	5.66	700		1,550	4.0	1,600	
750	3.67	800		1,650	2.0	1,700	
850	6.0	900		1,750	1.0		

在奇次谐波百分比的分布规律中,引燃管机车从50~1,150赫间,谐波百分比是随频率升高而下降;从1,250~1,450赫间,谐波百分比是随频率升高而上升;从1,550~1,850赫间,谐波百分比又是随频率上升而下降;从1,850赫以上谐波百分比基本上与频率无关。对于可控硅机车,从50~1,050赫间,谐波百分比是随频率增加而下降;从1,150~1,350赫间,

谐波百分比是随频升高而上升；从1,450~1,850赫间，谐波百分比又是随频率升高而下降；从1,850赫以上，谐波百分比几乎为零。因此，在谐波百分比的分布规律中，除1,250~1,350赫这个频段上，谐波百分比出现上升现象（这是由于接触网对地电容引起谐振所致）外，在其他频段都是随频率升高而下降。

2. 牵引电流幅值的大小

一般情况下，牵引电流的幅值越大，干扰量也越大。而牵引电流的幅值又与一个供电臂内运行的机车台数、牵引的吨数以及线路坡度等有密切关系。

3. 钢轨的不平衡系数

轨道电路的两根钢轨存在对地漏泄和纵向的不平衡。所谓纵向不平衡主要是由于两根钢轨阻抗不相等，扼流变压器牵引线圈引出线和钢轨接触电阻不相等造成的。而对地漏泄不平衡则是由于两根钢轨对地电阻不相等所造成。由于钢轨阻抗和频率有密切关系，因此不平衡系数也和频率有关系。在一般情况下，频率越高，不平衡系数越小，轨间出现的干扰也就越低。例如在基波频率下，设钢轨不平衡系数为 K_i ，则：

$$K_i = \frac{I_1 - I_2}{I_0} \times 100\% \quad (1-1)$$

式中 I_1 ——第一根钢轨中的牵引电流；

I_2 ——第二根钢轨中的牵引电流；

I_0 ——两根钢轨中的总牵引电流。

假设轨道电路接收端两根钢轨间的干扰电压为 U_n ，则

$$U_n = \frac{1}{2}(I_1 - I_2)Z_e = \frac{1}{2}K_i I_0 Z_e \quad (1-2)$$

式中 Z_e ——轨道电路接收端的输入阻抗，其值可用下式确定：

$$Z_e = \frac{Z_{k\infty} \cdot R_{Lz}}{Z_{k\infty} + R_{Lz}} \quad (1-3)$$

式中 $Z_{k\infty}$ ——扼流变压器的开路阻抗；

R_{Lz} ——接收端的负载阻抗。

从(1-2)式可以看出，当不平衡系数 $K_i=0$ ，轨间的干扰电压 $U_n=0$ ；当总牵引电流 I_0 为零时，轨间的干扰电压也为零。实际上，在交流电化区段，总牵引电流 I_0 不可能为零，而且有可观的数值。因此减少不平衡系数和降低谐波百分比是降低干扰的重要措施。

接收端输入阻抗 Z_e 的大小也影响轨间干扰电压。 Z_e 越大，轨间干扰电压越高。

为了提高接收设备的抗干扰能力，一般可从两方面入手：一是合理选择频率参数，提高制式本身的抗干扰能力；二是采取一切措施，降低滤波器的带内干扰，用以提高带内信干比。关于前者将在后面详细分析。对于后者，由于牵引电流的大小与列车密度、牵引吨数以及线路坡度有密切关系，这些条件不能任意改变。因此降低带内干扰主要从以下三方面考虑：一是选择频率参数时，尽量远离能量较大的干扰频率，使滤波器对干扰频率具有足够的防卫度；二是采取措施保持轨道电路的平衡性，严禁接触网铁塔地线以及其它地线直接接入钢轨；三是使轨道电路接收端输入阻抗具有以下特性：即信号频率时，阻抗值最大，其它低端和高端频率时，阻抗值较小。为了达到这个要求，轨道扼流变压器的信号线圈可采用并接谐振电容的方式。对于机车信号，为了降低干扰电压，机车接收线圈的安装位置应尽量远离机车轮对。

(二) 区间自动闭塞频率参数的选择

根据交流电力牵引区段干扰源的性质和干扰形成的原因, 必须合理选择频率参数, 使得主要干扰能量除可用滤波器截除外, 还可充分发挥移频制式的抗干扰能力, 以改善接收设备的固有信干比。接收设备稳定、可靠工作的信干比越小, 说明接收设备的抗干扰能力越强。下面将频率参数的选择原则分别予以叙述。

1. 载频中心频率 f_0 的选择

前面已经谈到信号经过通道传输要引进干扰, 为了使接收设备在干扰作用下能够稳定可靠工作, 一般采用三种方法: 一是采用频率分隔, 也就是把信号频率选在干扰频段之外; 二是提高信号功率, 使得信号能量远大于干扰能量; 三是既采用频率分隔又适当提高信号功率。由于交流电力牵引区段不平衡牵引电流的奇次谐波干扰量比较大, 要想用信号功率来压服这样大的干扰是非常困难的。所以必须合理选择频率, 以便躲开干扰较大的频率同时又要有足够的功率来压服接收设备的带内干扰。

由于牵引电流偶次谐波干扰量比较小, 很容易使人们想到将载频选在偶次谐波上。但是, 对于需要多种低频信息的制式, 将载频选在偶次谐波上, 调制系数 m 无法增大。试验和理论证明, m 值较小的移频制式不能充分发挥其抗干扰的优越性。因此, 在需要多种信息的移频自动闭塞制式中, 载频(中心频率)不宜选在牵引电流的偶次谐波上, 而必须选在奇次谐波上。但用滤波器消除干扰较大的奇次谐波的同时, 也必然会消除一部分信号能量, 这就使得信号波形产生严重失真, 从而也降低了移频制式的抗干扰能力。要解决这个问题, 只有合理地选择频率参数, 使得移频能谱中的中心频率所占的能量为最小, 甚至等于零。这样, 就可以使滤波器在消除干扰的同时不会或少量消除移频信号的能量。

为了达到这个目的, 必须分析移频信号中边带能量和频率参数的关系。假设调制信号是方波脉冲信号, 其图形如图 1-4(a)所示, 图 1-4(b)是调制后的移频波。从图中可知, 移频波是一种频率随调制信号幅度而变化的波形。它有两种产生方法。一是改变振荡器谐振槽路中电容或电感产生频率偏移; 二是用两个独立振荡器由电子开关控制, 使其输出端得到 f_1 和 f_2 交替变化的移频信号。前者是相位连续的移频波, 后者则是相位不连续的两个频率不同的振幅键控信号的迭加波形。移频自动闭塞是相位连续的移频波。

根据图 1-4, 我们假设调制脉冲的宽度为 t_s , 角频率为 ω_c , 则:

$$\omega_c = 2\pi F_c = \frac{\pi}{t_s} \quad (1-4)$$

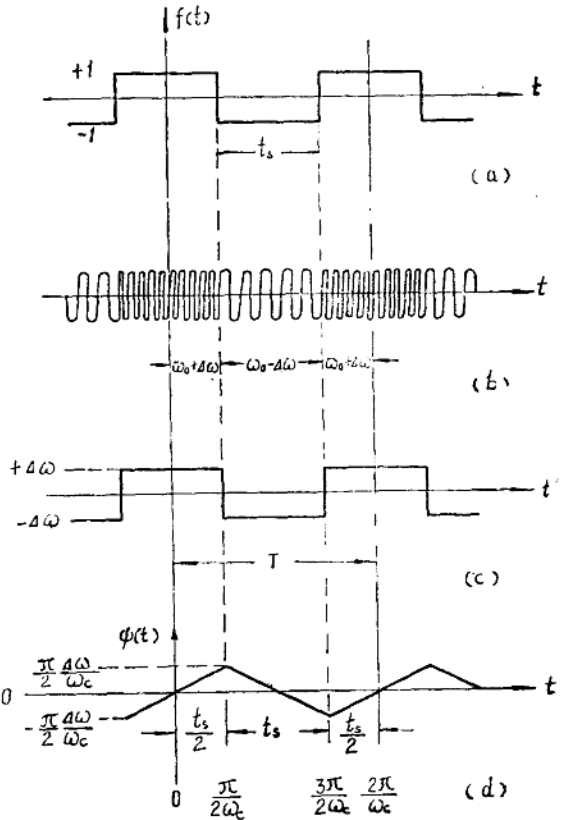


图 1-4

$$F_s = \frac{1}{T} = \frac{1}{2t_s} \quad (1-5)$$

$$t_s = \frac{\pi}{\omega_c} \quad (1-6)$$

式中 T —— 调制信号的脉冲周期。

为了了解频率变化的概念，需要定义瞬时频率。瞬时频率就是一种随时间而变化的频率。假设 $f(t)$ 为一方波调制信号，则：

$$f(t) = \begin{cases} +1 & -\frac{t_s}{2} < t < \frac{t_s}{2} \\ -1 & \frac{t_s}{2} < t < T - \frac{t_s}{2} \end{cases} \quad (1-7)$$

此调频波的瞬时频率是：

$$\omega_i = \omega_0 + k_f f(t) \quad (1-8)$$

而相位 $\theta(t)$ 是：

$$\theta(t) = \int \omega_i dt = \omega_0 t + k_f \int f(t) dt = \omega_0 t + \psi(t) \quad (1-9)$$

其中

$$\psi(t) = k_f \int f(t) dt \quad (1-10)$$

图 1—4 表明了上述关系，其中图 1—4 (a) 是调制信号 $f(t)$ ，图 1—4 (b) 是移频信号，图 1—4 (c) 是相对于 ω_0 的频率变化，而图 1—4 (d) 是相对于 $\omega_0 t$ 的相位变化。

从图 1—4 中还可以看出，频率随时间而变化，调制信号的幅度也随时间而变化。所以频率也随调制信号的幅度而变化相位的变化则是瞬时频率的积分。因此在调制信号不变的区段，相对于 $\omega_0 t$ 的相位成线性变化。并且在调制脉冲或间隔的中央相对于 $\omega_0 t$ 的相位为零。而在调制脉冲幅度的跳变点，其相位便改变了方向。为了便于分析，我们选调制脉冲的中央作为坐标的零点（见图 1—4），从坐标零点开始，由于这一段是调制信号的脉冲区域，频率已由 $\omega_0 - \Delta\omega$ 增加到 $\omega_0 + \Delta\omega$ ，故相位超前于 $\omega_0 t$ ；在调制信号的间隔区域，频率由 $\omega_0 + \Delta\omega$ 减低到 $\omega_0 - \Delta\omega$ ，相位由超前值逐渐减少，直到在信号间隔的中央，相位和 $\omega_0 t$ 同相。此后相位逐渐滞后于 $\omega_0 t$ 。当时间在第二个信号脉冲的起点时，频率由 $\omega_0 - \Delta\omega$ 又增至 $\omega_0 + \Delta\omega$ ，相位的滞后值又逐渐减少，直到第二脉冲的中央，其相位又和 $\omega_0 t$ 相同。如此周而复始。

我们用 $S(t)$ 表示频率调制信号，则：

$$\begin{aligned} S(t) = A_0 \Big\{ & \frac{2}{m\pi} \sin \frac{m\pi}{2} \cos \omega_0 t + \frac{2m \cos \frac{m\pi}{2}}{\pi(m^2-1)} [\cos(\omega_0 - \omega_c)t - \cos(\omega_0 + \omega_c)t] \\ & - \frac{2m \sin \frac{m\pi}{2}}{\pi(m^2-2^2)} [\cos(\omega_0 - 2\omega_c)t + \cos(\omega_0 + 2\omega_c)t] \\ & - \frac{2m \cos \frac{m\pi}{2}}{\pi(m^2-3^2)} [\cos(\omega_0 - 3\omega_c)t - \cos(\omega_0 + 3\omega_c)t] \\ & + \frac{2m \sin \frac{m\pi}{2}}{\pi(m^2-4^2)} [\cos(\omega_0 - 4\omega_c)t + \cos(\omega_0 + 4\omega_c)t] \end{aligned}$$

$$+ \frac{2m \cos \frac{m\pi}{2}}{\pi(m^2 - 5^2)} [\cos(\omega_0 - 5\omega_c)t - \cos(\omega_0 + 5\omega_c)t] + \dots \} \quad (1-11)$$

从(1-11)式中可知,已调的移频波中包含无穷多成对的边频分量,相邻边频的间隔是 ω_c ,各种边频分量的幅值与 A_0 的比值称为相对幅度,可用通式表示如下:

令载频分量的相对幅度为 P_0 ,则:

$$P_0 = \frac{2}{m\pi} \sin \frac{m\pi}{2} \quad (1-12)$$

奇次边频分量的相对幅度为 g ,则:

$$g = \frac{2m}{\pi(m^2 - n^2)} \cos \frac{m\pi}{2} \quad (1-13)$$

式中 $n=1,3,5\dots$ 。

偶次边频分量的相对幅度为 k ,则:

$$k = \frac{2m}{\pi(m^2 - n^2)} \sin \frac{m\pi}{2} \quad (1-14)$$

式中 $n=2,4,6\dots$ 。

从(1-12)式可以看出,当 $m=2,4,6\dots$ 偶数值时,载频分量的相对幅度 P_0 均为零。也就是说,移频能谱中没有载频分量(即中心频率 f_0 的分量为零)。这正是我们所希望的。表1-3是根据(1-12)式求得的载频分量的相对幅度和调制系数 m 的关系。图1-4是根据表1-3中的数据绘制的 $P_0=f(m)$ 曲线。从曲线和表1-3中均可看出,当 $m=2,4,6,8,10\dots$ 时,载频分量 $p_0=0$ 。

表 1-3

m	0	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0
p_0	1.0	0.9	0.636	0.3	0	-0.18	-0.212	-0.1288	0
m	4.5	5.0	5.5	6.0	6.5	7.0	7.5	8.0	
p_0	0.1	0.1272	0.0819	0	-0.0692	-0.091	-0.06	0	

由于自动闭塞要求有多种信息,因此要使每个信息频谱中的载频分量均为零是比较困难,而只能将每一个信息的载频幅值选在较小的范围内。从图1-5中可知,载频相对幅值的变化,随 m 值增加而急剧下降,并遵循余弦函数的变化规律。当 m 大于6以上, p_0 值小于0.1。这就是说,在 m 大于6的情况下,载频 f_0 所占的分量就非常小。对奇次和偶次边频分量,其相对幅值随 m 值的增加而加大。这说明随着 m 值的增加,信号能量便扩展到较宽的频带中。因此,在 m 较大的情况下,为了不失真地传输移频信号,这就要求滤波器必须具有较

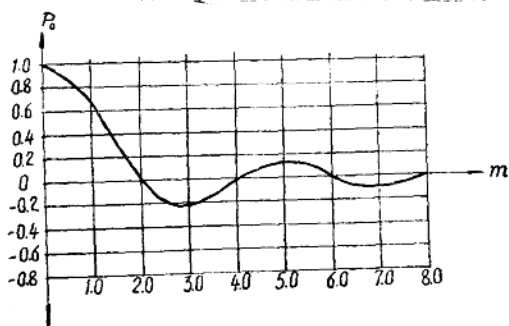


图 1-5

宽的通带宽度，以便使移频的主要边带能量能通过滤波器。但是滤波器的通带加宽以后，又会增加带内干扰。因此必须根据信息的数量和通带宽度等，综合考虑 m 参数。交流电化区段采用的五种信息频率，经过综合分析和比较后，确定了五种不同的 m 值。它对应的载频相对幅值如表1—4所列。从表1—4中可以看出，除 $m=2.742$ ，载频有较大的相对幅值外，其余四种 m 值，对应的载频相对幅值 p_0 均比较小。这样就为移频的中心频率（载频）选在工频牵引电流的奇次谐波上提供了有利条件。前面已经谈过，在牵引电流中，工频奇次谐波的含量一般比偶次谐波大得多。为了提高接收设备工作的稳定性，必须设法阻止奇次谐波通过滤波器。如果移频信号中心频率 f_0 的分量比较小，则滤波器在截除干扰的同时，不会过多地滤除信号能量。

表 1—4

m	2.116	2.742	3.66	5.0	6.55
p_0	0.05	0.21	0.08	0.13	0.08

载频的选择除需考虑上述因素外，还要考虑轨道电路的长度。载频越高，轨道电路越短。根据已有资料，在目前三显示复线自动闭塞中，轨道电路长度小于2.0公里者，约占60%；2.0~2.5公里者占35%；大于2.5公里者占5%。因此，轨道电路长度以不小于2.0公里为原则。从这个要求出发，载频频率不得大于1000赫。另一方面，频率越低，扼流变压器及其他电感元件的体积越大。而且奇次谐波的干扰量也相应增加，这又要求滤波器对低端的干扰频率应有较大的防护度。因而增加了滤波器在制造上的困难。因此，载频的频率范围要选得合适。为了防护钢轨绝缘破损后两相邻轨道电路设备产生错误动作，两个相邻的闭塞分区应采用不同的载频。此外，在复线区段，上、下行线路之间还存在邻线干扰。所以，上行和下行线路也应该采用不同频率。根据以上几种因素，我们将载频中心频率选为550赫、650赫、750赫和850赫四种。在单线区段采用650赫和850赫两种；在复线区段，上行线采用650赫和850赫，下行线采用550赫和750赫。

2. 信号频率 F_c 频偏 Δf 的选择

在移频自动闭塞中，调制系数 m 值和抗干扰有密切关系。它可用下式表示：

$$m = \frac{\Delta f}{F_c} \quad (1-15)$$

式中 Δf ——频偏；

F_c ——信号频率，又称调制频率。

试验和分析表明，当 m 愈大，移频频谱能量分布越宽，制式的抗干扰性能也越好。但滤波器的通带宽度也要相应加宽。因而滤波器的带内干扰也要有所增加。这样，又会使信干比下降。由此可见，调制系数 m 必须合理选择。根据以上情况，在交流电化区段我们将调制系数选为不小于2。滤波器的通带宽度和 m 值的关系可用下式表示：

$$\Delta F = 2F_{c\max}(m+1) \quad (1-16)$$

式中 ΔF ——滤波器的通带宽度；

$F_{c\max}$ ——最高信号频率；

m ——调制系数。

当选择频偏 Δf 和信号频率 F_c 时，要着重考虑以下几个问题：一是将移频信号的频谱能

量尽量分布在干扰较小的偶次谐波附近（例如500、600、700、800和900赫）；二是 m 值不得小于2；三是信号通过滤波器要有足够的建立时间，以避免信号有较大的失真；四是考虑滤波器在设计上的难易。

根据第一条要求，可知频偏 Δf 选为 ± 55 赫比较合适。因为载频 f_0 已经确定选在牵引电流的奇次谐波上，故移频频谱的能量主要是分布在 $f_0 \pm \Delta f$ 附近。也就是说，当载频选为550赫、650赫、750赫和850赫，而频偏选为 ± 55 赫时，移频波的能量主要分布在495、605赫；595、705赫；695、805赫；795、905赫等频率附近，这些频率正好是靠近50赫的偶次谐波附近，它们的干扰分量都比较小。除此之外，还必须考虑移频信号通过滤波器的建立时间。因为移频信号的频率在调制脉冲交变时发生变化。如果 ω_1 和 ω_2 的转换没有过渡期，那末已调信号的频率将是突然变化。要保持频率的突然变化，就必须提供无穷大的通带，使已调信号的频谱全部无失真的传输。实际上滤波器的通带宽度是有一定限制的，信号频谱中有一部分边频分量要被截除。由于信号进入滤波器时，其频率不会突变，而是要逐渐过渡，因此，信号进入滤波器后就有一个频率建立过程。

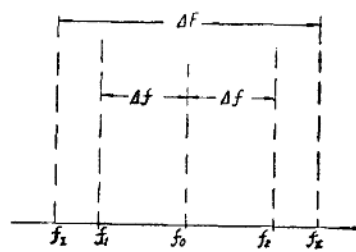


图 1-6

图 1-6 是滤波器频率位置图，其中 f_0 是中心频率， f_1 和 f_2 是边频， f_1 和 f_1 是截止频率，所以通带宽度：

$$\Delta F = f_1 - f_1 \quad (1-17)$$

频偏：
$$\Delta f = f_2 - f_0 = f_0 - f_1 \quad (1-18)$$

中心频率：
$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} = \frac{f_1 + f_1}{2} \quad (1-19)$$

移频信号通过滤波器的建立时间可用下式表示：

$$T_f = \frac{2\Delta\omega}{\frac{\Delta\omega}{\pi} \frac{\omega_1 - \omega_1}{K}} = \frac{K}{\Delta F} \quad (1-20)$$

式中 T_f ——是频率变化 $2\Delta\omega$ 所需要的时间；

$$K = 1 + \frac{1}{\pi^2} \left[\ln \frac{P+1}{P-1} \right]^2, \quad (1-21)$$

$$P = \frac{\omega_1 - \omega_1}{2\Delta\omega} = \frac{\Delta F}{2\Delta f}. \quad (1-22)$$

从（1-21）式中可知：频率的建立时间与带宽 ΔF 成反比。在带宽一定的条件下，建立时间随 P 值的增加而减小，故减小频偏 Δf 可以缩短建立时间。

移频信号通过滤波器的建立时间不宜过大，否则频率在一个单位信号时间 t_s 内不能完全建立，所以在选择频偏 Δf 和带宽 ΔF 时应满足频率建立时间

$$T_f \leq t_s \quad (1-23)$$

的要求。

图 1-7 是 $K=f(p)$ 的关系曲线，从图 1-7 中可以看出，为了使频率的建立时间不致于过大， P 值最好不要小于1.4；另一方面， P 值大到一定程度以后，它对于减少频率的建立时间影响不大，因此 P 值应选在1.3~1.7之间。表 1-5 列出了调制频率 F_m 、通带宽度 ΔF 和建立时间 T_f 的关系。

表 1-5

F_{max} (赫)	Δf (赫)	ΔF (赫)	P	K	T_f (毫秒)	t_r (毫秒)
10	30	80	1.33	1.38	17.2	50
15	35	100	1.43	1.29	12.9	33.4
20	40	120	1.50	1.27	10.5	25
26	45	140	1.55	1.24	8.9	20
26	50	152	1.52	1.26	8.3	19.2
26	55	162	1.47	1.21	7.95	19.2
26	55	150	1.36	1.36	9.05	19.2
26	55	140	1.27	1.48	10.5	19.2
26	55	182	1.65	1.20	6.25	19.2

从表 1-5 可知 P 值越大, 要求的通带宽度越宽, 通带宽后要求滤波器防护度要陡, 这样对滤波器的设计较为困难。由于 P 值依赖于频偏 Δf , 而频偏与最高调制频率 F_{max} 有关, 故选择 ΔF 及 P 值时, 必须要确定最高调制频率 F_{max} 。

由于牵引电流基波频率为 50 赫, 信号频率 F_s 不能选在 50 赫上, 一般应低于 50 赫。从元件体积来说, 信号频率不宜过低, 否则, 选频放大器在设计和制造上比较困难。在干扰频率为任意值的情况下, 如果干扰频率和相邻两个边带会差拍出两个相同的频率, 则在该频率上会出现较大的干扰量。因此, 在选用低频频率时, 其中有一个信号频率 F_{s1} 被选定后, 则其余信号频率不宜选在:

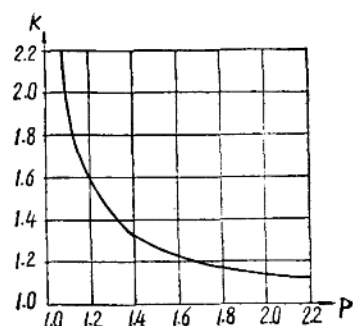


图 1-7

$$F'_{s1} = \frac{NF_{s1}}{2} \quad (1-24)$$

上。

式中 $n = 1, 3, 5, 7, 9 \dots$ 。

由于移频的接收设备采用了晶体管非线性元件。当大信号输入时, 放大器有可能在畸变严重的情况下运用。因此信号经过放大后, 可能会产生信号频率的高次谐波。故当频率选定为 F_{s1} 以后, 用 (1-25) 式求得的频率不宜选用。

$$F''_{s1} = QF_{s1} \quad (1-25)$$

式中 $Q = 2, 3, 4 \dots$ 。

例如当信号频率选为 8.4、11、15、20 及 26 赫后, 不能选用的频率如表 1-6 所示。

从表 1-6 可知, 在选用的五种频率 F_s 中, 它们相互之间都没有落在不能选用的频率上。

此外, 两相邻的低频信号为了易于区分, 它们互相之间应该有一定的间隔, 其比值应该大于 1.3 左右 (即 $F_{s1}/F_{s2} \geq 1.3$)。在上面所选用的频率中: $F_{s1}/F_{s2} = 11/8.4 = 1.31$; $15/11 = 1.362$; $20/15 = 1.332$; $26/20 = 1.3$; $36/26 = 1.382$ 。它们之间的比值都大于或等于 1.3。根据以上要求, 非电化区段, 目前采用 8.4、11、15、20、26 及 36 赫六种频率, 它可以构成七种信息。在交流电化区段, 由于 36 赫抗干扰性较差, 不宜采用。仅用 8.4、11、15、20 及 26 赫五种频率, 它可以满足六种显示的要求。

在三显示自动闭塞中，使用 11、15、20 及 26 赫四种低频频率。其显示的含意见表 1—7。

表 1—6

选用的频率 F_c	不能选用的频率 $F'_{c1} = \frac{NF_c}{2}$				不能选用的频率 $F''_{c1} = QF_c$					
	1	3	5	7	2	3	4	5	6	7
8.4	4.2	12.6	21	29.8	16.8	25.2	33.6	42	50.4	58.8
11	5.5	16.5	27.5	38.5	22	33	44	55	66	77
15	7.5	22.5	37.5	52.5	30	45	60	75	90	105
20	10	30	50	70	40	60	80	100	120	140
26	13	39	68		52	78	1.04	130	150	182

表 1—7

低频信号 F_c (赫)	区间信号机的显示	低频信号 F_c (赫)	区间信号机的显示
11	□	26	■
15	□	由 11、15、26 变为无信号	■
20	□		

综上所述，三显示移频自动闭塞的频率参数可归纳如下：

载频为 550 赫、650 赫、750 赫和 850 赫；调制频率为 11 赫、15 赫、20 赫和 26 赫；频偏为 ± 55 赫。

四种调制频率的调频系数 m 及其各次边频的相对幅值如表 1—8 所示。图 1—8 是四种调制频率移频边频能量相对幅度的分布图。从图中可以看出，当调制频率为 26 赫时，其能量主要分布在 1、2、3 三个边频上，中心频率以及其它边频所占据的能量都非常小，当调制频率为 20 赫时，移频能量主要分布在 2 次、4 次边频和中心频率上，当调制频率为 15 赫时，移频能量主要分布在 3、4 次边频上，其次是 1、2 和 5 次边频；当调制频率为 11 赫时，移频能量主要分布在 4、5 和 6 次边频上，其次是 2 次边频。因此，根据信号的建立时间和无畸变等要求，对于这四种频率的滤波器通带宽度如表 1—9 所列，从表中可知，滤波器的通带宽度最好以不小于 160 赫为宜。但是滤波器的通带宽度太宽，要求滤波器具有较陡的过渡带，这样会给滤波的设计和制造带来较大的困难。因此滤波器的通带宽度选用了 150 赫。从表 1—5 中可知，当最高调制频率为 26 赫，频

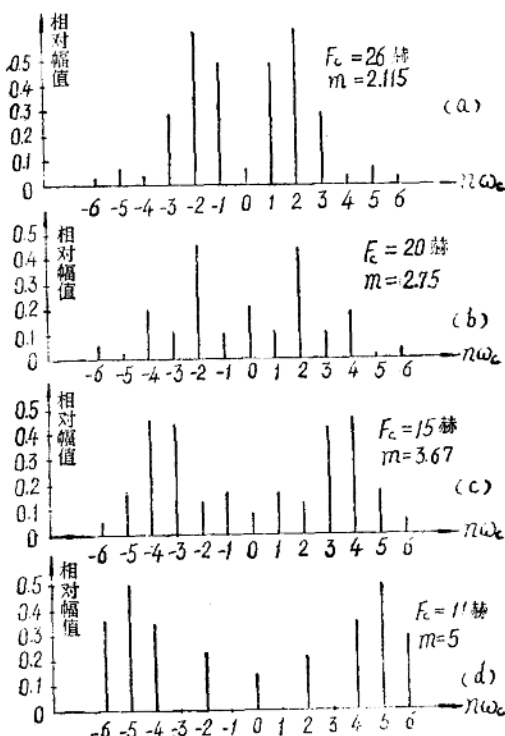


图 1—8

偏为 ± 55 赫, 通带宽度 $\Delta F = 150$ 赫, 移频信号的建立时间 T_f 为9.05毫秒, 而调制信号的脉冲宽度 $t_s = 19.2$ 毫秒, 移频信号的建立时间远小于调制脉冲的宽度时间。因此采用上述频率参数和通带宽度可以满足移频信号建立时间的要求。

表 1—8

调制频率 F_c (赫)	系数 m	边频次数 n		0	1	2	3	4	5	6	7
26	2.115			-0.0547	-0.381	-0.519	0.292	0.0213	0.0644	-0.6078	
20	2.75			-0.214	-0.102	-0.454	0.1122	0.1916	0.0038	0.057	
15	3.67			-0.0867	0.1621	-0.1232	0.452	0.461	-0.175	0.052	
11	5.0			0.1272	0	0.1517	-0.0224	0.354	-0.5	-0.29	0

表 1—9

调制频率 F_c (赫)	26	20	15	11
滤波器的通带宽度 ΔF (赫)	156	160	150	132

(三) 站内轨道电路频率参数的选择

在蒸汽和内燃牵引区段, 站内是采用工频50赫的交流轨道电路, 轨道继电器采用 JZXC-480型继电器。在交流电化区段, 为了防护工频牵引电流的干扰, 站内采用了移频轨道电路。由于站内轨道电路只需要一种低频频率参数, 轨道电路长度一般比较短, 而数量却比较多。根据这些特点轨道电路的频率采用下列参数:

- (1) 载频中心频率为300赫、400赫、500赫三种;
- (2) 频偏为 ± 18 赫;
- (3) 调制频率为8赫。

载频采用上述频率的目的, 主要是在这个频段内, 谐波干扰比较小, 同时可以简化滤波器电路, 从而在满足抗干扰的基础上达到简化站内设备的目的。

四、移频自动闭塞系统的组成环节

移频自动闭塞是一种自动控制系统, 它必须具有图 1—9 的基本环节。在这个框图中, 发送设备是由信息源、编码器、波形产生器及放大器等四部分组成; 接收设备是由放大器、波形识别器、解码器、执行机构等四部分组成。在发送设备中, 信息源是产生脉冲信息的机构, 根据列车占用闭塞分区的情况需要发出何种信息, 由编码器来完成。波形产生器 (又称调制器) 的任务是把各种信息脉冲转换成适当频段的波形信号, 并将这些波形信号输送到放大器进行放大, 然后送入通道。由于通道衰减, 接收设备收到信号后要进行适当的放大。波形识别器 (又称解调器) 的任务是将接收到的信号还原到原脉冲信息, 并对波形进行识别。该解码器的任务是将各种信息的性质译解出来, 并控制有关的执行机构, 实现了系统的自动控制的目的。

在移频自动闭塞的发送设备中, 信息源是由低频振荡器和分频器所组成的; 编码器是由黄、绿灯及灯丝等继电器的接点电路构成的; 波形产生器是用一个正弦振荡和门开关电路完