

无线通信技术

选址通信选辑

1
1975

无线通信技术编辑部

无线通信技术

选址通信选辑

一九七五年第一期

(内部资料)

编	辑	无线通信技术编辑部
出	版	天津市〈五〉第 216 信箱 技 术 情 报 室
印	刷	天津市第一印刷厂
发	行	北京市第 750 信箱

致 读 者

在毛主席革命路线指引下，全国形势一派大好。电子工业战线的形势也很好。经过伟大的无产阶级文化大革命和批林批孔运动，电子工业布局更加合理，技术水平不断提高，军民结合更加紧密，生产成本不断降低，电子工业正在出现一个社会主义建设的新高潮。

为了适应形势的发展，四机部无线通信专业情报网决定编辑出版《无线通信技术》。本刊的宗旨是：坚持党的基本路线；贯彻执行“独立自主，自力更生”和“洋为中用”的伟大方针；介绍国内外无线通信方面的先进技术；交流国内生产、科研、使用部门的技术经验，使无线通信在实现我国农业、工业、国防和科学技术现代化的伟大斗争中做出较大的贡献。

1974年10月，在天津召开了选址通信交流会。本刊第一期集中选登了有关选址通信的十二篇文章。由于篇幅限制，交流会上的文章不可能全部刊登，请读者原谅。

由于我们人手少，水平低，缺乏编辑经验，刊物中一定存在着不少缺点和错误，殷切期望广大读者及时地给予批评和指导，并希望积极支持，踊跃投稿。

团结起来，争取更大的胜利！

目 录

1. 选址通信机方案介绍	(1)
2. 改进的选址通信方案	(10)
3. 选址通信的“同步选通锁相”技术探讨	(18)
4. 选址通信用150兆赫双工器	(31)
5. 地址编码及同步装置	(44)
6. ADOX调制与解调实验	(53)
7. 准线性数字压伸增量调制在选址通信中的应用	(60)
8. 二次调制——M序列地址码	(78)
9. 同步系统方案介绍	(91)
10. 自适应及改进型自适应增量调制器	(96)
11. 选址通信机中的“占线表示”与 “电话会议”装置	(103)
12. 螺旋滤波器	(114)

选址通信机方案介绍

天津市无线电技术研究所

一、任务的提出

如何设计能满足海上石油勘探和生产用通信机？我所从一九七二年开始对此问题进行摸索。经过多次去现场进行调查和座谈，感到海上石油工业生产对通信的要求是：

- ①高保密性；
- ②需要大量视距内的通信，如各井台之间、各船之间、井船之间的联络，又需要远距离的通信，如各井、船与岸基地之间的通信；
- ③无方向性；
- ④灵活、及时、简便。

从这些特点出发，选用什么通信方式呢？为此我们对目前使用和正在探索使用的几种通信方式进行了比较。

①长波通信：从电波传播的角度看，适宜在海面作远距离通信，但长波天线庞大，井、船上不宜架设。

②水下电缆通信：从保密性和抗干扰性来说是最好的，但分散在宽广水域的各点要敷设水下电缆既不经济而又困难，且不宜用于机动船只。

③微波通信：有尖锐方向性，因此有一定反侦察能力，且不受雷电干扰、工业干扰等影响。但只能接收固定一个方向的信号，因此要使机动船只以及分散在海面上各点都能通信便难以实现。

④激光通信：反侦察和抗干扰性能都好，但易受气候影响，如雨雾会使光散射，必须以大功率激光器来弥补散射的能量损耗。此外激光通信必须保证接收器和发射器对准。

⑤选址通信：工作于超短波波段，模仿自动电话形式，适合于机动点以及分散于一定区域内多点之间的通信，沟通联络及时简便，可以实现双工通信，用户间不易串台干扰，也不受雷电干扰。其缺点是直接通信只能在视距范围之内，远距离需中继转发。

经过比较，一致认为，选址通信比较理想，理由是：

- ①有利于采取保密措施；
- ②在视距内可直接选址通信，远距离可通过中继转发来实现通信，便于构成完整通信网；
- ③便于插入数据传输，有利于石油生产自动化。

二、方案和指标选定

选址通信的调制技术发展到现在种类繁多，归纳起来最基本的是三种，即频分（FDM

A)、时分(TDMA)和码分(CDMA)。我们选用码分调制方式。其出发点是:

- 1.可以应用数字技术:它有利于加密,有利于中继转发,有利于小型化。
- 2.尽可能避免要求严格的同步系统。
- 3.能有较多用户同时工作。
- 4.对窄带干扰有一定的抗扰性。

根据此码分调制方式的前提,对方案和指标进行选定。

1.一次调制

从现有资料看,大都采用脉位调制PPM和增量调制 ΔM 。二者的优缺点是:

脉位调制PPM。优点:①调制动态范围宽,能保证一定的话音质量。②脉冲取样率低,使得发射脉冲数少,地址帧间隔大,能有较多用户数。缺点:①技术上加密比较困难,②抗干扰性差,传输要求高。

增量调制 ΔM 。优点:①数字化,容易加密。②数字通信便于插入数传。缺点:①调制的动态范围窄,脉冲取样率高。②有量化噪声。

我们决定选用增量调制。为了改善其动态范围,保证音质,采用准线性数字压伸增量调制,并用脉冲曲折变换(Z-Z)和话音开关来减少发射脉冲数。

一次调制的调制与解调方框图如图1、图2所示。

调制部分包括:准线性数字压伸增量调制、钟频发生器、脉冲曲折变换、话音控制以及电报振荡器。

解调部分:由信号整形、解调器、钟频选频、脉冲曲折反变换以及音放输出等组成。

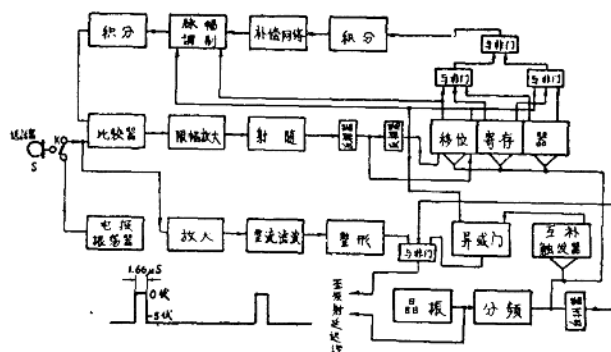


图1 一次调制方框图

①钟频部分

增量调制的取样频率根据上级建议统一标准为19.2千赫,取样周期为52微秒。

钟频发生器发出19.2千赫脉冲信号,其钟源采用晶体振荡器。振荡频率选取样频率的12次倍频,即振荡频率为230.4千赫。振荡周期为4.34微秒。

接收解调所必须的钟频同步信号是靠陶瓷滤波器从接收信号中滤出19.2千赫信号,然后加以整形而得。

②调制与解调部分

话音和电报信号首先变成数码,它由输入信号和本地解调积分器输出信号进行差分放

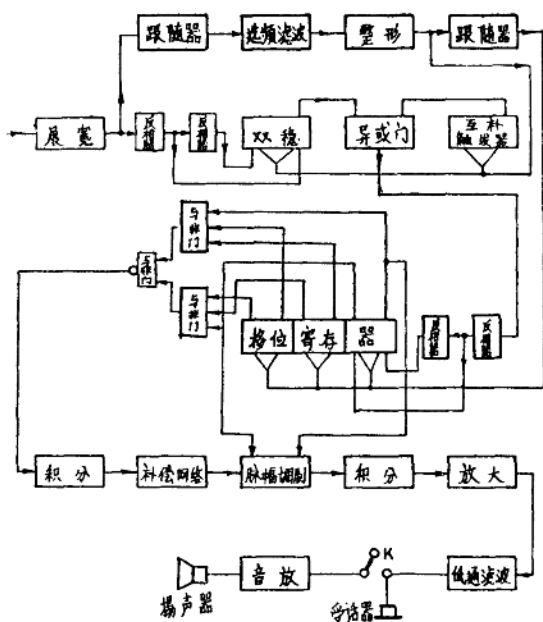


图2 一次解调方框图

大，根据差值的正负形成正负脉冲，构成“1”或“0”数码输出。当输入信号递增或递减时，输出码中将有连续的“1”和“0”出现；当信号斜率较大时，出现两个连续的“1”和“0”（即11、00）；随之将出现三个连续的“1”和“0”，若继续增加下去将有连续更多的“1”或“0”，这就出现一般增量调制的过载现象。此方案将输出码通过三级移位寄存器同电平端输出加到与非门，这样，当有三个连“1”或“0”，则与非门就有脉冲输出。经过积分滤波取出电压的平均值，以此电压来调制输出码的脉冲幅度，将受调制的脉冲积分作为比较信号。那么，随着输入信号斜率的变化，比较信号的阶跃量也在改变，以使本地解调积分输出的斜率接近输入信号的斜率，克服了输入信号斜率过大不能跟踪的过载现象。经过这样一个闭环调制，对应输入信号的输出码如只用一个简单积分器解调则只得到输入信号的压缩形式。为了使接收机输出必须反映原来输入信号，因此接收机的解调器也需包含脉冲调幅这一环节，把压缩信号重新扩伸，即压伸增量调制。理想的情况是要求积分器输入码幅度能随着输入信号斜率成线性变化，但实际上做不到。现有设计若不考虑进行补偿，那么阶跃量与信号斜率只能成三分之二次方关系。于是，我们在脉幅调制器前插入补偿网络，利用二极管的伏安特性来补偿三分之二次方关系，使其接近线性。这就是准线性数字压伸增量调制。理论上分析这种增量调制的动态范围能达40分贝以上。

接收机解调时，移位寄存器的移位信号是从接收信号中滤出钟频信号，以取得收发移位信号同步一致性。

③脉冲曲折变换

进行压伸增量调制，当信号变化为正斜率时，输出码可能是连“1”码；当输入信号为直流电平时，输出码是“1”“0”交替出现。为了减少发射脉冲成连“1”的几率，我们采

用曲折变换把11变成10,把00变成01,把10变成00,把01变成11,这样对话音说,出现连“1”的几率少了。接收机解调时为了不因脉冲变换致使失真,故在解调前先进行脉冲反变换,变成原来码组状态。

④ 话音控制开关

在脉冲变换中,当信号是直流电平时变成00或11,在讲话过程中话音信号幅度是在不断变化的,很少处于固定电平,但当话音结束,输入信号为0电平,经过压伸增量调制,输出码以“0”与“1”交替出现,经过脉冲变换,可能连“0”也可能连“1”。若是连“1”,便会在话音间歇连续发出脉冲,但这是完全无用之消耗。话音控制开关作用是在话音间歇时没有数码输出,亦即处于“0”态。其实现办法是将话音平均电压与数码同时加到一个与门,讲话时,话音平均值有输出,那与门输出便由数码状态所决定;当说话间歇时,话音平均值为0,则与门输出不论数码是什么状态始终箝制在零电平。

⑤ 电报振荡器

是1千赫的方波发生器,输出受电键控制。

⑥ 音放输出电路

不用手机的受话器接收信号,而改用扬声器输出,以便于更多人收听。解调信号经低通滤波器后,还须接上音频放大电路。音频电路的断接由面板上手机与扬声器开关控制。

2. 二次调制

从资料上看,大都采用时频制T-F和伪噪声制PN。两种制式各有利弊。我们是选用时频制为当前试制方案。

① 时隙数、频隙数、地址数的选定

根据使用单位要求,用户数为20个左右。若20个同时通话,则至少20个地址。考虑到时频码组成时会形成假地址干扰,我们取地址总数为同时通话数的3倍~4倍。根据理论分析,构成地址的脉冲数在3以上则对产生假地址的几率影响不大,故取地址脉冲数为3。

对时隙数的选定。因取样周期已定52微秒,脉冲宽度不宜太窄(否则要求系统带宽太宽),且要保证载波功率发射出去,故取脉冲宽度为3微秒。为了准确地取得3微秒脉冲,取钟源的晶振频率230.4千赫为同步信号,又取脉冲间隙为1.34微秒,于是晶振周期与地址脉冲宽度再加上间隙在时间上便取得一致。在52微秒内,以4.34微秒分割最多是12个,故取时隙数为10。这样,保留地址帧隙8.6微秒。

对频隙数的选定必须符合上述总地址数的要求。根据估算,取频隙数为3。这样,在每个地址不重频不重时、且地址脉冲中有一个为定频定时作为基准的情况下,总地址数为 $C_3^2 \cdot P_2$ 的组合,即72个。符合我们的要求。

② 二次调制的组成

二次调制方框图如图3所示。它包括自话音开关输出脉冲整形形成3微秒的脉冲,然后延迟分别在10个时间上输出。

3微秒脉冲通过晶振同步一个间歇振荡器,使间歇振荡器输出为间歇1.34微秒的3微秒脉冲周期信号,它和话音开关输出信号同时加到与门。

时间分割靠时延,为了使发射脉冲波形好,时间确保准确,发射延迟线是采用计数器译码方案。以间歇振荡器输出作为计数脉冲,译码器输出由地址控制选择加到发射振荡器的控

制门。

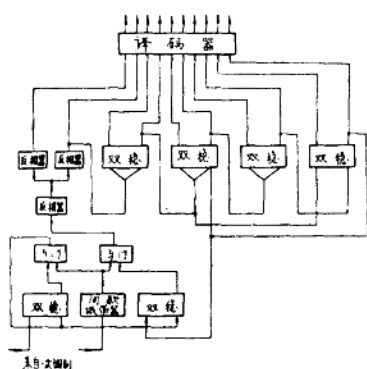


图3 二次调制方框图

③二次解调的组成

二次解调方框图如图4所示。接收延迟线是采用无源延迟线和整形的办法，之所以不采用有源延迟线是考虑省去同步系统，同时也比较实际地反映接收信号宽度，并有利于采用时间滤波器来消除因干扰而产生的假地址。缺点是体积大。

延迟线按预定的地址抽头输出经整形加至与门，根据需要设有通话门与会议门。与门输出经过时间滤波器，凡小于3微秒的就不会有输出。

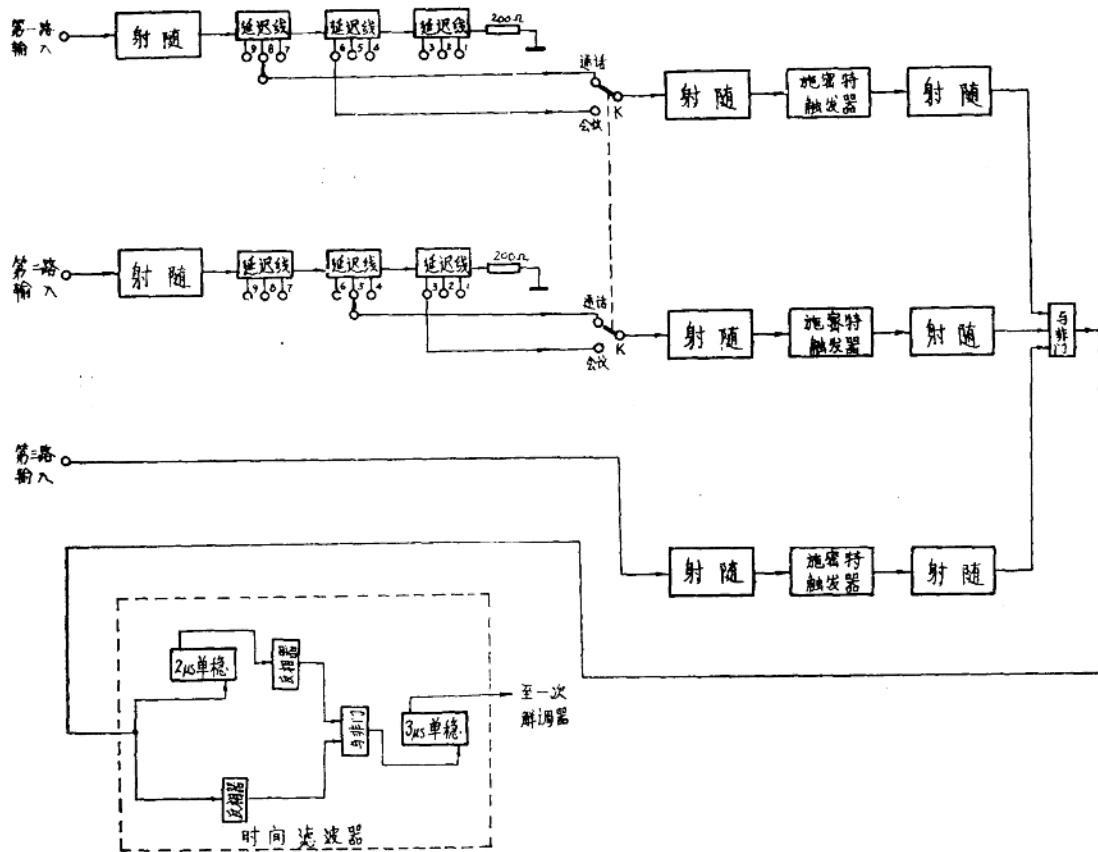


图4 二次解调方框图

3. 控制机能

① 拨号选址

主动台采用电话拨号盘选址方式,这是适合人们习惯的方式,操作简便,但线路复杂,耗用器件较多。考虑将来采用集成电路后体积可以缩小。

② 自动调定地址

被动台的发射地址是靠接收到主动台呼叫以后自动调定地址。原理是主动台呼叫信号包含本地址的信息,被动台收到呼叫信号后同时检测出呼叫台的地址,然后按此地址调定发射地址。

呼叫信号是单音频信号,但被地址信号调制,地址信号模拟拨号盘的宽窄脉冲。因此呼叫信号是由宽窄脉冲调制的音频信号,被动台接收机将宽窄信号检出后同拨号盘一样加至地址控制逻辑电路,所以拨号选址和自动调定是共用一个选址控制电路,使线路简化。

③ 振铃

按使用要求,要有振铃系统。采用电话交流铃,在被动台检出地址信号自动调定地址后,立即第二个宽脉冲使环行计数器的第三级产生输出,控制一个继电器,使振铃发生器电源加上,于是铃响。若没有受话者来摘下手机,那么铃响15秒后,控制继电器的信号经过15秒延迟电路后作为清零信号将地址检测、调定等电路全都置0恢复等待接收状态,铃响也停止。若有回铃信号,则呼叫者能鉴别呼叫正常而没人受话。

4. 高频发射

包括晶振、门电路、前置放大、合成功放、双工器等部分。发射的载频由晶振直接产生,因为是试验样机,载频不是根据使用性质而定的,作为试验频率,我们主要是从国内器件可能性、国内无线电频率分配、国际通用规则,以及和电视台错开等原则出发,选用69兆赫、70兆赫、71兆赫。

门电路受地址脉冲控制,为了尽量减少振荡信号从门电路泄漏,采用二极管开关电路。

功放采用合成功率放大器,根据使用单位提出,天线有可能架设在离海面21米的高度。从理论上计算,视距极限距离为37公里,由这个距离确定发射功率平均值为3瓦,峰值50瓦。

双工器考虑是三频制而不宜用四分之一波长短路线,故采用集中参数回路,并选用PIN管作为开关元件。

5. 高频接收

采用一次变频的外差接收,接收机灵敏度根据通信距离和发射功率概算之后定为5微伏,检波输出信噪比定为3倍。

输入回路需要有个带通滤波器,以抑制带宽之外的干扰信号。高频带宽为3兆赫。

高放采用低噪声器件级联调谐放大。

本振的频率为80.7兆赫,本振振荡受发射机工作时发射地址脉冲的控制,即附加有接收机熄灭装置,对双工器起了辅助作用。

混频器输出分成三路中放、中频,分别为9.7兆赫、10.7兆赫、11.7兆赫。中频带宽取脉冲宽度倒数的2倍(670千赫)。中放采用多级级联放大,使增益特性具有一定的线性动态范围和较好的限幅特性,这样对大信号有自动增益控制的作用。

接收机的频率分割主要靠滤波器。因为带宽较宽又有一定的阻带衰减要求，故采用集中选择性滤波器。

经过二极管倍压检波、视放，分三路输出到二次解调。

6. 天线

根据使用要求是无方向性，目前试验是使用四分之一波长鞭状天线，今后实际使用可以采用其他增益高的天线。

7. 电源

根据使用情况有220V交流供电和直流蓄电池供电，因此采用交、直流共用的稳压电源。

8. 结构

根据使用情况采取台式形式，体积不限，对结构考虑主要是隔离屏蔽、操作简便以及三防的要求。目前我所试验样机采用板金螺装和焊接，构成一个粗糙的试验框架。

9. 器件

现试验样机除了一次调制采用一两个固体电路（BG301）以外，其余均采用分离元件。晶体管选用低噪声管3DG30，高频小功率管3DG6D，开关管3DK7F，高频大功率管3DA10C。

三、试验情况

1. 一次调制

试验结果说明准线性数字压缩增量调制在多点通信上应用还是很好的，按现在取样率19.2千赫，经过脉冲变换加上语音开关，那么不论在闭路还是在开路，语音质量良好，语音动态范围能满足正常使用要求。若不用炭精传声系统而换用压电的，那音质就更好一些。对传输电报一类慢速的离散量能可靠地传输。另外这种调制器在调试上比连续增量调制要简便，且便于采用集成电路。

2. 二次调制

发射延迟线采用计数方案从时间和波形上看都较好，整个电路的灵敏度要调低一些，以保证可靠性。

接收无源延迟线在调制使用上还较方便，为了取准时间关系，延迟线就得抽头，调整整形级电平保证输出脉冲宽度。缺点就是体积大。

3. 控制部分

拨号控制从电路上来说主要是克服机械触点所引起的干扰，另外计数译码电路较多，因此系统的灵敏度要低，信号要大，才能稳定可靠工作，自动调定的方案经过试验也是可行的。目前电路上消耗元器件较多，电路尚可简化，将来器件可采用固体电路。

4. 高频发射

采用二极管门控制能得到信号衰减50分贝。调试中体会到振荡器输出尽量减小，这样就降低了隔离屏蔽的要求。当振荡器输出（带负载）调整一致，经过功放由示波器感应监视三个频率的射频脉冲幅度也一致时，功率合成采用宽带非调谐式电路，双工器为了使开关管导

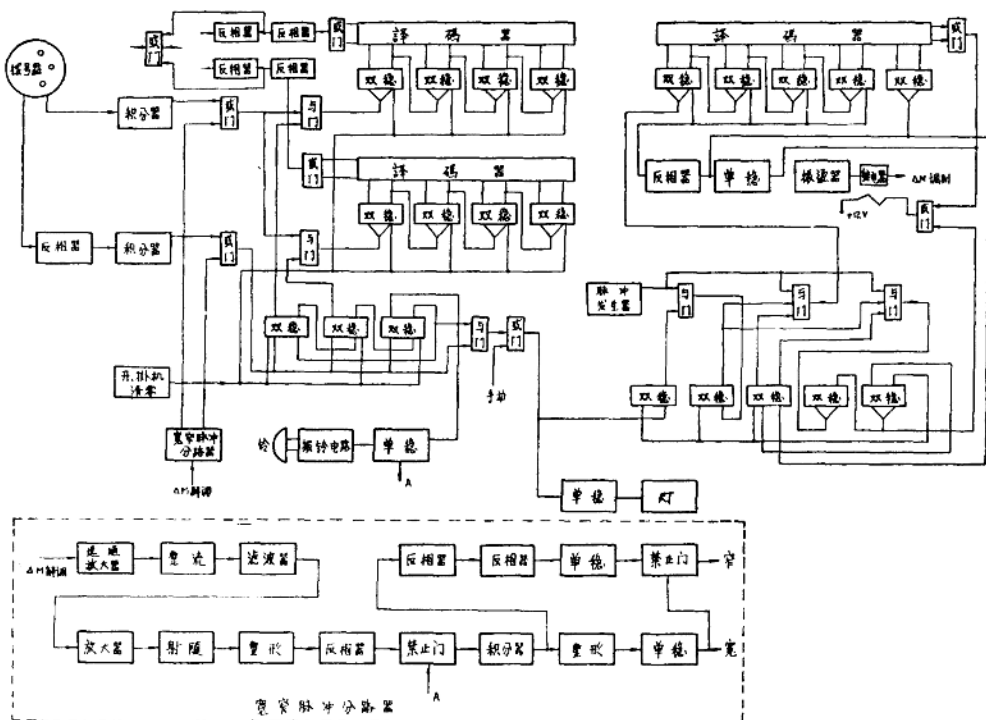


图5 控制部分方框图

通时导通得更好，以使发射端的插入损耗减小，故采取在开关管上加脉冲偏压。接收端加有二级开关电路，以对发射漏过来信号进行衰减。第二级开关管也是脉冲偏压控制。

5. 高频接收

因为采用三路中放的方案，三路信号如何区别？最初我们在设计时在混频输出端连接分路滤波器，并为了防止相邻频道的串路，滤波器阻带衰减考虑必须足够大。这样滤波器节数多，造成：①脉冲输出有延迟，瞬时自动增益控制不能应用。②多数回路失谐，引起输出脉冲后沿有波动，信号经过高增益倍数的中放，将小波动的信号也放大成很宽的脉冲信号了，而去掉滤波器，单纯依靠调谐放大器，相邻频道衰减不够又要串路。基于此因，后在电路中将中放设计成对一定幅度信号有较好的限幅特性，然后接滤波器，使滤波器输入幅度最大受限。滤波器的输出经过阻抗匹配的跟随器而加至检波级。这时，滤波器对相邻频道的衰减只需检波器输出控制在触发电平以下就够了，这样对分路滤波器的要求可降低。由于信号在滤波器前经过很高增益放大，尽管高放、中放是调谐的，但对阻带衰减仍不够，这便对输入回路带通滤波器要求提高，以尽量避免通带邻近的电台信号干扰，否则将使实际灵敏度降低。国内有关单位采用螺旋滤波器，阻带衰减能达到较高指标，这个办法可以采用。

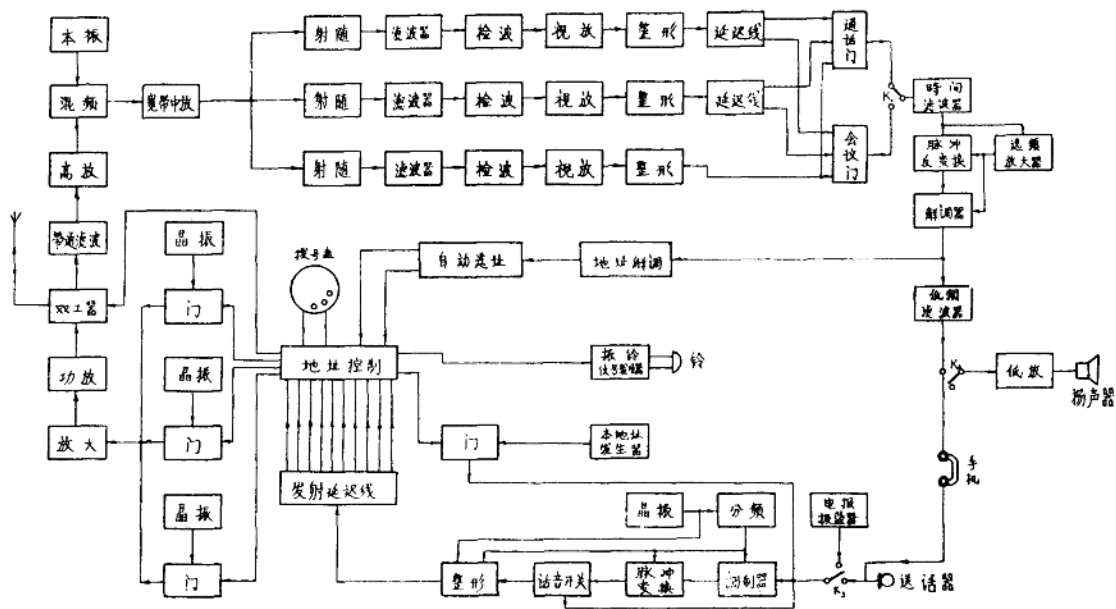


图6 多址通信机总体方案框图

改进的选址通信方案

成 字 1 2 1 部 队

本方案在日本东京芝浦电气公司选址通信接收机的基础上加以改进, 现已完成室内有线联试。而无线联试刚刚开始, 仅完成一发一收的无线通话。因此, 试验还很不完善, 大量工作有待以后进行。

一、总体概述

1. 本方案的提出

在许多选址通信体制中, 同步信号(在非同步系统中为收端时标)依赖于正确接收的地址信号, 但要正确接收地址信号又需取决于良好的同步信号。恰当地解决这一矛盾便成为选址通信体制中的难题之一。解决这一矛盾往往可以采用由粗同步转入精同步的方法, 但需要一套复杂的装置^[1], 故本方案避开了这一矛盾。

其发射机部分与一般的选址通信发射机相同, 仅改进接收机部分。

接收机通过从发射来的地址中滤出一路, 作为收端地址码时序逻辑电路的触发信号, 产生一组时序, 分别去控制一定时间上到来的中频信号, 经检波与视频放大后, 配合计数判决电路, 从而完成地址识别任务。

原特许可报声称提供了一种新型的选址通信接收机, 其优点如下:

- (1) 便于小型化;
- (2) 价格便宜;
- (3) 脉冲波形不失真;
- (4) 与使用本振频率变化方式相比^[2], 收发端即便有较大的比特误率, 仍然能维持可靠的通信;
- (5) 操作迅速。

2. 原理方框及其简要说明

(1) 选址通信发射机

它完成三种职能: 第一是语言处理, 将模拟信息变为数字化信息; 第二是地址编码, 编出各种要与自己通信的用户的地址; 第三是为地址信息提供功率, 满足一定距离的无线传输。

方框图如图 1 所示。

方框 1 为语言处理。如果不传输语音, 而传输数码的话, 可以直接送至地址编码器。

方框 2 是地址编码, 它将语言处理输出脉冲变成若干个短的射频脉冲(通常认为最佳数为 3 个^[3]), 而每一射频脉冲相互间一般处于不同的频率或不同的时间位置上, 这种时隙和

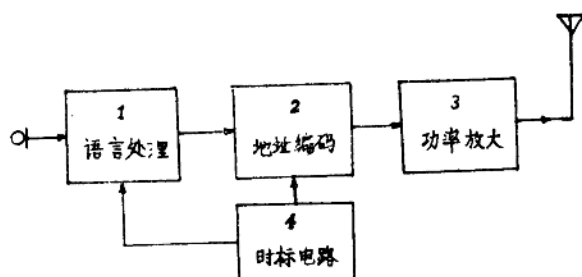


图1 选址通信发射机方框图

频隙的组合即构成了地址。

方框3为功率放大。

方框4是时标电路，它提供语言处理的取样时标，同时提供地址编码的各种时标。

(2) 选址通信接收机

如图2所示。

原芝浦电气公司的方案为直接放大式，采用在不同时间上调谐于不同频率（受一锯齿波控制）来完成地址识别。

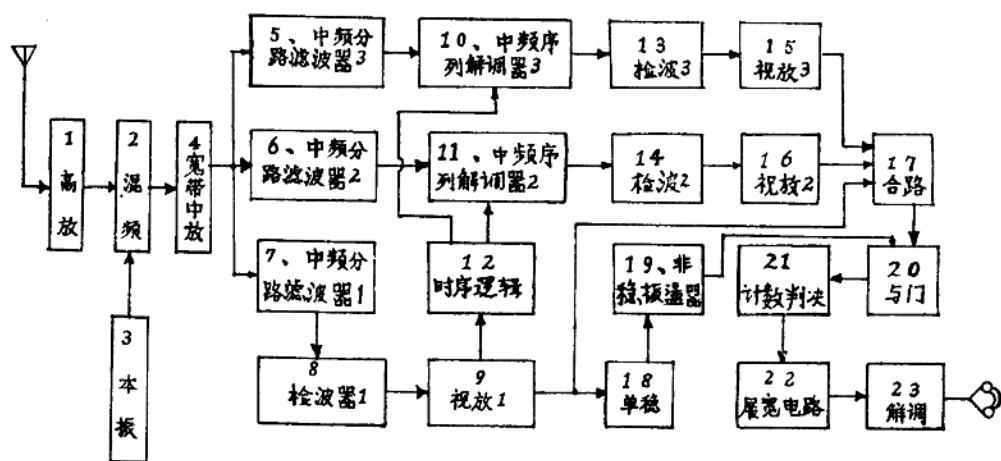


图2 选址通信接收机方框图

我们作了几点改进：

1) 将接收机程式由直接放大式改为超外差式。这不单提高了灵敏度和选择性，而且使选择性与保真度的矛盾解决得好。

2) 地址识别任务由高放后移至中放后。这是因为在较低频率上的分辨力比较高频率上的分辨力强。

3) 由锯齿波控制改为时间序列脉冲控制，真正改善了波形。原方案改善波形的方法并不合理。

方框4宽带中放以后,滤出地址中第一时间位置的脉冲,作为控制信号,用它触发方框12的时序逻辑,产生与本接收机地址相应的时序脉冲,它去控制其余二路,选出发给自己的地址信号,抑制掉其它的干扰脉冲,经检波及视放送至方框17相加,再送至20与门穿透,供21计数判决,再由22展宽,最后经23解调、低通滤波、音频放大,恢复成发送端的话音信息,完成了接收任务。

二、语 言 处 理

1. 模拟—数字变换方案的选择

适用于时——频矩阵方案的模拟——数字变换方案的,通常有PCM(脉冲编码调制)和 ΔM (增量调制)。

可以认为,要达到有线电话那种音质,在选址通信系统中采用 ΔM 比PCM有更多的优越性^[4]。理由是:(1) ΔM 的调制与解调器比PCM设备简单得多;(2) ΔM 对由选址通信系统中始终存在的自干扰引起的传输误差不敏感。在 ΔM 中,脉冲序列中每个误差仅在接收机输出端出现轻微的喀喀声,而PCM的每一误差随它在脉冲群中的位置不同而引起各种可能量化电平的输出误差。由上面的比较,促使我们采用 ΔM 。

2. ΔM 取样频率的确定

在选址通信系统中, ΔM 取样频率的确定是较为关键的问题,它与多方面的因素有关。

(1) 从话音质量上考虑

取样频率愈高,愈能逼真地反映信息,此时量化噪音小,话音更清晰。但对于一般战术通信机来讲,对话音质量没有太苛刻的要求。故取样频率亦不一定要求过高。

(2) 选址通信系统有自干扰问题存在,取样率愈高发射脉冲数愈多,自干扰相应地也加大,这一点也倾向于采用较低的取样率。

(3) 从频带利用率来讲,取样率愈高,占用频带愈宽,故也要求低取样率。

(4) 从信道容量分析,在给定总通频带的情况下,取样率增加,就使频位及时位相应下降,致使信道容量下降,从这点出发亦使取样率低些为佳。

对选址通信系统来讲, ΔM 的取样率降低较为有利,从目前 ΔM 的研制情况来看,采用低取样率而仍保证一定的话音质量不无可能。

我部研究的19.2/9.6千比特/秒数字压扩 $\Delta\Sigma$ 调制器^[5],若采用20千赫左右的取样率,可获得满意的话音质量。

三、地 址 编 码

1. 时频地址编码矩阵

设时位数 $T = 8$ 频位数 $F = 5$

地址脉冲数 $N = 3$

则时频地址编码可以用图3所示的矩阵图表示。

如图所示,每个 ΔM 脉冲分成8个时间间隙,选出其中三个位置,分别调制到选定的射

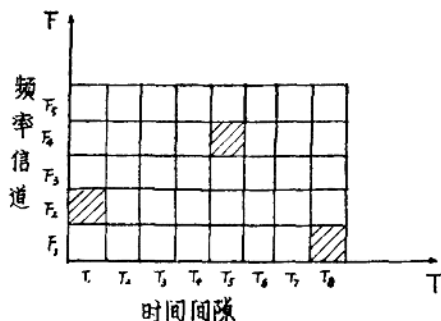


图3 时频编码地址矩阵图

频上构成一组地址，为某一接收机所特有。图中为 T_1 、 F_2 、 T_5 、 F_4 、 T_8 、 F_1 的地址。其它用户则选用与它不是完全相关的组合作为地址，可以认为各个地址为各自独立，可以用识别电路区分开。

2. 时频地址编码的限制条件

(1) 第一时位上一定有一个地址脉冲。这是因为选址通信系统是非同步的，没有统一的时间起点，故只有把每一组地址脉冲中的第一个看作第一时位。

(2) 一个时位上只允许有一个频率，一个频率也只允许用于一个时位，否则很容易引起伪地址。

(3) 一组地址码若连续出现若干帧，一帧（代表一个 ΔM 输出码）地址码与前后二帧新的组合可能产生与别的地址码完全相关的组合，这种新的组合地址很容易产生伪地址，也规定不能用作新地址。

考虑以上限制，可以按给定的时频矩阵推导出可用的独特地址数 A 。

$$A = C_N^F \cdot P_{N-1}^{T-1} = \frac{F!}{(F-N)!N!} \cdot \frac{(T-1)!}{(T-N)!} \quad (1)$$

式中： F 是频位数

T 是时位数

N 是一个地址的脉冲数

C 表示组合运算

P 表示排列运算

3. 实现时频地址编码的方法

随着集成电路的应用及发展，广泛采用“数字延迟线”^[6]，有些采用“移位方式”得出不同的时位，再配以若干高频振荡器，用门电路就可以很方便地得到所需的地址。我们以前曾采用过上述方法。此方案改用“计数译码”方法^[7]，可以认为二种方法均有实用性。

4. 时频地址编码设计举例

例1、设时位 $T = 4$ 频位 $F = 3$

每个地址发射脉冲数 $N = 3$

由公式(1)可知 $N = F$ 时

$A = C_N^F \cdot P_{N-1}^{T-1}$ 可以简化为