

文章编号: 1000-6893(2001)S0-0S38-05

# 脉冲干扰下交错与 FEC 编码 扩频系统性能的研究

匡 巍, 张晓林

(北京航空航天大学 电子工程系, 北京 100083)

## PERFORMANCE OF COMBINED CODING AND INTERLEAVING SPREAD SPECTRUM SYSTEM IN THE PRESENCE OF ON-OFF JAMMING

KUANG Wei, ZHANG Xiao-lin

(Dept. of Electronic Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

**摘 要:** 推导了在脉冲干扰下无人机扩频遥测系统的误码率公式。提出了用吉尔伯特信道(Gi 信道)描述脉冲干扰下无交错编码的扩频系统的信道,用离散无记忆信道(DMC)描述脉冲干扰下的有交错扩频系统的信道。对比分析了脉冲干扰下的扩频系统采用 FEC 前向纠错和不采用 FEC,以及采用 FEC 与交错技术相结合 3 种情况时的系统误码率性能。最后通过数值计算分析,得到了一些有用的结论。所得公式和结论同样适用于部分频带干扰。

**关键词:** 扩频; 脉冲干扰; 前向纠错(FEC); 交错; 误码率

**中图分类号:** V243      **文献标识码:** A

**Abstract:** On-off noise jamming is one of the most effective counterplots for spread spectrum (SS) systems. A common formula of the bit error rate of SS systems under on-off jamming is given. In the presence of on-off jamming, the coded SS telemetry system without interleaving can be described as a Gilbert channel model, while the coded SS telemetry system with interleaving as a DMC model. The performance of a combined coding and interleaving SS telemetry system is compared with that of a non-coded and non-interleaved system, as well as of a non-interleaved but coded system. Analysis and numerical calculation results show that this combined coding and interleaving technology can greatly improve the performance of SS telemetry systems under on-off jamming. Besides, these formulas and results also adapt to partial-band jamming.

**Key words:** spread spectrum; on-off jamming; error correction coding; interleaving; bit error rate

电子战已经成为现代战争中一个不可分割的部分,如何确保无人机测控系统能够在复杂电磁环境中生存并正常工作,已经越来越引起了无人机研制人员的重视。扩频技术以其良好的抗干扰性能,在提高通信系统的电子对抗能力中得到了广泛的关注。

但干扰和抗干扰总是在相互竞争中不断发展的,对抗扩频技术最为有效的干扰方法就是利用脉冲干扰或部分频带干扰,其实质就是把干扰功率集中在一部分传输信号上,使得解调后产生突发性差错,从而使系统的误码率随单位比特信号能量  $E_b$  的增加仅成线性下降。并且生成脉冲干扰或部分频带干扰也较为容易,所以这种方法就成为最常用的电子对抗技术之一<sup>[1]</sup>。

目前,研究脉冲干扰或部分频带干扰下扩频

系统性能的文章很多,如文献[2~6],但很少有人对比研究脉冲干扰下的扩频系统采用 FEC(前向纠错)和不采用 FEC,以及采用 FEC 与交错技术相结合这 3 种情况下系统性能的差别,并缺乏一个较为准确的定量计算方法。另外,对于扩频系统在脉冲干扰下的平均误码率公式都针对某一种具体的扩频方式和调制方式,缺乏一个较统一有效的公式以简化对扩频方式和调制方式分析。

本文首先推导了脉冲干扰时,适用于多种扩频方式和调制方式下的较为通用的平均误码率公式。然后利用该公式和适当的信道模型,推导计算了脉冲干扰时的扩频系统在无 FEC,有 FEC,以及 FEC 加交错 3 种情况下的误码率。最后的数值计算表明扩频系统要能有效地对抗脉冲干扰,必须把 FEC 前向纠错技术和交错技术结合起来,并且给出了选择纠错编码的一些建议。所得公式和结论可用于权衡选择扩频、调制、纠错和交错编

码,对于设计抗干扰测控系统、卫星通信系统和其他军事通信系统有着重要的实际意义。

由于部分频带干扰的干扰策略与脉冲干扰相同,这里的公式和结论同样适用。

## 1 系统模型与系统平均误码率

图1中,画出了FEC/交错扩频系统信道部分的一般模型。其中,虚线表示通过检测信道的状态,为译码器提供关于符号可靠性的附加信息。因为脉冲干扰下或部分频带干扰击中时的噪声特性是非平稳的,译码器将大噪声下的符号作为最低可靠性符号来处理,从而可以达到最佳判决。文献[2]的分析表明,对硬判决来讲,如果编码码率较小,有无附加信息时区别并不明显;只有在编码码率较大时,有附加信息时无附加信息时相比,性能要好6dB甚至更多。而同样在利用了附加信息的情况下,硬判决只比软判决差1~3dB。

图中的脉冲干扰在时间 $Q$ 内发射干扰信号,在其他时间( $1\sim Q$ )内不发射干扰。如果干扰发射机的平均干扰功率为 $J$ ,那么在时间 $Q$ 内的干扰功率就达到 $J_{\text{peak}} = J/Q$ 。这种干扰的实质就是把干扰机的功率集中起来发射,使得解调以后产生突发性差错。

根据上述的模型,假设脉冲干扰不影响到扩频的捕获与同步系统,接收信号的表达式为

$$r_t(t) = s_t(t) + n(t) + n_j(t) \quad (1)$$

对于DS, FH和DS/FH系统都可以设解扩算子为 $D(\cdot)$ ,则解扩相关器输出为

$$r_d(t) = D(r_t(t)) = D(s_t(t)) + D(n(t)) + D(n_j(t)) \quad (2)$$

式中:第1项 $D(s_t(t))$ 将扩频信号解扩出来,它将扩频带宽 $W$ 上的信号能量聚集到原数字调制信号的带宽 $W_d$ 中,通过中频带通滤波器,作为数字

解调器的输入信号;第2项 $D(n(t))$ 由热噪声引起,因为热噪声频带远远超过解扩参考波形的带宽,所以无论对于何种形式的数字调制方式,都可以认为是中频附近双边谱密度为 $kN_0/2$ 的高斯白噪声。 $k$ 是扩频调制的函数,一般来讲接近于 $1^{[1]}$ ;第3项 $D(n_j(t))$ 由脉冲干扰引起。 $D(n_j(t))$ 相当于对脉冲干扰信号 $n_j(t)$ 进行了扩频,根据中心极限定理,可以证明 $^{[7]}$ ,一个具有任何实际统计特性的很宽的宽带信号,在经过一个很窄的窄带滤波器以后,是近似于高斯的。通常,扩频以后的带宽远大于中频带通滤波器,故可以将 $D(n_j(t))$ 近似为高斯噪声。并且在大的扩展比下, $D(n_j(t))$ 的频谱在中频带通滤波器通带附近是平坦的,则近似高斯噪声 $D(n_j(t))$ 的单边功率谱密度 $N_j = kJ/QW^{[1]}$ 。其中干扰信号的平均功率为 $J$ ;扩频带宽为 $W$ ; $Q$ 为脉冲干扰施放的时间占总时间的百分比,或者是部分频带干扰的干扰带宽与扩频带宽之比,对阻塞噪声干扰而言 $Q=1$ 。

设 $P_b(r)$ 是各种解调方式在高斯噪声下的误码率公式,其中 $r$ 为接收机输入的信噪比。在时间 $Q$ 内存在脉冲干扰,则

$$r = E_b / (kN_0 + N_j) \quad (3)$$

在时间( $1-Q$ )内没有脉冲干扰,则

$$r = E_b / kN_0 \quad (4)$$

其中: $E_b = P/R_b$ 单位比特的信号能量; $P$ 为信号功率; $R_b$ 为数据速率。

那么经过数字解调以后的系统平均误码率公式为

$$\bar{P}_b = (1 - Q)P_b\left(\frac{E_b}{kN_0}\right) + QP_b\left(\frac{E_b}{kN_0 + N_j}\right) \quad (5)$$

## 2 3种情况下扩频系统的误码率性能

为对比起见,将依次讨论在脉冲干扰时3种

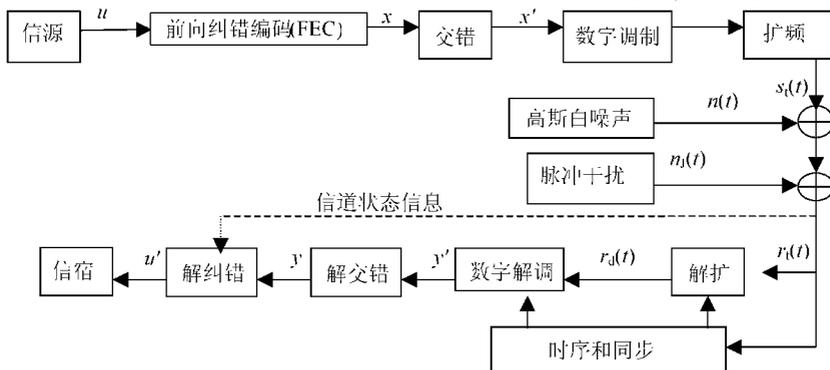


图1 FEC/交错扩频系统信道模型

情况下的系统误码率性能: 无编码扩频系统, FEC 编码扩频系统, FEC/ 交错组合编码扩频系统。并且将限定: 采用 DPSK 调制, 忽略热噪声, 采用  $(n, k, 2t+1)$  线性分组前向纠错技术。这样的限定并不影响分析方法的讨论, 因而同样的分析方法也适用于其他调制方式和纠错编码技术。

### 2.1 无编码扩频系统的性能

扩频系统在没有采用任何编码技术时, 对应于图 1 中去掉了纠错、交错、解交错、解纠错这几个功能框。

根据文献[2]的结论, 在  $E_b/N_0 \geq E_b/N_J$  的情况下, 可以忽略热噪声。在脉冲干扰下, 上述条件是成立的。故忽略热噪声, 并且取  $k=1$ , 表达式(5)就简化为

$$\begin{aligned} \bar{P}_b &= Q_p \left[ \frac{E_b}{N_J} \right] = Q_p \left[ \frac{Q E_b W}{J} \right] = \\ Q_p \left[ \frac{Q W P}{J R_b} \right] &= Q_p \left[ \frac{Q G_p P}{J} \right] \end{aligned} \quad (6)$$

其中:  $G_p = W/R_b$  为扩频增益。

设系统采用 DPSK 调制, 对 DPSK 的误码率(高斯噪声下, 差分相干解调)已有结果<sup>[8]</sup>

$$P_b(r) = \frac{1}{2} e^{-r} \quad (7)$$

其中:  $r$  为 DPSK 解调接收机的输入信噪比。由式(6)、式(7)可以得到无编码系统的平均误码率为

$$\bar{P}_b = \frac{Q}{2} e^{-Q E_b W/J} = \frac{Q}{2} e^{-Q G_p P/J} \quad (8)$$

而通过对  $Q$  求导, 并考虑到  $Q \leq 1$ , 干扰方可以选择一个最佳的  $Q_h$  以使  $\bar{P}_b$  达到最大

$$\bar{P}_{b\max} = \begin{cases} \frac{0.184}{G_p P/J} \\ \left[ J/(E_b W) \leq 1 \text{ 时, } Q_h = \frac{J}{E_b W} \right] \\ \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{E_b W}{J} \right] \\ \left[ \frac{J}{E_b W} > 1 \text{ 时, } Q_h \text{ 取 } 1 \right] \end{cases} \quad (9)$$

对比式(8)、式(9)可以看出, 系统误码率本应随单位比特信号能量  $E_b$  的增加按指数规律下降, 但在最坏脉冲干扰情况下 ( $Q = Q_h$ ), 误码率仅随单位比特信号能量  $E_b$  按线性下降, 从而极大地恶化了系统的性能。

### 2.2 FEC 编码扩频系统的性能

于图 1 中去掉了交错和解交错功能框。

首先分析解纠错以前的信道。因为该信道对于脉冲干扰机的“开”和“关”, 或者部分频带干扰击中或未击中, 都呈现很明确的两种状态: 随机出错和突发差错。所以, 可以用双态马尔可夫链模型即吉尔伯特(Gi)信道模型来描述它。

在 Gi 信道中有 2 个状态: A 和 B。信道处于状态 A 时发生随机差错, 处于状态 B 时发生突发差错。A 和 B 两个状态下可以相互转移, 各转移概率见图 2。在强干扰下, 可以忽略热噪声的影响, 则状态 A 下可近似认为无错误发生。而状态 B 下以概率  $(1-h)$  出错, 由文献[9],  $(1-h)$  满足

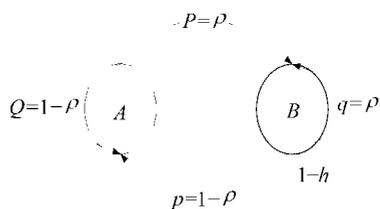


图 2 吉尔伯特(Gi)信道模型

Fig. 2 Gi channel model

$$(1-h) = p_e \frac{p+P}{p} = p_e/Q \quad (10)$$

其中:  $p_e$  为解纠错编码之前的信道平均误码率, 也即式(8)所表示的误码率

$$p_e = \bar{P}_b = \frac{Q}{2} e^{-Q E_b W/J} = \frac{Q}{2} e^{-Q G_p P/J} \quad (11)$$

有了以上信道模型和相应参数, 根据文献[9]就可以得到含  $n$  个码元的码组中出现  $m$  个错码的概率  $p(n, m)$

$$p(n, m) \leq \begin{cases} \binom{n}{m} Q \left( 1 - \frac{\bar{P}_b}{Q} \right)^m Q^{m-1} (1 - \bar{P}_b)^{n-m} = \\ \binom{n}{m} (Q - \bar{P}_b)^m (1 - \bar{P}_b)^{n-m} \end{cases} \quad (12)$$

设采用纠  $t$  个随机错误的  $(n, k, 2t+1)$  线性分组码对以上出错码组进行纠错, 则译码器输出的误码组率的上限为

$$P_{wer} \leq \sum_{m=t+1}^n p(n, m) \leq \sum_{m=t+1}^n \binom{n}{m} (Q - \bar{P}_b)^m (1 - \bar{P}_b)^{n-m} \quad (13)$$

式(13)中第 1 个小于等于的物理含义是只要一个码组中出错码元数超过纠错能力  $t$  以后就不能被纠正。实际上当差错数超过  $t$  时, 对某些译码器也能够纠正其中一小部分的差错。所以式(13)是近似的, 但是这样的近似对分析性能的上限是无害的。

经过纠错以后的信道误码率的上限为

$$p_{er} \leq \frac{1}{n} \sum_{m=1}^n m \binom{n}{m} (Q - \bar{P}_b)^m (1 - \bar{P}_b)^{n-m} \quad (14)$$

上式即为采用了 FEC 编码的扩频系统在脉冲干扰下的误码率公式, 可以看出该误码率主要随  $(Q - \bar{P}_b)$  成指数规律下降。

### 2.3 FEC/ 交错编码扩频系统的性能

(1) 交错技术 根据前面的分析, 在最坏脉冲干扰情况下无编码扩频系统的性能很差。如果采用纠突发错误的编码, 最大的问题在于需要得到信道确切的突发统计特性。而干扰者可以通过更改突发的统计特性来得益。因此, 可行的办法就是使所取得的编码方法在时间上是非结构性的。

交错技术就是使波形对时间为非结构性的一种好方法。交错把长的突发错误离散化、随机化, 当交错度足够大时, 就能把突发错误离散成随机差错, 从而可以用纠随机差错的 FEC 技术进行纠错。

交错主要分为 2 种: 周期性交错和伪随机交错。周期性交错又可分为分组式交错和卷积交错。周期性交错比较简单, 但它的交错关系是时间的周期性函数, 所以如果干扰方发现这种交错规律, 采取适当措施, 可以使所有的错误出现在同一行内, 从而严重恶化系统的性能。伪随机交错将待传输的一长组编码符号以伪随机方式乱序后传输, 这种方法能对干扰提供最大程度的应变能力, 当干扰条件不能预知时, 伪随机交错比较合适。

(2) FEC 与交错结合 假设采用了适当的交错技术后, 使得突发错误完全随机化。这时, 可以将图 1 中从交错器输入到解交错输出之间的信道看成是离散无记忆信道(DMC)信道。这里仅讨论二进制下的对称 DMC 信道, 即 BSC 信道。

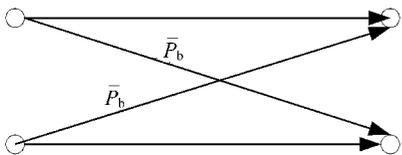


图 3 BSC 信道模型

Fig. 3 BSC channel model

图 3 中, 其中交叉转移概率  $\bar{P}_b = \frac{Q}{2} e^{-Q_b W/J} =$

$\frac{Q}{2} e^{-Q_p P/J}$ 。由文献[9], 在 BSC 信道中  $p(n, m)$  为

$$p(n, m) = \binom{n}{m} \bar{P}_b^m (1 - \bar{P}_b)^{n-m} \quad (15)$$

采用  $(n, k, 2t+1)$  线形分组码对以上出错码组进行纠错, 译码器输出的误码组率的上限

$$p_{wer} \leq \sum_{m=t+1}^n p(n, m) = \sum_{m=t+1}^n \binom{n}{m} \bar{P}_b^m (1 - \bar{P}_b)^{n-m} \quad (16)$$

则译码器输出的误码率的上限

$$p_{er} \leq \frac{1}{n} \sum_{m=t+1}^n m \binom{n}{m} \bar{P}_b^m (1 - \bar{P}_b)^{n-m} \quad (17)$$

上式即为采用 FEC/ 交错组合编码的扩频系统在脉冲干扰下的误码率公式。比较式(14)和式(17), 由于  $Q - \bar{P}_b > \bar{P}_b$ , 所以  $\bar{P}_b^m$  的下降速度比  $(Q - \bar{P}_b)^m$  要快, 这说明经过交错以后的系统的性能比不交错要好。

### 3 仿真计算和分析

图 4 中, 利用式(9)、式(14)和式(17), 对比画出了采用 DPSK 调制的扩频系统在最坏脉冲干扰时  $(Q = Q_b)$ , 经过计算机数值仿真计算得到的信噪比- 误码率曲线: 1 无交错无纠错; ° 无交错, 采用(15, 7, 2)分组码纠错; » 理想交错与(15, 7, 2)分组码相结合。

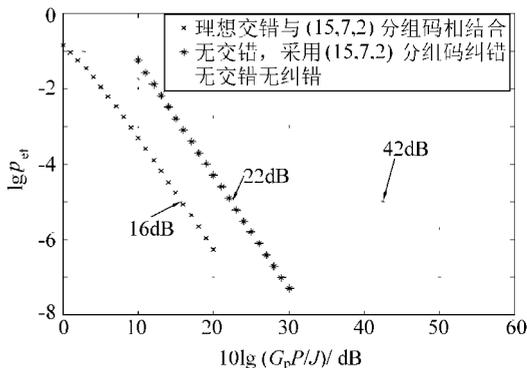


图 4 3 种情况下的误码率对比曲线

Fig. 4 As worst on-off jamming, bit-error-rate comparison under 3 conditions

从图中可以看到, 受干扰影响最大的是情况 1, 这时系统误码率仅随信噪比成线性下降; 其次是情况°, 系统误码率与信噪比也几乎成线性; 最好的是情况»。在误码率为  $10^{-5}$  时, 情况 1 要求的信噪比为 42dB, 情况° 为 22dB, 而情况» 只要求 16dB。情况» 相对情况 1 获得了 26dB 的增益; 与° 相比, 在较大误码率范围内, 几乎都要好 6~7dB。

图 5 给出了最坏脉冲干扰下, 与交错相结合,

( $n, k, t$ ) 码保持  $t = 2$  不变,  $n$  从 15 增加到 127 时, 误码率的对比曲线。由图 5 可以看到, 随着  $n$  的增加, 会使系统的误码率性能有所下降, 但这种趋势并不明显, 因为  $n$  值成倍增加, 也只能使系统性能下降 2~3dB。图 6 给出了最坏脉冲干扰下, 与交错相结合, ( $n, k, t$ ) 码保持  $n = 31$  不变,  $t$  从 2 增加到 7 时, 误码率的对比曲线。由图 6 可以看出, 随着  $t$  的增加, 系统误码率性能会明显改善。实际上  $t$  值每增加 1 或 2, 都会带来性能上较大的提高, 约 3~4dB 或更多。这就说明  $t$  的增加对系统性能的提升作用是主要的, 而  $n$  的增加对系统性能的降低是次要的。

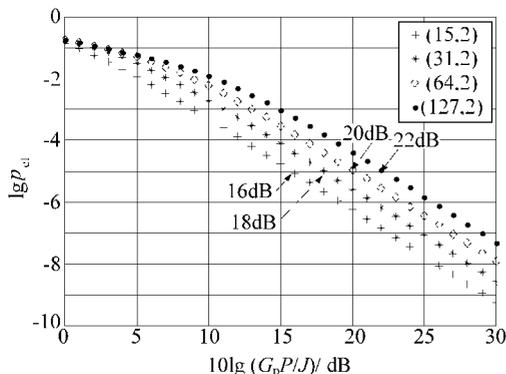


图 5  $n$  变化时误码率的对比曲线

Fig. 5 Bit error rate as  $n$  is changing

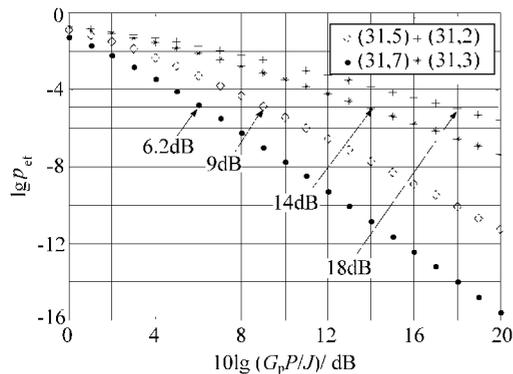


图 6  $k$  变化时误码率的对比曲线

Fig. 6 Bit error rate as  $k$  is changing

## 4 结论

计算机数值仿真表明, 扩频无人机遥测系统不采用交错技术时, 纠错编码虽有一定的作用, 但不理想。必须将交错技术与 FEC(前向纠错)技术结合起来, 才能使扩频系统获得理想的抗干扰能力。

建议在设计 FEC 时, 应当选择较大的  $n$  以期

取得较大的  $t$ , 虽然  $n$  和  $t$  都增加, 但总的效果仍然呈现为提升系统的性能。同时注意码率不宜太低, 因为通过 FEC 获得编码增益的同时, 将会引起扩频增益的降低; 兼顾纠错能力与编码效率, 通常选择码率为 1/2 或 1/3<sup>[10]</sup>, 这在工程上应用得也比较成熟。当  $n$  和码率确定以后, 应选择使  $t$  逼近汉明界(对于高码率)或普洛特金界(低码率)的好码, 以尽量增强扩频系统对抗脉冲干扰的能力。

## 参 考 文 献

- [1] Ziemer R E. Digital communications and spread spectrum systems[M]. New York: Macmillan, 1985.
- [2] Stark W E. Coding for frequency-hopped spread-spectrum systems communication with partial-band interference- Part II: coded performance[J]. IEEE Transactions on Communications 1985, COM-33(10): 1045- 1057.
- [3] Geraniotis E, Gluck J W. Coded FH/SS communications in the presence of combined partial band noise jamming[J]. IEEE Journal on SAC, 1987, 5(2): 194- 214.
- [4] Frank C D. Concatenated coding for frequency-hop spread-spectrum with partial-band interference[J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44(3): 377- 387.
- [5] Gui X, Ng T S. Performance of DS SS system under on-off wideband jamming[J]. Electronics Letters, IEE, 1997, 33(7): 557- 559.
- [6] Tsuyoshi A, Hiromasa H. Performance comparison of M-ary/SSMA systems and DS/SSMA systems in the presence of frequency selective fading and partial-band interference [J]. IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, 1998, E81-A(11): 2319- 2326 .
- [7] Clark, G C Jr, Bibb C J. Error correction coding for digital communications[M]. New York: Plenum Press, 1981.
- [8] Wilson S G. Digital Modulation and Coding[M]. USA: Prentice Hall, Inc. 1996.
- [9] 王新梅. 纠错码与差错控制[M], 北京: 人民邮电出版社, 1989.
- [10] 李兴明. 卷积码前向纠错 CDMA 系统中处理增益与编码增益的优化[J]. 电子学报, 1996, 24(7), 114- 116, 121.

作者简介:



匡 巍(1974- ), 男, 重庆人, 北京航空航天大学通信与信息系统博士。主要从事基于 CDMA 的多目标测控通信技术与系统的研究, 正在进行全数字中频高增益扩频收发射机的研究与设计。感兴趣点: 扩频通信, 数字进给技术, 宽带传输, 语音编码及图像压缩技术。

Email: weikuang@263.net, Tel: 82317219-85.

张晓林(1951- ) 见本期 47 页介绍。