

# 解决地下通信技术难题的方案及关键设备

司徒梦天

(中国电子设备系统工程公司研究所, 北京 100039)

**[摘要]** 文章叙述了在地下无线电通信中的两大技术难题——弱信号接收和抗雷电脉冲干扰, 提出其解决途径, 并介绍解决这些技术难题的关键设备——弱信号抗雷电电报终端机的设计方案, 分析该机的性能和给出实验室测试和现场试验的结果。

**[关键词]** 地下无线电通信; 弱信号接收; 抗雷电脉冲干扰

## 1 前言

地下通信是收发信设备及其天线全部架设在地下坑道之内的无线电通信, 这种通信手段由于天线不出坑道, 因而具有隐蔽与抗毁的突出优点, 可在坚守防御地域各级指挥坑道之间, 作为一种具有顽强生存能力的应急通信手段来使用, 以确保战时最低限度的指挥、通信与控制, 因而具有重大的军事价值。

## 2 地下通信的技术难点

地下通信是一个技术难度很大的课题, 其技术难点<sup>[1]</sup>是:

1) 接收点信号十分微弱 在地下通信中, 由于天线全部架在地下坑道之内, 天线效率很低, 而且电波要穿出地层来传播, 其衰减很大, 致使接收点的信号十分微弱, 通信十分困难。因此, 如何进行弱信号接收, 是地下通信要解决的第一个技术难题。

2) 天电干扰严重 适用于地下通信的中长波段, 其大气噪声系数要比短波波段高 40~50 dB。遇到近区或本地区雷电, 天电干扰通常表现为一长串的强烈脉冲, 加上信号又十分微弱, 使通

信更加困难。国内外文献认为, 抗雷电脉冲干扰的有效方法是限幅、熄灭技术, 或采用抗突发干扰能力强的纠错码组进行交织。但由于在地下通信中其信号十分微弱, 理论分析和试验表明, 上述方法已不适用或效果很差。因此, 如何寻求新的方法来抗雷电脉冲干扰, 成了地下通信要解决的第二个技术难题。

## 3 技术难点的解决途径

### 3.1 弱信号接收

下面从信息论的基本原理出发来探索弱信号接收的途径。在通信系统中传输的对象是消息, 消息所包含信息的数量用信息量  $I$  来衡量, 消息要传送到对方首先必须转换成电信号, 接收到的电信号除了具有一定的带宽  $B_s$ 、持续时间  $T_s$  外, 还具有一定的功率  $P_s$ , 此外在信道中还会引入不希望的干扰功率  $P_n$ ,

$$\begin{aligned} \ln\left(\frac{P_n + P_s}{P_n}\right) &= H_s \\ H_s B_s T_s &= V_s, \\ I/V_s &= N, \end{aligned}$$

其中:  $H_s$  为信号的动态范围;  $V_s$  为信号体积;  $N$  为信号含量密度, 代表单位信号体积所荷载的信息量。  $N$  越大, 系统的有效度越高, 但随着  $N$  的增

大,系统的可靠性将要降低,且  $N_{\max} = 1$ ,若  $N > 1$  就无法进行正确接收。可见,通信系统的有效度和可靠性是相互矛盾的。

如前所述,在地下通信中由于接收点的信噪比很低,  $H_s$ ,  $V_s$  很小使得  $N$  较大,通信十分不可靠,甚至  $N > 1$  以致无法通信。因此解决的办法是:一方面选用包含信息量  $I$  较少的通信方式,例如,将通话改成通报,可大大压缩传输的信息量。另一方面增大信号体积  $V_s$ ,其方法有:

1) 增大发信功率  $P_s$ ,使得  $H_s$  增大,也就是所谓的用功率换取可靠性,但发信功率往往受坑道供电条件的限制。

2) 延长信息传输时间  $T_s$ ,也就是所谓的用时间换取可靠性。例如,将一份报文重复发送几遍,或降低通报速率以增大码元的长度来提高通信的可靠性。但时间不宜过长,否则就不能满足军事通信的及时性要求。

3) 增大信号带宽  $B_s$ ,也就是所谓的用频带换取可靠性,例如,采用多元制移频键控来取代常用的二元制移频键控。容易算出,在信息速率相同的条件下,多元制所占用的频带要比二元制宽,但换来的好处却是误码率将显著下降。

为了代替人工报,如需要发送“0, 1, 2, ..., 9”10个数字,一个间隔符“—”和一个空白符“ ”等共12个字符。若用二元制移频键控,则只发  $f_0$  和  $f_1$  两种频率,这时必须用4个码元构成1个码组才能区分12个字符,设每个码元长度为  $T_2$ ,则发送1个字符所需时间为  $4T_2$ 。

若采用12元制移频键控,用  $f_0, f_1, f_2, \dots, f_{11}$  等12个频率分别代表0, 1, 2, ..., 等12个字符,则只需用1个码元就能代表1个字符。在信息传输速率相同的条件下,每个码元的长度为  $T' = 4T_2$ ,则码元长度增加3倍。因此,在信号功率  $P_s$  相同的情况下每个码元的能量  $E_s = P_s T$  将增加3倍( $T$ 为码元的持续时间),于是归一化波形信噪比  $E_s/n_0$  也将增加3倍,从而使误码率大为降低。此外,对于多元制,每个字符只需判决1次,而对于二元制,每个字符要判决4次,只要其中任一码元误判,该字符就会出错,这就使二元制的误字符率比多元制高得更多了。根据上述原理,采用多元制移频键控并适当降低信息传输速率,研制成弱信号抗雷雷电报终端机,来解决弱信号接收这一技术难题的。

### 3.2 抗雷电磁脉冲干扰

根据雷电的统计特性,1次雷闪从预放电开始到整个过程结束,平均持续时间约250~500ms,一般很少超过1s,而各次雷闪之间总有空隙时间,现将1个码元分成  $n$  段进行发送,各段之间的时间间隔大于1s,则1次雷闪只能对码元的某一段进行干扰。在  $n$  段中只要有1段未被干扰,根据雷电磁脉冲与有用信号两者信号特征的显著差异,利用微机就能自动选出这一段作为判决的依据,从而作出正确的判决,这样误码率将大大降低。此项技术称为时间分集、择优判决技术。

## 4 弱信号抗雷雷电报终端机设计方案

按照上述途径,研制成弱信号抗雷雷电报终端机。弱信号抗雷雷电报终端机采用按字符键发报,用微型打印机自动抄收报文,发端可留报底。

### 4.1 发信方案

终端机在音频端与中长波单边带电台接口,调制方式采用4T12FSK,即4重时间分集的12元移频键控。考虑地下通信主要是作为一种应急手段来使用,传输速率可以低些。因此,为了增强其弱信号接收能力,码元适当加长,取每个码元的持续时间  $T = 200$  ms,于是发送1个字符共需时间  $4T = 800$  ms,即每分钟可传75个字符。根据码元长度  $T$ ,正交频率的间隔  $\Delta f = 1/T = 5$  Hz。

为了抗单频干扰,每重发送的频率都不同,使单频干扰只能干扰信号4段中的1段。频率的具体配置如表1所示。

表1 终端机的频率配置

Table 1 The allocation of frequencies in terminal

| 传送字符 | 第一次发送频率/Hz | 第二次发送频率/Hz | 第三次发送频率/Hz | 第四次发送频率/Hz |
|------|------------|------------|------------|------------|
| "0"  | $f_0$      | $f_3$      | $f_6$      | $f_9$      |
| "1"  | $f_1$      | $f_4$      | $f_7$      | $f_{10}$   |
| "2"  | $f_2$      | $f_5$      | $f_8$      | $f_{11}$   |
| "3"  | $f_3$      | $f_6$      | $f_9$      | $f_0$      |
| "4"  | $f_4$      | $f_7$      | $f_{10}$   | $f_1$      |
| "5"  | $f_5$      | $f_8$      | $f_{11}$   | $f_2$      |
| "6"  | $f_6$      | $f_9$      | $f_0$      | $f_3$      |
| "7"  | $f_7$      | $f_{10}$   | $f_1$      | $f_4$      |
| "8"  | $f_8$      | $f_{11}$   | $f_2$      | $f_5$      |
| "9"  | $f_9$      | $f_0$      | $f_3$      | $f_6$      |
| "—"  | $f_{10}$   | $f_1$      | $f_4$      | $f_7$      |
| " "  | $f_{11}$   | $f_2$      | $f_5$      | $f_8$      |

为了将所发送的信号在时间上离散开,以便有

效地抗雷电脉冲干扰,将5个字符编成1组,每组重复发送4遍。例如,设待发送的字符序列为:

—3145—6798—04 …,

|      |           |           |           |           |           |           |    |
|------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|----|
| 发送序列 | 第一次发送     | 第二次发送     | 第三次发送     | 第四次发送     | 第一次发送     | 第二次发送     | …… |
|      | — 3 1 4 5 | — 3 1 4 5 | — 3 1 4 5 | — 3 1 4 5 | — 6 7 9 8 | — 6 7 9 8 | …… |
|      |           | ← 1 s →   |           |           |           |           |    |

终端机输出的频率序列 | $f_{10}, f_3, f_1, f_4, f_5$ |  $f_1, f_6, f_4, f_7, f_8$ |  $f_4, f_9, f_7, f_{10}, f_{11}$ |  $f_7, f_0, f_{10}, f_1, f_2$ | ……

## 4.2 接收方案

接收端采用最佳非相干检测,具体实现的方法是采用离散傅立叶变换(DFT)技术,其过程如下:

接收机音频输出的信号送到终端机后,先经过A/D变换,形成数字序列 $x(n)$ , $n = 0, 1, 2, 3 \dots$ 。根据山农采样定理,取样频 $f_s$ 必须高于信号最高频率的1倍,即 $f_s > 2f_{\max}$ 。现 $2f_{\max} = 1440$  Hz,取 $f_s = 2000$  Hz,码元长度 $T = 200$  ms,于是每个码元的取样点数 $N = 400$ ,因正交频率间隔 $\Delta f = 5$  Hz 于是各频率点可表示为:

$$f_h = h \Delta f = 5h,$$

该终端机取 $h = 100, 104, 108, \dots, 144$ 。

用DFT计算各个频率分量的频谱模值:

$$F(f_h) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi h}{N}n} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi h}{N}n\right) - j \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi h}{N}n\right) = C(h) - jS(h),$$

于是其模值 $|F(f_h)| = \sqrt{C^2(h) + S^2(h)}$ 。

由于判决时只需比较各分量的大小,故可将开方过程省略,即直接令

$$C^2(h) + S^2(h) = M(f_h) \text{ 作为判决子变量。}$$

因本机采用了4重时间分集和频率分集,因此还必须将各次算出的子变量 $M(f_h)$ 加以适当组合,才能获得最后所需的判决变量。

关于如何从被噪声淹没的微弱信号中提取同步时基的问题见文献[2]。

## 5 弱信号及抗雷电电报终端机的电性能分析

### 5.1 抗白噪声性能(即弱信号接收能力)分析

如上所述,该机可发送12个字符,采用4重时间分集和频率分集,所发信号可表示为:

$$S_{kj}(t) = A' \cos(\omega_{kj}t + \varphi'_{kj}) \quad (1)$$

其中 $k$ 代表所发字符( $k = 0, 1, 2, \dots, 11$ ), $j$

则每个字符重复发送的时间间隔为1s,已大于1次雷闪的最长持续时间。发送序列和根据表1的终端机输出的频率序列为:

为各重分集( $j = 1, 2, 3, 4$ ),则接收信号为:

$$y_{kj}(t) = A \cos(\omega_{kj}t + \varphi_{kj}) + n(t) \quad (2)$$

考虑到地下通信信道近似为恒参信道,振幅 $A$ 为一常数。 $n(t)$ 为加性高斯白噪声,其均值为零,单边功率谱密度为 $n(W/Hz)$ 。

设发送字符 $k$ ,现采用最佳非相干检测(虽然采用了数字信号处理技术,但为了分析方便,下面仍用模拟形式表示)。令:

$$C_{xj} = \int_0^T y_{kj}(t) \cos \omega_{xj}t dt, \quad (3)$$

$$S_{xj} = \int_0^T y_{kj}(t) \sin \omega_{xj}t dt, \quad (4)$$

$$M_{xj} = C_{xj}^2 + S_{xj}^2, \quad (5)$$

其中 $x = 0, 1, 2, \dots, 11$ 。

由于采用了4重时间分集,因此需将4次相应的判决子变量加以合并。令:

$$M_x = \sum_{j=1}^4 M_{xj} = M_{x1} + M_{x2} + M_{x3} + M_{x4}, \quad (6)$$

则 $M_x$ 便是所需的判决变量。

其中 $x = k$ 时, $C_{xj} = C_{kj}$ , $S_{xj} = S_{kj}$ , $M_x = M_k$ 。 $M_k$ 就是和所发字符 $k$ 相对应的判决变量。

当 $x \neq k$ 时, $M_x$ 是与其它字符相对应的判决变量。由于噪声的影响, $M_x$ 和 $M_k$ 都是随机变量。

当 $M_k$ 为某一值时,它大于某个 $M_x$ 的概率为:

$$P_1(M_k > M_x) = \left[ \int_0^{M_k} \rho(M_x) dM_x \right]$$

上式中 $\rho(M_x)$ 为随机变量 $M_x$ 的概率密度。显然,只有当 $M_k$ 值大于其他所有的 $M_x$ 值时才不出错,由于各个 $M_x$ 的统计独立性,其概率为

$$P(M_k > M_x) = \left[ \int_0^{M_k} \rho(M_x) dM_x \right]^{m-1}$$

$m$ 为可以发送的字符个数,现 $m = 12$ 。于是

当  $M_k$  为某一值时，出错的概率为：

$$1 - \left[ \int_0^{M_k} \rho(M_x) dM_x \right]^{m-1}.$$

对  $M_k$  的所有可能值求总和，得误码率  $P_e$ ，即

$$P_e = \int_0^\infty \left\{ 1 - \left[ \int_0^{M_k} \rho(M_x) dM_x \right]^{m-1} \right\} \rho(M_k) dM_k. \quad (7)$$

为此，必须根据  $C_{kj}$ ,  $S_{kj}$ ,  $C_{xj}$ ,  $S_{xj}$  的统计特性求出其  $M_k$  和  $M_x$  的概率密度  $\rho(M_k)$  和  $\rho(M_x)$ ，然后才能按式 (7) 计算  $P_e$ 。

由式 (2) 至式 (4) 可知  $C_{kj}$ ,  $S_{kj}$  均为高斯分布，其均值分别为

$$\bar{C}_{kj} = \frac{AT}{2} \cos \varphi_{kj}, \quad \bar{S}_{kj} = \frac{AT}{2} \sin \varphi_{kj};$$

方差均为  $\sigma^2 = \frac{n_0 T}{4}$ 。  $C_{xj}$ ,  $S_{xj}$  也均为高斯分布，但由于  $\omega_{xj}$  和  $\omega_{kj}$  正交，故其均值为零，方差仍都为  $\sigma^2 = \frac{n_0 T}{4}$  [3]。

根据  $M_k = C_{k1}^2 + S_{k1}^2 + C_{k2}^2 + S_{k2}^2 + C_{k3}^2 + S_{k3}^2 + C_{k4}^2 + S_{k4}^2$  可算得其概率密度为 [4]

$$\rho(M_k) = \frac{1}{2\sigma^2} \left( \frac{M_k}{S^2} \right)^{3/2} e^{-(S^2+M_k)/2\sigma^2} I_3(\sqrt{M_k} \frac{S}{\sigma^2}), \quad (8)$$

其中

$$S^2 = \sum_{j=1}^4 (\bar{C}_{kj}^2 + \bar{S}_{kj}^2) = A^2 T^2, \quad (9)$$

$I_3(\cdot)$  为第一类三阶修正贝塞尔函数。

对于  $M_x$ ，则有：

$$\rho(M_x) = \frac{1}{(2\sigma^2)^4 \cdot 3!} M_x^3 e^{-M_x/2\sigma^2}. \quad (10)$$

下面利用式 (7) 来计算  $P_e$ ，在计算过程中经过一些代换，其中令：

$$X = \frac{M_k}{2\sigma^2}, \quad (11)$$

$$\gamma = \frac{A^2 T/2}{n_0}. \quad (12)$$

第一类三阶修正贝塞尔函数展开式为

$$I_3(Z) = \sum_{K=0}^{\infty} \frac{1}{K!(K+3)!} \left( \frac{Z}{2} \right)^{3+2K}. \quad (13)$$

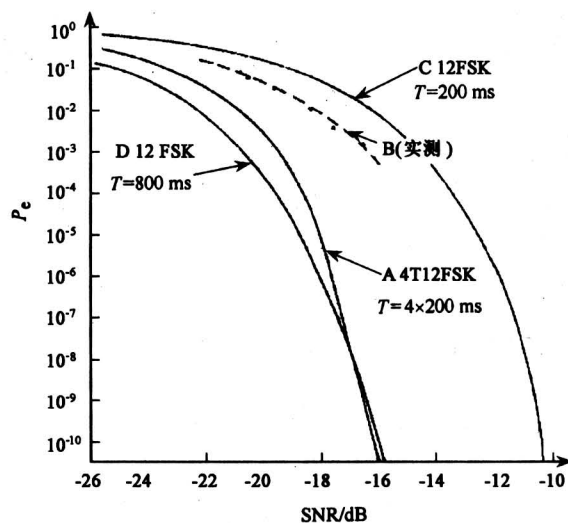
经推导得：

$$P_e = e^{-4\gamma} \int_0^\infty \sum_{n=1}^{11} \frac{11!}{(11-n)!n!} (-1)^{n+1} \left( \frac{1}{6} \right)^n e^{-nx} \cdot (x^3 + 3x^2 + 6x + 6)^n x^{3/2} e^{-x} \sum_{K=0}^{\infty} \frac{(4\gamma)^K x^{3/2+K}}{K!(K+3)!} dx, \quad (14)$$

式中  $\gamma$  为归一化信噪比， $\gamma = \frac{A^2 T/2}{n_0} = \frac{A^2/2}{\Delta f n_0}$  是信号功率对  $\Delta f = 5$  Hz 内噪声功率的比值，而希望了解接收机输出端（即终端机输入端）信噪比  $R$  与误码率  $P_e$  的关系，该接收机通频带为 2 600 Hz，信噪比  $R = \frac{A^2/2}{2\ 600 n_0}$ ，于是， $\gamma/R = 520$ ，将  $\gamma = 520 R$  代入式 (14) 得：

$$P_e = e^{-2080R} \int_0^\infty \sum_{n=1}^{11} \frac{11!}{(11-n)!n!} (-1)^{n+1} \cdot \left( \frac{1}{6} \right)^n e^{-nx} (x^3 + 3x^2 + 6x + 6)^n \cdot x^{1.5} e^{-x} \sum_{K=0}^{\infty} \frac{(2080R)^K x^{1.5+K}}{K!(K+3)!} dx. \quad (15)$$

根据式 (15) 进行数值计算，求得  $P_e$  与  $R$  的关系曲线如图 1 A 所示。需要指出，以上计算是在理想条件下进行的，即假设收发同步完全准确，系统对各频率分量的响应完全一致，未计入量化噪声等。这是机器性能的理论极限，实际机器的性能不可能达到理论值，该机抗白噪声性能的实际测试结果如图 1 B 虚线所示。图 1 还给出 12 元移频键控（无时间分集）、码元长度为 200 ms 和 800 ms 的曲线 C 和曲线 D 以供参考。



通频带 2 600 Hz，在接收机输出端测量 SNR；在 4 重时分集、12 元移频键控、码元长度  $T = 200$  ms 时的理论曲线 A 和实测曲线 B；在 12 元移频键控、码元长度  $T = 200$  ms 时的理论曲线 C 和实测曲线 D

图 1 误码率  $P_e$  与信噪比的关系

Fig.1 Error rate versus signal to noise ratio

从理论曲线可以看出,当误字符率  $P_e$  在  $10^{-3}$  时(一般认为已能正常工作),音频输出端所需信噪比为  $-19.4$  dB,实测曲线则为  $-16.4$  dB,而通人工报所需信噪比约为  $-4$  dB。所以该机的实际抗白噪声性能比人工报要优  $12$  dB 左右。

实际坑道通信试验亦表明该机具有较强的弱信号接收能力。例如 1988 年 8 月 8 日,发端设在甲地,天线及电台全部设在复土层厚度为  $40$  m 多的坑道内,功率仅用  $10$  W,接收端设在乙地,收发直线距离  $15$  km,夜间噪声电平很高,人工报已无法抄收(几乎听不到报音)而用该终端机通  $6000$  码,无一误码。

### 5.2 抗雷电脉冲干扰能力分析

如前所述,本机采用 4 重时间分集来抗雷电脉冲干扰,即每个字符分 4 段重覆发送,每次发送的时间间隔为  $1$  s,根据雷电统计特性,1 次雷击整个过程的持续时间一般不超过  $1$  s,因此,它只能对 1 重码元进行干扰,即只能使判决变量  $M_x = \sum_{j=1}^4 M_{xj}$  中的某一个子判决变量  $M_{xj}$  受到影响。

由于雷电是宽带强振幅信号,而有用信号则是窄带弱振幅信号,根据二者这一显著的差别,编制了专用程序利用微机自动进行判断,来选出未受干扰(或受干扰最小)的 1 段作为判决的依据。因此,在 4 次发送中只要有 1 次未遇雷击,仍能作出正确的判决。

设 1 重分集遇到雷击的概率为  $P$ ,由于各次雷击的出现是统计独立的,则 4 重分集都遇到雷击而产生误字符的概率  $P_e = P^4$  了,设  $P = 0.1$ ,则  $P_e = 0.1^4 = 0.0001$  这种改善是非常显著的。也就是说时间分集技术由于充分利用雷电脉冲与信号之间的显著差异,能选出未受干扰的 1 段作为判决的依据,即所谓择优判决,从而取得较明显的效果。它的性能远优于大数判决及交织编码技术。

实验室测试表明,该终端机抗雷电脉冲干扰能力比人工报约优于  $20$  dB,实际坑道通信试验亦表明该机具有很强的抗雷电脉冲干扰能力。如 1988 年 7 月,发端设在 A 坑道内,收端设在 B 坑道内,当日下午遇该地区特大雷雨,用人工报发  $800$  码,错  $109$  码,而用该终端机发  $1800$  码,仅错  $2$  码。

### 5.3 抗单频干扰能力的分析

单频干扰是指持续一定时间的单一频率干扰信号,此干扰若落在弱信号终端机的工作频带内,很

容易引起误码,若干扰频率正好等于终端机所使用的某一频率点,则引起的干扰最为严重,若不采用频率分集,此时只要干扰振幅  $E$  大于信号振幅  $A$  就会引起误码,于是其抗单频干扰能力仅为  $0$  dB。

为了提高抗单频干扰能力,该机采用了 4 重频率分集,即每个字符分 4 次发送,每次发送都采用不同的频率,因此单频干扰只能干扰信号 4 重当中的 1 重,容易算出,此时抗单频干扰能力将提高到  $6$  dB,这是由于单频干扰虽然只能干扰 4 重当中的 1 重,但若  $E > 2A$ ,则 1 重干扰的能量将已超过 4 重信号能量之和,从而引起误码。此结论已经经过实验验证。为了进一步提高抗单频干扰的能力,将单频干扰信号的影响剔除掉,具体方法是:将 4 重分集中 4 次算出的判决子变量分别再按频率相加,若遇单频干扰(例如  $f_8$ ),则 4 次都会出现此频率,于是此频率相加的结果较大(按本例,  $f_8$  较大),而由于对于信号采用了频率分集,任一频率在 4 重当中最多只能出现 1 次,例如发送的信号为字符“3”,则 4 重的频率分别为:  $f_3, f_6, f_9, f_0$  Hz,因此,这些频率的相加结果都不会很大,例如对  $f_6$  来说,只有第 2 重有信号,第 1, 3, 4 重都只有噪声。据此特点,将各个频率相加的结果取最大值与次大值进行比较,若其比值  $> 2$ ,就认为对应最大值的频率是单频干扰,并将对应此频率的判决子变量全部舍弃,被舍弃的子变量用其它 3 重子变量的均值来填补。这样就可以大大削弱单频干扰的影响。

本文介绍的上述各项技术,还成功地运用到战略级地下通信系统一期工程和二期工程中,这些系统采用控制台计算机的键盘发信,终端机采用  $16$  元移频键控,3 重时间分集和频率分集,可传控制指令、命令代码和汉字报文。

### 参考文献

- [1] 司徒梦天. 地下通信原理 [M]. 北京: 总参第 61 研究所, 1988. 148
- [2] 司徒梦天. 用脉冲线性调频信号进行地下通信系统的弱信号同步 [A]. 全国第五届军事通信学术会议论文集 [C], 1996. 425~430
- [3] 樊昌信, 徐炳祥, 詹道庸, 等. 通信原理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1984. 246
- [4] Proakis J G. Digital communications [M]. San Francisco: McGraw-Hill Book Company, 1983. 26~28

## The Technical Scheme and Key Equipment for Solving the Difficult Technical Problems of Underground Radio Communications

Situ Mengtian

(*The Institute of China Electronic System Engineering Company, Beijing 100039, China*)

[**Abstract**] Two difficult technical problems in underground radio communications, i. e. weak signal reception and counter lightning pulses interference are described, and ways to solve these problems are proposed. The design scheme of the telegraph terminal used for weak signal reception and counter lightning pulses interference is exhaustively studied. The performances of this terminal are analyzed, and results of laboratory measure and field tests are also given.

[**Key words**] underground radio communications; weak signal reception; counter lightning interference

---

(cont. from p. 63)

## The Energy-saving Technology for Solution Polymerization of Synthetic Rubber and the Development of Eenergy-saving Rubber

Cao Xianghong<sup>1</sup>, Zhang Aimin<sup>2</sup>

( 1. *China Petroleum & Chemical Corporation, Beijing 100029, China* ;

2 *SINOPEC Yanshan petrochemical Co., Ltd., Beijing 100250, China* )

[**Abstract**] The article summarized the energy-saving technology for solution polymerization of synthetic rubber and the development of the energy-saving rubber in Beijing Yanshan Petrochemical Co., Ltd. (BYPC). Through improving the catalytic system, enhancing the reaction speed, hence increasing the produce of the reactors, adopting the polymerization reactor equipped with a blade integrated agitator, as well as improvement of the process technology and equipment in the polymerization, coagulation and solution recovery sector, the energy consumption of cis-PBR in BYPC has been continuously decreasing and has reaching the international advanced level. The commercialization of the heat pump technology in the agglutination of the solution polymerization for the synthetic rubbers can help reduce the consumption of 1 MPa LP steam by 0.72 t per ton of rubber. BYPC is now working on the direct devolatilization of the rubber solution and the gas phase polymerization of Poly-butadiene rubber. Technology development is also undergoing for new energy-saving synthetic rubbers such as SSBR, mid-vinyl-polybutadiene rubber, SIBR and SBS, among which the technology for SSBR and SBS have already been commercialized.

[**Key words**] solution polymerization; synthetic rubber; energy-saving; energy-saving rubber