

脉 码 调 制 120 路

无人值守数字微波接力通信机

(内部资料)

第四机械工业部一九一九研究所

一九七九年六月

致 读 者

这是一本数字微波接力通信系统专题资料。刊载的文章包括“6GHz PCM—120无人值守数字微波接力通信机”的总体设计方案、分机设计方案及主要部件的设计说明。

该机于1975年下半年开始专题研究，1977年4月进行样机设计，1977年底完成样机试制，随即参加了川汉输气工程通信系统的总联试，并进行了近半年时间的野外试验。联试及野外试验表明：该机性能指标符合系统设计的要求，现已投厂试批生产。

本机的设计指导思想是：在力求性能指标先进的前提下，确保“可靠、简单、省电”地进行工作。为此，在方案设计时采用了诸如微波脉冲锁相环、2DPSK延迟线解调、晶体滤波器提取比特同步等技术手段，并且抛弃了行波管功率放大器，实现了全固体化。

该机是“长距离中容量数字微波接力通信系统”的一项配套设备。它可作为上述系统的干线传输设备使用，亦可作为今后大容量数字通信干线的支线传输设备使用。与该机配套的天线、馈线、天线塔及二次群数字复用设备等，请参见“一个长距离中容量数字微波接力通信系统简介”《电子科学技术》1978.7，PP.2~5。

出版本专题资料的目的是，是由于1978年3月在石家庄市召开的“川汉输气管道数字微波通信工程系统设备技术审定会议”以后，许多兄弟单位纷纷来函索取这方面资料。为了满足各单位的要求和适应我国四个现代化的需要，我们决定把这方面资料整理出版。为了反映该机的全貌，因此把有关这方面资料全部搜集使用，致使有些稿件不太符合出版要求。尽管从编辑角度作了一些文章结构及层次上的修改，但由于水平有限，书中可能存在不少缺点，甚至错误，敬请读者批评指正。

编 者

1979. 6

目 录

6 GHz PCM—120无人值守数字微波接力机方案概述	(1)
发射机方案报告	(11)
2 GHz 微带反射型 $0. \pi$ 调相器	(16)
2 GHz 脉冲锁相环	(25)
脉冲鉴相器等效结构和实用电路分析	(32)
并联电调 2 GHz 晶体管振荡器设计	(50)
2 GHz 晶体管微带功率放大器设计	(69)
6 GHz 阶跃管三倍频器	(65)
高频晶体振荡器设计与实验	(94)
接收机方案报告	(107)
微带混频器—前中组合件设计报告	(111)
信道终端机方案报告	(122)
70MHz 主中频放大器设计报告	(178)
70MHz 带通滤波器设计与实验报告	(185)
延迟检波器设计报告	(194)
同步判决技术报告	(200)
调频器设计报告	(212)
鉴相器设计报告	(215)
扰码器设计报告	(220)
自动倒换技术报告	(230)
中频自检设计说明	(238)
监控系统方案报告	(245)
天线收发双工器设计与测试报告	(254)
本振滤波器设计报告	(273)
三米赋形卡塞格伦天线	(281)
电源简介	(296)

6 GHz PCM—120无人值守数字

微波接力机方案概述

罗世全

提要 本文简要地介绍了6GHz无人值守微波接力机的性能,工作原理和特点,讨论了有关方案系统中的几个技术问题。分析了复合调制的工作性能。

一、概 述

无人值守六千兆赫PCM120路数字微波接力机,是为“川——汉”输气管道通信系统工程设计的中容量、长距离干线通信系统的传输设备。“川——汉”输气管道将通过四川东部和湖北西部一带地势复杂,人烟稀少的重山峻岭地区。要求通信线路基本上沿管道架设,为满足主要的通信使用要求,往往需将若干中继站置于出入无人之境的高山顶上。这就给通信系统的维护管理带来了很大的困难。因此,设计一种高度可靠的无人值守管理的微波接力通信系统是十分必要的。

目前,在我国微波接力通信正经历着一个新的发展时期,其主要标志就是:通信传输的数字化,通信设备的固态化和维护管理的自动化。这三个发展方向都贯彻在我们的设计之中。还要指出的是,通信传输的数字化,将为直接与计算机结合使用提供了可能。

此外,我们在方案设计和电路设计等方面都把可靠性放到第一位来考虑。因为没有足够高的设备可靠性作保证,长距离的无人值守通信系统必然成为一句空话。可靠性分析和设备能力与传输可靠度计算也表明。在目前条件下,限制系统可靠度的主要因素不是设备能力与传输可靠度,设备本身的可靠度才是限制系统工作可靠度的主要因素。

无人值守微波接力信道机的主要技术指标是:

- | | |
|-------------|--|
| 1. 工作频率: | 5925MHz—6425MHz; |
| 2. 波道分配: | 按CCIR——383——1建议;
收(发) 1、3、5、7;
发(收) 1'、3'、5'、7'; |
| 3. 中继方式: | 再生中继; |
| 4. 信道容量: | 8448kb/s; |
| 5. 发信机输出功率: | 200mw; |
| 6. 收信机噪声系数: | $N_F \leq 11\text{dB}$; |
| 7. 单跳标称距离: | 50KM (平地); |
| 8. 可靠性备份: | 用一备一,波道热备份。(单元设备平均无故障工作时间 $T_m \geq 400000$ 小时) [7]; |
| 9. 分集: | 设备具有空间分集能力; |

10. 调制解调制度: 0 、 π 调相, 差分相干解调。

11. 归一化门限信噪比: $\frac{E}{N} \leq 18.5\text{dB}$, $P_e \leq 2 \times 10^{-3}$ 。

12. 主控站可以管理左右各四个无人中继站, 并具有一路站间勤务联络电话, 每个站监测量45个; 控制量20个。

13. 机馈端驻波比: $VSWR \leq 1.4$, 联接形式为BJ-58波导, 带密封窗和气嘴。

14. 信码输入输出: 信码形式一方波、全占空、单极性; 同步一方波、半占空、单极性。阻抗—75欧姆, SYV-75-4 同轴电缆, 长度 ≤ 20 米; 电平—高电平 ≥ 2.3 伏, 低电平 ≤ 0.5 伏。

15. 耗电量: 一收一发总耗电量为75W, 电源输入直流24伏。

16. 环境条件: 温度, $-10^{\circ}\text{C} - +55^{\circ}\text{C}$;
湿度, $95 \pm 3\%$ (20°C 时)。

二、方案构成

1. 系统方案构成

在一个复杂的事物中, 如果同时存在许多对矛盾的话, 就要用全力找出它的主要矛盾。无人微波接力应把什么问题放到首位来考虑呢? 毫无疑问, 应该把可靠性和稳定性放到首位来考虑。设备的可靠性和稳定性是我们考虑一切技术问题的出发点。任何设备的质量指标性能, 都必须是在可靠性意义之下的质量指标性能, 否则是没有任何实际意义的。没有足够高的设备可靠性作保证, “无人值守”也是不可能实现的。

图1是我们设计的无人值守微波接力系统组成方块图。这个系统组成和各分机有关技术

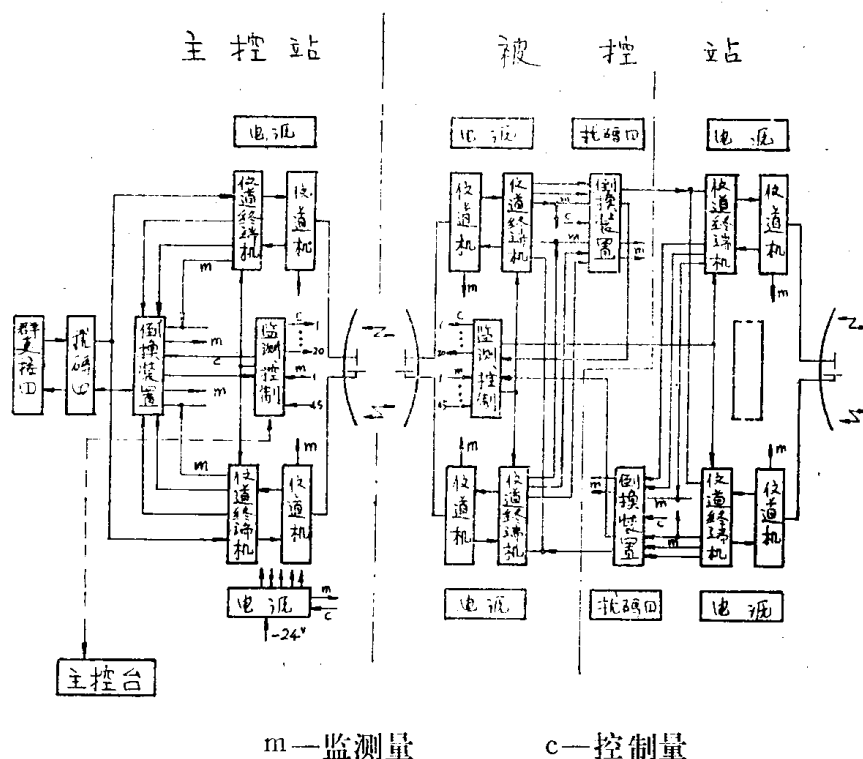


图1 无人值守微波接力机系统构成方块图

选择,充分反应了我们对可靠性的重视。首先,我们看到信道机全部采用一备一的并联工作方式,这对于保证系统的高度可靠性是极为重要的措施。其次,各分机有关技术的选择也对可靠性要求作出了相应的考虑。例如,调制与解调制度,选用微波调相,差分相干解调,就是考虑到它们比较简单,容易做到稳定可靠,而且实际的技术性能也比较好。又如收信机和发信机的频率产生方法,采用2GHz微波高次脉冲锁倍器,避免了多级倍频器带来的各种麻烦,简化了设备,提高了可靠性,频谱纯度也高。收发信机实现了全半导体化,对提高设备可靠性打下了很好的基础。由于采用了微带技术,所以整机体积也较小。

2. 简要工作原理和特点

系统工作过程简述如下。由二次群复用设备送来的二进制信号序列首先进入扰码器,使输入信号的频谱进一步均匀化,防止出现线谱干扰,同时也提高了所谓的信道透明性。扰码后的信号分别送到两套相互平行的信道终端机,对信号进行相对编码,然后再在2GHz微波频率上对载波实施微波调相。调相后的信号经放大及三次倍频后,就得到了我们所要求的工作频段上的发射信号。三倍以后的信号经发信滤波器把信号频谱限制在一定范围内,抑制其杂散干扰,然后再被馈送至天线。在接收端,从天线接收到的微弱信号,先经预选器(收滤波器)抑制其它干扰后送到一次混频收信机,变频为70兆赫中频信号,经中频放大以后在信道终端机内进行解调。在解调器的输出端,经两个并行独立信道传输的信号,由“倒换装置”把它们又联接在一起,“倒换装置”选择其性能指标满足要求的一路作为输出,送到二次群复用设备或接力机转至下一站。在中继站工作的接力机,去扰码与再扰码程序可以省略。

监控系统的功能是代替值班人员对站上设备的工作状态进行监视,并把被监视的状态结果(正常或故障)报告其远方主控站,并在主控台上显示出来,以便主站值班人员通过主控台能随时了解到所管理范围内的各站设备工作情况。当站上设备发生故障时,监控装置能够及时地向主控台发出故障告警信号,值班人员还可通过主控台对各站进行遥控操作。为了便于必要的维护联络,监控系统还备有一路沟通各站的勤务联络电话。

监控信号的传输采用与主信号共用同一载波的复合调制办法。监控信号先对载波标频实行浅调频,然后主信号再对载波相位进行调制,产生出0、 Π 二相调相信号。在收端分别对主信号和监控信号进行解调。主信号解调和通常的延迟解调一样。监控信号的解调首先需要对复合调制的中频信号进行倍频,以消除主信号产生的0、 Π 调相相位变化,提取出带有监控调频的“载波”信号送到鉴频器解调。由于采用了微功耗器件,使监控设备功耗降到3瓦以下。

电源供电目前为正24伏(生产时准备改为-24V)。使用逆变器将24伏直流电变换成机内所需各种电压,供各分机使用。电源具有必要的监测和控制保护装置。

三、有关系统方案的技术说明

1. 设备能力与传输可靠度

通信系统的可靠度是由设备可靠度(可靠性)和传输可靠度(电波传播可靠度)共同确

定的。设备可靠性及其要求，参考资料〔7〕有专门讨论，其结论已反映在我们的设计中。这里我们仅讨论传输可靠度。线路的传输可靠度取决于微波接力机所能提供的设备能力和电波传播过程中的衰落特性。对于高质量的通信线路，通常要求全系统的传输可靠度达99.99%。因此，单跳的传输可靠度要求一般在99.999%以上。

微波接力通信的传输特性表示在图2中。对接收到的大量的电平记录的分析表明，在少有的时间里，接收到的电平相对自由空间传输损耗发生如图所示的衰落变化。衰落发生的概率 $P_f = k \times f^A \times d^B$ 。衰落发生时，衰落电平分布概率密度服从瑞利规律。正是这种衰落效应，严重地影响到通信系统的传输可靠度。提高和改善传输可靠度的办法通常有两种：其一是增加设备能力，增大电平余量；其二是采用分集接收办法，减少和降低电平衰落变化。

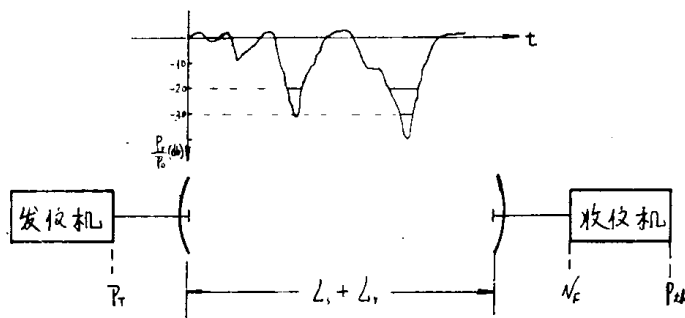


图2 微波接力通信传输信道示意图

以下根据我们的设备条件，简单计算如下：

微波接力通信信道的合成衰落特性，是衰落发生概率 P_f 和瑞利衰落概率 $P(A)$ 的合成分布：

$$P(AB) = P(A) \cdot P_f(B) \quad (1)$$

其中： $P_f(B)$ 为衰落发生概率； $P(A)$ 为瑞利衰落的中断概率，它是传输可靠度的对立事件，即： $P(V) = 1 - P(A)$ 。

$$P(A) = P(V_R \leq V) = \int_0^V P(X) dX = 1 - \exp\left(-\frac{V^2}{P_0}\right) \quad (2)$$

式中： P_0 ——为平均功率。

无分集时，瑞利衰落的传输可靠度为：

$$P(V) = 1 - P(A) = \exp\left(-\frac{V^2}{P_0}\right) \quad (3)$$

在二重空间开关分集条件下，只有两路接收电平同时低于某给定值时，线路才会中断。此时的中断概率为：

$$P_{n=2} = P_1(A) P_2(A) = P^2(A) \quad (4)$$

采用级数展开，考虑到 $\left(\frac{V^2}{P_0}\right) \ll 1$ ，则可得二重空间分集时的可靠度和接收电平之间的近似关系：

$$P_1 \doteq 1 - \frac{P_r}{P_o} \quad (\text{无分集}) \quad (5)$$

$$P_2 \doteq 1 - \left(\frac{P_r}{P_o} \right)^2 \quad (\text{二重分集})$$

确定的设备系统所能提供的可靠度，取决于它所能提供的设备能力抵消去必要的自由空间损耗后，还能提供多少电平富裕量 Δ 。

$$P(V) \sim F(G_\Sigma - L_\Sigma) = F(\Delta) \quad (6)$$

设备总增益：

$$G_\Sigma = P_T(\text{dB}) + G_T(\text{dB}) + G_R(\text{dB}) - (L_T + L_R) - P_{\text{ith}} \quad (7)$$

若给定：

发信机输出功率：23dBm W/27dBm W，

天线增益： $G_T = G_R = 43\text{dB}$ ，

收信机噪声系数： $N_F = 10\text{dB}$ ，

归一化收信门限信噪比： $\frac{E}{N} = 18.5\text{dB}$ ，

传输速率：8448kb/s，

馈线损耗： $L_T = L_R = 5.6\text{dB}$ （相当于100米椭圆软波导的传输损耗）。

则可计算得：

$$G_\Sigma = \begin{cases} 177.6 \dots \dots \dots (500\text{m W}) \\ 173.6 \dots \dots \dots (200\text{m W}) \end{cases}$$

总传输损耗：

$$L_\Sigma = L_o = L_f + L_a + L_s \quad (8)$$

其中： L_f 为自由空间传播损耗， L_a 为大气吸收损耗， L_s 为散射损耗。

各种不同距离条件的总传输损耗列于下表之中。

d(KM)	10	20	30	40	50	60	70
L_Σ (dB)	129	135	139	142	144	146	148

根据总增益和总传输损耗求出其设备余量为：

d (KM)		10	20	30	40	50	60	70
Δ (dB)	200 ^{mW}	44.6	38.6	34.6	31.6	29.6	27.6	25.6
	500 ^{mW}	48.6	42.6	38.6	35.6	33.6	31.6	29.6

根据余量 Δ (dB)和(5)式很容易确定瑞利衰落条件下线路所能取得的传输可靠度。微波接力通信道的实际衰落特性由(1)式来确定。(1)式中的衰落发生概率 P_f 与工作频率、单跳通信距离和环境地理气候条件有关。参数K, A, B是大量统计分析确定的经验数值。欧洲、美国、日本和CCIR建议的参数选取各不相同〔5〕，相差最大的达10倍以上。很难做

出适于我国条件的选择。唯一的办法是在今后的实验和使用中总结出我们自己的经验公式。在此我们暂以日本人的选取为参考。

$$P_r = K Q \left(\frac{f}{4} \right)^{1.2} d^{3.5} \quad (9)$$

其中:

$Q = 1$ (平原地区),

$Q = 0.4$ (山区),

$Q = 72/\sqrt{h}$, $h = (h_1 + h_2) / 2$, [水域, h (米)]

$K = 5.1 \times 10^{-9}$

f : (GHZ),

d : KM。

在通信距离为50KM, 发送功率为200mW的条件下, 根据(9)和(1)式可计算得: 无分集条件下的实际传输可靠度为0.9999—0.99999以上; 在两重空间分集条件下的实际传输可靠度为0.999999—0.99999999以上。在传输条件较好的地方不用分集就能满足高质量线路的传输可靠度要求。在传输条件较差的地方二重空间分集也是能满足线路的传输可靠度要求。因此, 采用把设备可靠性备份和空间分集结合起来的设计是必要的和有益的。

2. 频率稳定度

由于本设备决定采用0、 π 调相和差分相干解调制度, 频率误差主要是导致系统解调性能恶化。收一发信号流程和频率之间的关系图表示在图3之中。

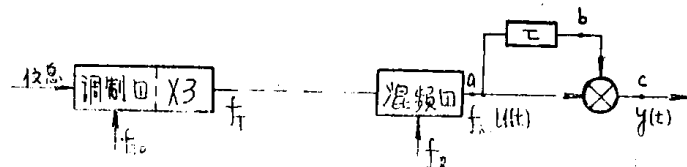


图3 收一发系统频率关系

在发送端, 若调制器为理想的0、 π 调相器时, 接收端混频器输出馈送到解调器输入端的信号(a点)为 $u(t)$:

$$u(t) = a(i\tau) \cos \omega t \quad (10)$$

其中: $a(i\tau) = \pm 1$, τ 为码元持续时间, $i = 1, 2, \dots, n$ 。

解调器输出有用信号(c点)为 $y(t)$

$$\begin{aligned} y(t) &= u(t) \cdot u(t+\tau) \\ &= \frac{1}{2} a(i\tau) \cdot a\{(i+1)\tau\} \cos \omega \tau \end{aligned} \quad (11)$$

对于延迟解调有: $\omega\tau = n\pi$, (11)式取最大值。实际上 τ 和 ω 在工作环境条件范围内各自都存在一定的误差或随时间的不稳定量, 因而导致 $\omega\tau \neq n\pi$, $|\cos \omega\tau| < 1$, 恶了解调性能。令 $\varphi = \omega\tau$, 则相位误差变化量 $\Delta\varphi$ 可表示成:

$$\Delta\varphi = \tau\Delta\omega + \omega\Delta\tau \quad (12)$$

代入 $\omega = 70$ 兆周, $\tau = \frac{1}{8448\text{kb/s}}$, 分别计算得频偏相位误差 $\Delta\varphi(\Delta\omega) = \tau\Delta\omega$, 和延迟相位误差 $\Delta\varphi(\Delta\tau) = \omega\Delta\tau$, 计算结果列于下表中。

$\Delta\varphi(\Delta\omega)$							
$\Delta f(\text{kc})$	1000	500	250	100	50	25	10
$\Delta\varphi(\text{度})$	48.4	21.2	10.6	4.24	2.12	1.16	0.44

$\Delta\varphi(\Delta\tau)$							
$\Delta\tau(\text{ns})$	0.01	0.02	0.05	0.1	0.2	0.5	1.0
$\Delta\varphi(\text{度})$	0.25	0.5	1.26	2.5	5.0	12.6	25

此外,从(11)式我们还可以看出,当延迟线不是恰好延迟一个码元时间时,解调器输出包络相关系数也将下降,同样将引起解调性能恶化,其恶化程度与 $\Delta\tau$ 成线性关系。通常这项影响比高频相位恶化的影响小得多。

目前使用“SF13—50—2—2”延迟电缆作为延迟单元。在 0°C — 50°C 范围内,它的稳定度可达 10^{-3} ,即 $\Delta\tau_{\text{max}}=0.118\text{ ns}$ 。相应的最大高频相位差约为3度。为了将频偏影响控制在既不显著恶化解调性能,又不至使设备过于复杂,考虑到采用简单恒温方式,将晶体振荡器的频率稳定度做到 10^{-6} 没有什么困难,而与之相应的频偏相位差约为0.5度,较时延相差小得多。 10^{-6} 的频率稳定度要求与目前国际电信咨询委员会对微波接力通信设备频率稳定度的建议相一致。

3. 波道频率分配和滤波器与双工器

根据系统要求,波道频率分配采用“CCIR—383—1”建议。确定波道频率的参数是:

频段:	(5925—6425) MHz,
中心频率:	6175MHz,
波道间隔 Δf :	29.65MHz,
收—发波道最小间隔 ΔF :	44.5MHz,

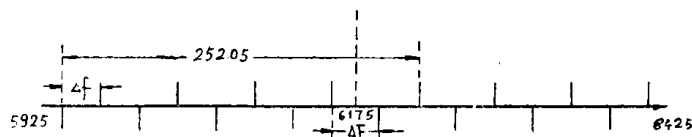


图4 波道频率分配图

滤波器与双工器:在微波接力通信中,往往需要把同一方向若干个收—发波道联接在一起,然后通过一条馈线馈送至天线进行工作,而且要求各工作波道之间彼此不产生干扰或将干扰抑制到允许的程度。各对应收、发波道之间的联接通常借助于环形器或双工隔离器与适当的分路滤波器相结合来完成。考虑到可能的杂散干扰和收、发信号干扰特性,分析了可能的各种联接形式,得出对滤波器阻带抑制特性的要求。发信滤波器要求: $\Delta f \geq 74\text{ MHz}$, $< \geq 85\text{ dB}$; 收信滤波器要求: $\Delta f \geq 64\text{ MHz}$, $< \geq 55\text{ dB}$; $\Delta f \geq 140\text{ MHz}$, $< \geq 100\text{ dB}$ 。双工器收、发隔离度 $\geq 30\text{ dB}$ 。

四、复合调制与解调

监控，勤务信号的传输，采用和主信号传输共用同一载波的复合调制办法。这当然是一种简单的方法。但是复合调制的实际工作性能怎样？稳定性又怎样？需要有个明确的回答。

1. 复合调制的干扰噪声性能

监控，勤务信号对载波实行浅调频而产生的监控、勤务调制对主信号解调的干扰影响，和频率不稳定产生的频率偏差 Δf 所影起的解调性能恶化本质上是相同的。当监控，勤务调制峰值频偏 $\Delta f = 60\text{KHz}$ 时，所产生的最大干扰相位误差 $\Delta\varphi_m \leq 3^\circ$ 。

主信号调制对监控、勤务信号解调的干扰影响，完全是由于实际调制器的不理想性和传输信道有限带宽特性所至。归结起来对监控、勤务信号的干扰有三类：a、固有的白噪声干扰；b、寄生调频干扰；c、伴随主信号调制而产生的干扰。在此，我们着重讨论“C”类干扰。

监控，勤务解调方块图如图5。经信道传输和受到严格带宽限制后传到二倍器输入端的信号是一个相当于抑制载波的双边带调幅信号。监控，勤务解调必须先恢复其“载波”，然后用鉴频器解调出“载波”中的浅调频信号。分析调相误差影响时，假定幅度为常数。

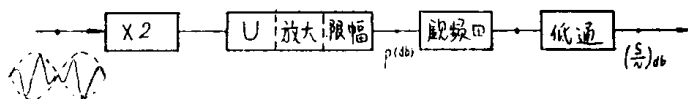


图5 监控、勤务解调方块图

调相误差干扰噪声：二倍器输入端的 $0, \pi$ 调相信号可表示成：

$$\begin{cases} u(t) = 2A \cos \{ \omega t + a(i\tau) \pi \} \\ a(i\tau) = 1, 0, i = 1, 2 \dots n. \end{cases} \quad (13)$$

二倍器输出有用“载波”信号为：

$$S(t) = A \cos 2\omega t \quad (14)$$

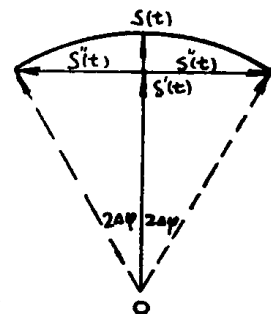
当存在调相误差 $\Delta\varphi$ 时，输入调相信号为：

$$u(t) = 2A \cos \{ \omega t + a(i\tau) (\pi + \Delta\varphi) \} \quad (15)$$

此时二倍器输出有用“载波”信号为：

$$\begin{aligned} S(t) &= A \cos \{ 2\omega t + a(i\tau) 2\Delta\varphi \} \\ &= S'(t) + S''(t) \end{aligned} \quad (16)$$

可见，此时除载波项 $\cos 2\omega t$ （幅度较原来少了）外，还存在一个正交项， $\sin 2\omega t$ 。正交项正好反应了残留主信号调制的大小，并构成了对载带有监控，勤务浅调频的有用“载波”的干扰。在二倍器输出端，在不存在其它干扰噪声条件下，仅仅是残留调制干扰对有用“载波”信号的信噪比为：



$$\frac{S'(t)}{S''(t)} = \operatorname{ctg} 2\Delta\varphi \quad (17)$$

理论上, 监控、勤务调频信号的频谱带宽较主信号调制频谱带宽少100多倍, 有效带内的干扰能量将少得多。实际上, 由于在140MHz的频率上进行监控、勤务解调处理, 鉴频器前的中频带宽主要受到中频回路参数稳定度的影响而不能做到与传输信号频谱相适应的程度。因此, 鉴频器输入端的中频信噪比可能受到严重影响, 而不能保证鉴频器所需要的门限信噪比。当中频带宽为 $\pm 2.0\text{MHz}$ 时, 为保证必要的鉴频门限, 要求 $\Delta\varphi \leq 10^\circ$ 。在满足 $\Delta\varphi \leq 10^\circ$ 的条件下, 鉴频器输出信噪比将达到60dB以上, 较对监控、勤务信道40dB的信噪比要求高许多。

2. 监控、勤务调频对环路工作稳定性的影响

监控、勤务信号的调制工作过程如下:

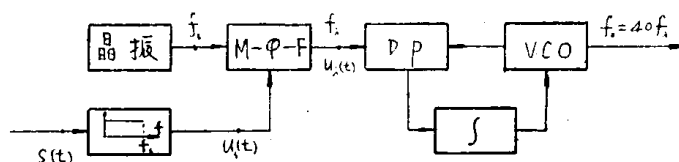


图6 监控、勤务调制过程方块图

无论是监控还是勤务话音信号, 都是断续的随机信号, 特别是话音信号, 振幅和频谱都有随机性质, 变化范围也较大。环路将跟踪被这种随机信号调频的标准频率 f_c 。事实证明, 如果调频器的调制频率和调制频偏选择不当, 特别是频偏选择, 将严重地影响到发信机锁相环路的工作稳定性。

考虑到监控, 勤务的信号特性和调相—调频原理, 将调频器输出频率变化特性理想化为一方形波。当其调制周期 $T \gg \frac{1}{f_n}$ 时 (f_n 为环路振荡频率), 环路将跟踪阶跃频偏 Δf_m 。我们现在来研究环路跟踪阶跃频偏的瞬时特性。为使环路稳定工作, 必须保证任何瞬时环路的输出输入相位差小于90度。

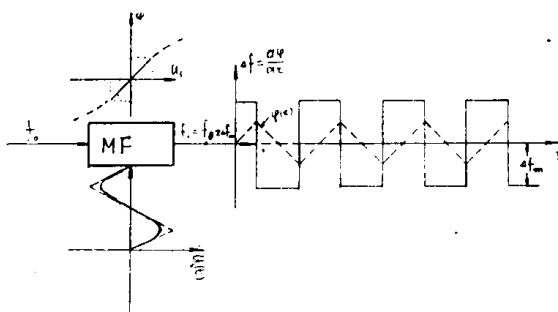


图7 监控、勤务调频原理

在阶跃频率作用下, 锁相环的输出相位过渡特性, 在一般锁相技术〔2〕中已有分析。对于采用比例积分滤波器的一比一锁相环路, 输出相位特性为:

$$\varphi(t) = \begin{cases} \frac{\Delta\omega}{\omega_n} \left(\frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin\sqrt{1-\xi^2}\omega_n t \right) e^{-\xi\omega_n t} & \xi < 1 \\ \frac{\Delta\omega}{\omega_n} (\omega_n t) e^{-\omega_n t} & \xi = 1 \\ \frac{\Delta\omega}{\omega_n} \left(\frac{1}{\sqrt{\xi^2-1}} \sin\sqrt{\xi^2-1}\omega_n t \right) e^{-\xi\omega_n t} & \xi > 1 \end{cases} \quad (18)$$

在我们的设计中, 锁相环路参数为: $f_n = 50\text{KHz}$, $\xi = 0.707$, $n = 40$ 的锁倍器 [4]。

和一比一锁相环不同的是 $\varphi_n(t) = n\varphi_1(t)$ 。取 $\xi < 1$ 的瞬态相位表示式, 并令 $\frac{d\varphi(t)}{dt} = 0$ 得:

$$\sqrt{1-\xi^2} \cos\sqrt{1-\xi^2}\omega_n t = \xi \sin\sqrt{1-\xi^2}\omega_n t \quad (19)$$

尽管环路瞬时相位差不超过90度通常不会失锁。但我们还是希望工作在瞬时相位差远离90度的条件下。同时我们注意到 $\varphi(t)$ 是线性分析的结果, 通常使用在30度以内是比较有效和可靠的。下面我们试求 $\varphi_{\max} \leq 30$ 度时所能允许的最大频偏 $\Delta f_{\max}$ 。

$$\Delta f_{\max} \leq \frac{f_n \times \varphi_{\max}}{n \left(\frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin\sqrt{1-\xi^2}\omega_n t \right) e^{-\xi\omega_n t}} \quad (20)$$

代入 $\xi = 0.707$, 解 (19) 和 (20) 式得: $\Delta f_{\max} = 1.47\text{KHz}$ 。故有:

$$\Delta f_m = \frac{1}{2} \Delta f_{\max} = 0.74\text{KHz}$$

即要求调频器输出的峰值频偏 $\Delta f_m \leq 0.74\text{KHz}$ 。

综上所述, 我们可以得出: ①监控、勤务信号的调制频率应满足 $f_{S_{\max}} \ll f_n$; ②峰值调制频偏必须满足 $\Delta f_m \leq 0.74\text{KHz}$ 。

3. 白噪声干扰

在正常条件下, 我们要求收信机工作门限中频信噪比在15dB以上。对监控勤务信道来说, 二倍器输入端的信噪比和中频信噪比相同。虽然二倍器将损失6分贝信噪比, 但是监控、勤务中频带宽约较原带宽压缩4倍, 这就取得了6分贝信噪比改善, 所以鉴频器输入中频信噪比与收信机中频信噪比相同。当鉴频器输入频偏 $\Delta f = 60\text{KHz}$, $f_{S_{\max}} = 3.4\text{KHz}$, $m = 18$ 时, 根据 [3] 计算白噪声干扰下鉴频器输出信噪比的计算方法, 计算得: $\left(\frac{S}{N}\right) = 54\text{dB} \geq 40\text{dB}$ 。

总之, 理论分析和实践证明, 复合调制是可行的。必须注意设计和选择适当的频偏和限制最高调制频率。在 $\Delta f = 60\text{KHz}$ 条件下, 能够保证其输出信噪比在40dB以上。

主要参考资料

- [1] 无线电电子设备可靠性理论与计算
- [2] 锁相技术基础 (蒋 君 章)
- [3] Modern Communication Systems R.F.W. Coates
- [4] 2 GHz 脉冲锁相环 (张 云 生)
- [5] 对外座谈资料汇编 “无线电中继线路工程”
- [6] “川—汉” 工程757会议文件
- [7] 六千兆赫120路脉码调制无人值守微波接力机总体技术报告 (罗 世 全)

发射机方案报告

许新民

提要 本文叙述了无人值守 6 GHz 微波发信机方案的优缺点,指出了该机各部分的功能,说明了联调和测试方法以及达到的指标,分析了联试中的主要故障,采取了排除措施。

一、发信机方案

本机用作无人值守微波发信机,要求可靠性好,耗电省。没有高可靠性,无人值守便成为空谈。因此本机设计首先考虑高可靠性的要求。在现有条件下,除了采用可靠性好的元器件及工艺结构外,方案选择上力求简单是使机器可靠的重要因素。另外,全国态化避免了使用电子器件带来的一系列不可靠因素。基于上述考虑,本机采用下图所示的构成方案。

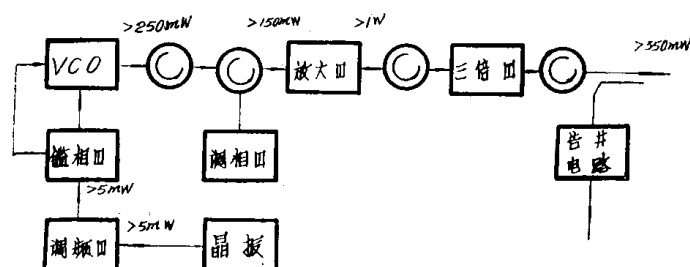


图1 发信机组成方框图

该方案有以下特点:

1. 2 GHz 脉冲锁相环提供了简单的性能良好的微波功率源。

本机 2GHz 以下采用了脉冲锁相环路,相当于把 50MHz 稳定的标准信号频率倍乘 40 次,成为 2 GHz 的稳定的微波信号源, 2 GHz 上输出功率大于 250mW, 频率稳定度不低于 1×10^{-6} , 且频谱纯净, 寄生相位抖动小于 0.2° , 电路简单, 容易作到稳定可靠。VCO 有机械调谐机构改变频率, 在 2GHz 附近频率可改变 200MHz, 这样只要使用不同的晶体频率, 发信机可以产生不同的频率, 能够复盖 CCIR 建议的 6 GHz 频段微波机的所有频率。因此, 脉冲锁相方法的使用, 既保证了微波源的优良的性能, 又使设备大有简化, 成为保证本机可靠性的主要因素。

2. 2 GHz 直接调制减小功率消耗, 增加改型的灵活性。

本机采用微波直接调制, 但不在 6 GHz 上调制, 而是在 2GHz 上进行, 这样可以减小整机功率消耗。例如, 若调制器的插入损耗按 2 dB 计算, VCO 效率 20%, 放大器效率 40%, 三倍器效率 40%, 要保证输出 400mW, 在 6GHz 调制仅调制器插入损耗一项就要使整机耗电增加 1.5W 以上, 而在 2GHz 调制整机耗电只增加 0.5W, 而且 2 GHz 调制时射频信号电平低, 调制器制做容易。另外, 在 2GHz 上调制增加了机器改型的灵活性。例如, 去掉三倍器, 可以作为 2 GHz

发信机,三倍器改为五倍器可成为10GHz左右的发信机。调制后倍频带来的问题是使调制误差扩大,干扰增加,因而对调制器的调制精度要求更高。

3. 2 GHz功率放大采用晶体管,提供足够的功率(1^w 以上)保证最后为350~400^{mW}的输出,这就可以不用行波管,避免了复杂的电源设备,对整机可靠性大有好处。

4. 本机勤务监控信息调制采用间接调频方法。调相—调频方法得到的频偏小,而本机从50MHz到6 GHz的120次倍频作用正好弥补了它的这一缺点,由于有120次倍频,50MHz的调制频偏要求很小(几百周),因而线性也容易做好。而且电路简单,制做容易。更重要的是间接调制不降低晶振的频率稳定度,保证了微波频率源的稳定度不受勤务调制的影响。但是由于勤务监控信息是调制在标准信号上,因而锁相环对它要跟踪,这样一来增加了对锁相环跟踪性能的要求。换言之,在锁相环性能一定的情况下,勤务监控信号的形式就要受到限制,否则,将影响锁相环的稳定性。

5. 2 GHz放大器和调相器采用微带电路,结构简单、可靠、加工方便。

6. 由于锁相环的反馈作用,调制器对VCO的频率牵引增加了本机自身的干扰,但是采取适当措施,这种干扰可以不致影响整机性能。

7. 本机具有以下监测告警功能:

(1) 环路失锁告警:当环路失锁时,面板上的表头指针摇摆,同时告警电路输出低电平(零或零点几伏)信号给监测系统,环路锁定时指针不动,告警电路输出正常信号(+10V)。

(2) 输出功率告警:发信机输出信号通过定向耦合器,取出一定的功率(输出功率的1/100),经检波,推动告警电路,输出功率正常时,告警电路输出正常工作电压(+10V)输出功率下降3 dB时,告警电路输出告警信号(零或零点几伏),告警信号由机箱后面的插座AT—20引出,(勤务监测信号由此插座引入)。同时告警电路的输出还送到表头指示输出功率的大小。

(3) 面板上的表头指示机内主要部件工作状态,其中有:

“环路”——指示环路是否锁定以及锁在何状态,正常时指针不动并指在中间,表示环路锁定在中心。失锁时指针摇摆。

“调频”——指示调频器输出信号的幅度。

“调相”——指示调制脉冲是否加到调相器。

“放大”——指示2 GHz放大器的工作电流,用以说明放大器输出功率的大小。

“输出”——指示发信机输出功率的大小。

另外还指示各组电源是否正常。以上各项用同一表头指示,由面板上的波段开关KB3控制。

机内接线及部件安装见附图1和图2。

综上所述,对发信机有如下几项指标要求:

输出功率:	$> 350^mW$
频率稳定度:	$1 \times 10^{-6}/\text{年}$
杂波抑制:	50~70dB
调相误差:	$\leq 3^\circ$

寄生调幅:

$\leq 5\%$

勤务调制频偏:

60KHz

二、发信机调试

发信机各部件联结图如图1所示。

发信机整机联调要在各部件指标调好的基础上进行。各个部件技术指标应严格逐项测试，各项指标确实达到要求才能进行整机的联试。

1. 2GHz锁相环的联试

发信机整机联调首先要调好2GHz锁相环部份，这是发信机的基础。锁相环的各部件指标都必须满足要求，例如：VCO中心频率要调准（指变容管加 -40^{V} 偏压时的频率），输出功率要达到要求值（ 250^{mW} 以上），电调范围要足够（ $40 \pm 10^{\text{V}}$ 频率变化 $\pm 10^{\text{MC}}$ 左右），电调基本线性（一般高端灵敏度较低）输出频谱良好。晶振达到温度稳定状态，输出 5^{mW} 左右。鉴相器：先使扫描振荡不工作，加上晶振及VCO信号后直流放大器输出直流应基本为零，（表针指在中间），输出差拍电压峰—峰 20^{V} 左右，且差拍波形除在频率很低时有削顶现象外应是正常的正弦波形。然后使扫描电路工作，这时表针摇摆，在直流放大器输出端也应能看到扫描振荡的波形（梯形波，频率为十周左右）。这时闭合环路（即把鉴相器输出的控制信号接到VCO），环路就应锁定，表针摇动停止，直放输出为一直流，VCO的频率准确地等于晶振频率的40倍。如果不锁，首先检查环路是否真正闭合，接触是否良好，其次根据直放输出端波形情况，判断故障所在排除故障（详见环路调测报告），使环路正常工作：同步范围 $\pm 10\text{MHz}$ 左右，捕捉范围 $\pm 9\text{MHz}$ 左右，输出频谱干净，频率正确。环路调试可告结束。

2. 调相器与锁相环联调

VCO输出信号送至调相器，调相器输出端通过定向耦合器分别观察输出功率和频谱。先加0、1码，载波抑制度能达15dB以上就可以了，不必重调调相器，然后加本机发终端扰码器输出的31位码，这时频谱分布应如下图形状，且谱线清晰，载波抑制也应在15dB以上。此时调相器输出功率要在 150^{mW} 以上，否则将难以激励放大器。

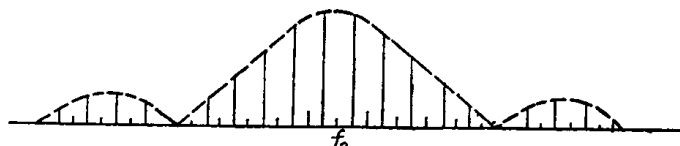


图2 31位码调制时频谱分布图

3. 再连上放大器和三倍器

调相器输出信号送至放大器，放大器输出应大于 1^{W} ，此时放大器电流 100^{mA} 左右，再经

三倍频后输出功率应有 $350 \sim 400 \text{ mW}$ 。调相器至放大器的连接电缆对放大器工作状态影响大,要注意接触良好,若输出功率达不到要求值,还要微调三倍器输入滤波器的二个调谐螺钉及输出滤波器的最后一个调谐螺钉,使输出功率达到要求值。然后加上调制信号,再最后观察频谱,频谱分布应与前面无大的差别。一般地由于放大器输入阻抗的影响,调制状态要改变,因而频谱分布变化,主要表现载波抑制度变差,这时要微调调相器的误差补偿片,以及脉冲放大器输出的脉冲的幅度,使频谱分布达到要求。

4. 加上勤务调频器

把勤务调频器插接在晶振和鉴相器之间,不加勤务调制信号,环路工作应无变化,例如环路同步,捕捉范围,载频频谱等应与未插入调频器前相同。至此,发信机联调全部完成,接着进行整机测试。

5. 整机指标测试

(1) 输出功率:用功率计直接在发信机输出端测量,一般使用中功率计GZ₃比较合适,输出功率应有 $350 \sim 400 \text{ mW}$ 。

(2) 频率:用计数器E324(配E3252置换装置)直接读数。

(3) 杂波抑制:用测试接收机测信号和杂波电平差,即为杂波抑制度,该机中主要的杂波分量是 $f_0 \pm nf_c$ (f_c 是晶振的频率) $n=1$ 时最强,但也要低于信号50dB以下。

(4) 寄生相移,即噪声引起的相位抖动。

目前没有直接测量调相噪声的设备,这里测量采用间接方法,即测量噪声产生的寄生频偏,然后再折算为寄生相移,显然这是不精确的,但可以粗略地说明寄生相移的大小。方法是把信号送入频谱分析仪(BP 3—B),取出频谱仪的中频信号(160MHz)送入频偏表,测出频偏,然后把频偏表的输出送入选频表,测出噪声的频谱分布,找出噪声频谱的低频分量,用它除测得的频偏即得寄生相移,显然这样测出的相移包括了频谱仪本振信号的相位抖动,我们把它忽略。该机实测的寄生相移小于 0.5° 。还可以用两套频率不同的发信机混频,测其差频的频偏,这样测出的是两套发信机产生的寄生相移的总和。

(5) 调相误差及寄生调幅的测量

加0.1码调制,载波抑制应在20dB以上,寄生调幅在中频上测量(70MHz)测量计算的寄生调幅度 m 应不大于5%(测量计算方法见调相器报告)

6. 联试中的主要故障及其排除

由于各部件间的相互影响,联试中还会产生一些新问题,主要有以下几点:

(1) 电源干扰引起载频寄生相位抖动

电源干扰引起寄生相位抖动主要是通过VCO产生的,其作用途径主要有二种,一种是由VCO的电源引入的(包括 -12V 和 -40V 偏压电源),另一种通过幅射及线间耦合加到VCO,显然,解决电源干扰首先要加强电源滤波及屏蔽隔离,其次是注意走线合理,线间加强隔离(用屏蔽线),第三是各部件加强电源去耦,尤其是VCO的 -12V 电源和 -40V 偏压,实验证明,在整机走线合理,隔离良好的条件下,在VCO的 -12V 电源入口处接