

ABSTRACT

The basis feature of spread spectrum communication is that the signal bandwidth used for transmission information is far more than that of information itself. As the signal spectrum spreading, the spread spectrum communication has features such as the high anti-jamming capability, low probability of interception (LPI), CDMA, signal hiding, encryption, and easy networking. And in the spread spectrum communication, the direct-sequence (DS) spread spectrum communication is widely used, and the de-spread spectrum demodulation is the key technique in the spread spectrum communication. The de-spread demodulation used the analog method before, it has many defects such as the complex debugging method, long debugging period, poor unanimity of equipment, poor stability, low reliability, etc. And the digital circuit is easily integrated, simply debugged, and it has high reliability and good unanimity, and the digital processing for the analog signal becomes the trend of science and technology development. Therefore, in the paper we conduct the study of DS/BPSK de-spread demodulation in order to realize the quality of communication product and develop the new technique.

Through the study of the principle of spread spectrum communication and theory of analog signal digitized processing, we make an implementation plan. We adopt the digital signal processor (DSP) to complete all control and operations; adopt the zero IF orthogonal sampling to implement module transformation; adopt the digital correlative processing, digital correlative accumulation and digital delay phase-locked loop capture and tracking technique to realize the demodulation and adopt the least square method to implement the digital demodulation. We have accomplished the implementation of hardware circuit, and all the specifications meet the test requirements. It has more superiority than the analog de-spread demodulation method. The digitized de-spread demodulation is an advanced technique and a development trend of spread spectrum communication system.

Keywords: Spread spectrum communication De-spread Demodulation Capture Tracking

第一章 绪论

扩展频谱通信 (Spread Spectrum Communications) 简称“扩频通信”。它的基本特点是传输信息所用信号的带宽远远大于信息本身的带宽。因为扩展了信号频谱, 使扩频通信具有抗干扰能力强、截获率低、码分多址、信号隐蔽、保密、易于组网等一系列独特的优点。国外自 40 年代末期就开始了这方面的研究工作。到 80 年代它已广泛应用于各种战略和战术通信中, 成为电子战中通信反对抗的一种必不可少的十分重要的手段。除军事通信外, 扩频通信技术也广泛应用于跟踪、导航、测距、雷达、遥控等各个领域。在民用方面, 无线通信、移动通信、卫星通信、微波通信也纷纷应用扩频技术。

扩频通信系统中的关键是解扩解调技术。目前, 数字技术的发展突飞猛进, 大规模及超大规模集成电路和微处理技术得到广泛应用, 实现通信设备的数字化势在必行。而扩频通信系统中直接序列 (DS—Direct Sequence) 扩频应用的最为广泛, 同时解扩解调又是扩频通信系统中的关键技术。而以往的解扩解调采用模拟方式, 因此, 本论文旨在对全数字 DS-BPSK 解扩解调技术进行研究。

§ 1.1 研究目的

在以往的扩频通信系统中都是采用模拟解扩解调, 这种方法采用模拟乘法器作为相关器, 用模拟滤波器选出解扩后的有用信号, 再对此信号进行解调。这种方法存在着调试方法复杂、调试周期长、设备一致性差、稳定性差等缺点。而数字电路容易集成化, 调试简单, 可靠性高, 一致性好。

目前, 数字信号处理技术发展很快, 数字信号处理芯片的功能越来越强大, 速度越来越高, 开发软件日益完善。国内数字化解扩解调的研究刚刚开始, 尚未形成实用的产品。所以, 针对这种现状, 在广泛查阅资料文献的基础上, 最后确定本论文以“全数字 DS-BPSK 解扩解调技术”为研究设计对象, 主要研究:

- (1) 扩频码的全数字化捕获
- (2) 扩频码的全数字化跟踪
- (3) 全数字化解扩
- (4) 全数字化解调

该课题的研究预期可以对未来的工程研制提供有效的帮助。

§ 1.2 主要研究内容与论文安排

本文是以我所承担的工程项目为基础，对直接序列扩频二进制相位调制（DS-BPSK）系统，围绕“码捕获”、“码跟踪”、“解扩”、“解调”等几个主题，通过对扩频的理论分析，对解扩解调的方式进行论证，确定数字化解扩解调的算法，完成数字化解扩解调技术的实施。

在论文编排上，第二章论述扩频技术的基本理论；第三章论述全数字化解扩解调技术的基本理论；第四章论述全数字化解扩解调的方案；第五章论述数字化码捕获及码跟踪；第六章论述数字化解调技术；第七章对研究工作做全面总结。

第二章 扩频技术的基本理论

本论文所研究的是直接序列扩频的全数字解扩解调技术。为此，我们在本章中对扩频技术的基本理论加以分析介绍。

§ 2.1 扩频的概念

扩展频谱技术（简称为扩频技术，亦有将其简称为扩谱技术）是指将待传信息的频谱由某个特定的扩频函数扩展成宽频带信号再送入信道中传输，收端利用相应的手段将此宽带信号压缩到基带信息带宽，从而完成信息传输的技术。也就是说，在传输同样信息时所需射频带宽远比我们以前已熟知的各种调制方式要求的带宽宽得多，信息带宽已不是决定射频信号带宽的一个重要因素，而主要由扩频函数决定。目前，人们研究的多是 PN 码扩频系统。

扩展频谱通信按其工作方式可分为①直接序列（DS）扩频，②跳频（FH），③跳时（TH），④以上几种方式的组合。本论文研究直接序列（DS）扩频系统的全数字解扩解调技术。

不同的扩频技术，其抗干扰机理和对不同干扰的抵抗能力是不同的。例如 DS 技术通过相关处理把干扰信号频谱扩散，降低信息带宽内的干扰功率；FH 技术则采用随机改变频率躲避干扰的方法。处理增益和干扰容限是衡量扩频系统性能的两个重要参数。

处理增益（ G_p ）定义为接收机解扩电路输出信噪比与输入信噪比之比。它表示采用扩频技术后，系统接收信号的信噪比在解扩前后的差异。由于常用分贝来度量处理增益，因此，可将其表示为二者之差：

$$G_p = \text{SNR}_0 - \text{SNR}_i \quad (\text{dB}) \quad (2-1)$$

干扰容限（ M_j ）表示扩频系统在干扰环境中的工作能力，它考虑了实际系统信息解调对信噪比的要求和系统内部信噪比的损失。如果系统输入端的干扰信号功率与有用信号功率之比超过了干扰容限，将无法实现通信系统误码率的要求甚至无法正常工作，其表达式为：

$$M_j = G_p - \text{SNR}_{\text{omin}} - L_s \quad (\text{dB}) \quad (2-2)$$

式中所有量的单位均为分贝，其中

G_p 为式（2-1）所定义的系统的处理增益。

SNR_{omin} 为解扩输出应具有的最小信噪比，它由信息恢复所允许的误码率等因素决定。

L_s 为系统内部损耗。它包括射频、解扩及放大电路引起的信噪比损失，一般

应小于 2~3dB。

§ 2.2 直扩系统的数学模型

由于本论文所研究的扩频技术为直扩，因此，本节来研究其数学模型。在下文中，除非特别说明，扩频均指直接序列扩频 (DS)，其原理框图见图 2-1。

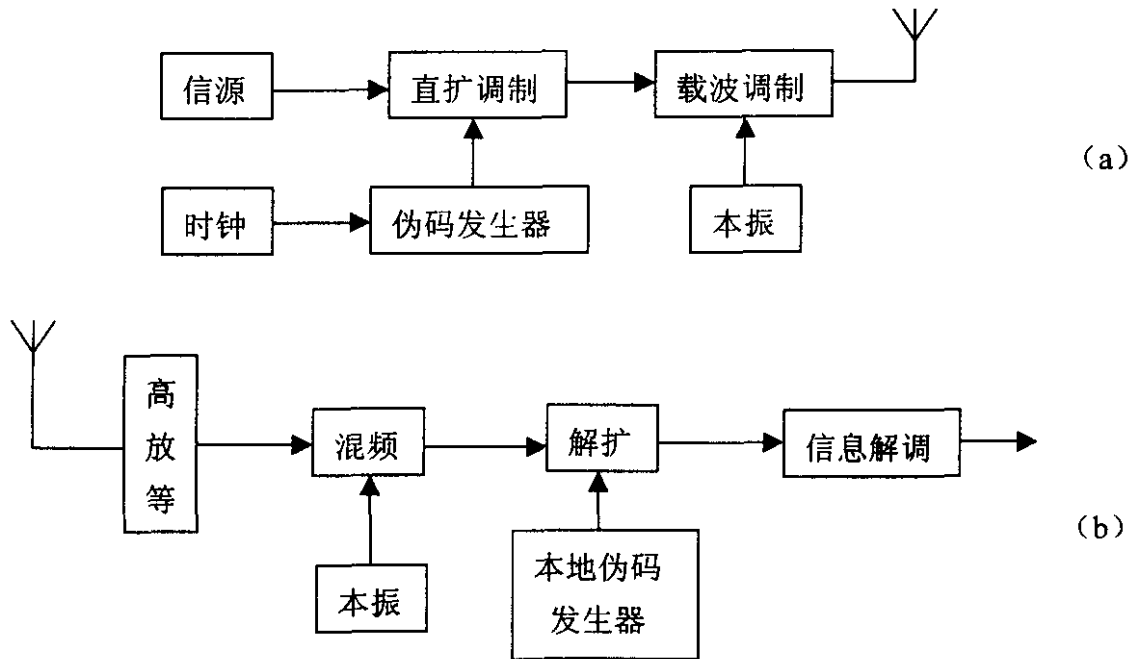


图 2-1 直接序列扩频系统方框图 (a) 发送端 (b) 接收端

图 2-1 (a) 中的直扩调制一般是二相调相 (BPSK)，较少采用 FSK 和 ASK，因为 BPSK 调制的性能较好，采用平衡调制还可以抑止载波，本论文研究 DS-BPSK 的全数字解扩解调，在下文中，除特别说明均指 DS-BPSK。图 2-1 (b) 为外差式相关解扩，与直接式相比，可以避免直通效应，电路实现也比较方便。

假设数据是随机的，与 PN 码不相关，其码元宽度为 T_d ，PN 码码元宽度为 T_c ，它们均为 NRZ 波形，直扩调制用乘法器来实现，射频信号的带宽取决于 PN 码的码速率，在 BPSK 调制下为 PN 码速率的 2 倍，而与数字信息的码速率 f_d 几乎无关。这样就达到了扩展数字信息频谱的目的，信号的功率谱密度大为减少。在接收端用一个与发端同结构且时间同步的 PN 码与接收信号做相关处理（相关处理也就是解扩），它主要由乘法器和积分器组成。当进入相关器的两路信号中的 PN 码完全相同时，有最大相关峰输出，把信号能量从扩频码的带宽内集中到信码带宽内，

经窄带滤波后作为有用信号输出，经信息解调器处理就可以得到发送信息的估计值。若信道中存在着干扰，并和有用信号一同进入接收机。因它们与 PN 码不相关，与 PN 码相乘的结果等于用 PN 码对其扩频，经窄带滤波后其功率被极大地削弱，从而显著地改善系统输出的信噪比，获得扩频系统独有的处理增益。

图 2-2 所示即为 DS-BPSK 系统的数学模型。

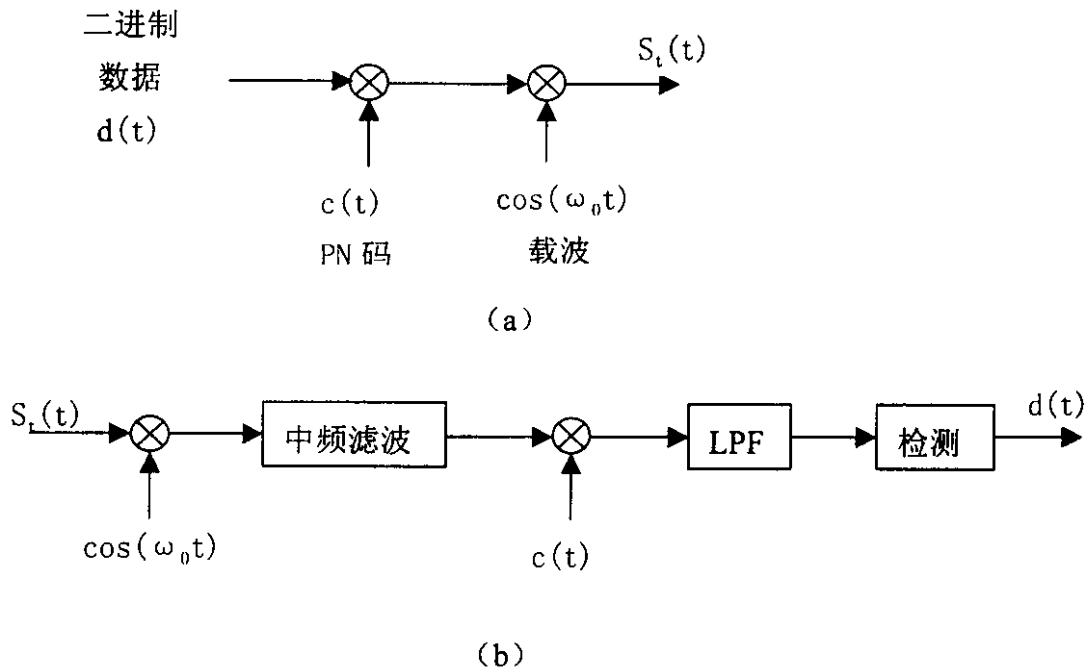


图 2-2 采用 BPSK 调制的直接序列扩频系统模型 (a) 发送端 (b) 接收端

采用相位调制的数学表达式为：

$$f(t) = A \cos[\omega_0 t + \Phi_d(t) + \Phi_0(t)]$$

式中： A - 载波振幅

ω_0 - 载波角频率

$\Phi_d(t)$ - 数据 $d(t)$ 引起的载波相位变化值

$\Phi_0(t)$ - 载波随机初相

为便于分析，可取 $A=1$ ， $\Phi_0(t)=0$ ，若采用 $0, \pi$ 调相，则有：

$$f(t) = \begin{cases} \cos \omega_0 t & , \text{ 当 } d(t)=1 \text{ 即 } \Phi_d(t)=0 \\ -\cos \omega_0 t & , \text{ 当 } d(t)=-1 \text{ 即 } \Phi_d(t)=\pi \end{cases}$$

上式表明，可用 $f(t) = d(t) \cos \omega_0 t$ 表示二进制数据的二相调制表示式。因此图

2-2 中用相乘表示相位调制。发送端的射频信号为

$$S_t(t) = d(t)c(t)\cos(\omega_0 t)$$

$S_t(t)$ 经由天线辐射到空间, 在传播过程中受空间各种干扰、噪声和其它信号的污染。有用信号在传播过程中一般要产生随机时延 $T(t)$, 多普勒频移 $\omega_d(t)$ 及随机相移 $\Phi(t)$ (为方便书写, 下文中均将它们的自变量 t 去掉了, 尽管没有写成时间 t 的显函数形式, 它们实际上都随 t 变化), 于是进入接收机的信号为

$$R(t) = s(t-T) + n(t) + s_i(t-T)$$

式中: $s(t-T)$ 表示有用信号

$s_i(t-T)$ 表示所有干扰信号

$n(t)$ 表示信道中所有加性噪声

接收信号 $R(t)$ 经射频滤波, 其输出信号 $r(t)$ 为

$$r(t) = d(t-T)c(t-T)\cos[(\omega_0 + \omega_d)t + \Phi] + n'(t) + s'_i(t-T) \quad (2-3)$$

式中 $n'(t)$ 表示射频滤波器输出的带限加性白噪声

$s'_i(t-T)$ 表示落入射频滤波器通带内的干扰信号

设接收机的解扩和解调电路对上述三个随机变量的跟踪值分别为 T' 、 ω_d' 、 Φ' , 即接收机再生的 PN 码为 $c(t-T')$, 载波为:

$$\cos[(\omega_0 + \omega_d')t + \Phi']$$

若设低通滤波器 (LPF) 的冲击响应为 $h_L(t)$, 其输出信号就可表示为:

$$V(t) = h_L(t) * \{r(t)c(t-T')\cos[(\omega_0 + \omega_d')t + \Phi']\} \quad (2-4)$$

该信号经检测电路转换为数字信号, 即可得所传信息的估值 $d'(t)$ 。

如果图 2-2(b) 中的相关器是理想的, 并能滤除高次谐波, 中频滤波器和 LPF 都是线性的, 则整个接收机均可看作是线性的。因此可用叠加原理来求得响应 $V(t)$ 。

如果不考虑信道中引入的所有干扰和噪声, 输入信号就简化为

$$r(t) = d(t-T)c(t-T)\cos[(\omega_0 + \omega_d)t + \Phi] \quad (2-5)$$

对应的输出信号为

$$V_d(t) = \{d(t-T)c(t-T)\cos[(\omega_0 + \omega_d)t + \Phi] \cdot c(t-T')\cos[(\omega_0 + \omega_d')t + \Phi']\} * h_L(t) \quad (2-6)$$

在理想情况下, 接收机再生的载波和 PN 码均准确跟踪所收信号, 即有如下假设

$$\begin{cases} c(t-T) = c(t-T') \\ \omega_d = \omega_d' \\ \Phi = \Phi' \end{cases} \quad (2-7)$$

LPF 的输出信号也就变为如下形式

$$V_d(t) = 1/2 \cdot h_L(t) * d(t-T) \quad (2-8)$$

从该式看出, 只要 LPF 能无失真地传送数字信号 $d(t)$, 经基带数字检测器处理后便能恢复出发端传送的信息。

对于干扰信号, 可利用叠加原理对它们分别地进行分析。这些分析都是在接收端对有用信号建立了理想同步的假设下进行的 (即假设式 (2-7) 成立)。

对接收机而言, 最不利的工作条件是在干扰和信号是同频同相的时候。现考虑在这种条件下的广义平稳随机信号 $I(t)$:

$$I(t) = n(t) \cos[(\omega_0 + \omega_d)t + \Phi] \quad (2-9)$$

其中 $n(t)$ 为基带干扰, 是一个零均值平稳随机过程, 双边功率谱密度以 $S_n(f)$ 表示, 其带宽为 $(-f_n, f_n)$ 。 $I(t)$ 的平均功率为

$$\sigma_I^2 = 1/2 \cdot E[n^2(t)] = 1/2 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} S_n(f) df \quad (2-10)$$

在满足式 (2-7) 时, $I(t)$ 对应的 LPF 输出为

$$V_I(t) = 1/2 \cdot h_L(t) * [n(t)c(t-T)] \quad (2-11)$$

由于假设 $n(t)$ 和 $c(t)$ 不相关, 因此 $V_I(t)$ 的数学期望和自相关函数分别为

$$E[V_I(t)] = 1/2 \cdot h_L(t) * E[n(t)c(t-T)] = 0$$

$$R_{V_I}(\tau) = E[V_I(t)V_I(t+\tau)] = 1/4 \cdot h_L(\tau) * h_L(-\tau) * [R_n(\tau)R_c(\tau)]$$

将自相关函数作傅氏变换即可得其功率谱

$$S_{V_I}(f) = 1/4 \cdot |H_L(f)|^2 [S_n(f) * S_c(f)]$$

其平均功率为

$$\begin{aligned} \sigma_{V_I}^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} S_{V_I}(f) df \\ &= 1/4 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |H_L(f)|^2 [S_n(f) * S_c(f)] df \end{aligned} \quad (2-12)$$

上式卷积项的频带宽度为二者带宽之和, 它表明干扰信号由于与频谱很宽的扩频信号相乘, 频域上对应于功率谱作卷积运算而被展宽, 伪码速率越高, 干扰信号的频谱被扩展的越宽, 其谱密度越低, 经过 LPF 后输出的干扰信号就越弱, 从而大大地降低了干扰对系统的影响。

下面来看一看相关处理前后信噪比的变化。

令 $I_1(t) = n(t)c(t-T)$ 对应有

$$R_{I_1}(\tau) = R_n(\tau)R_c(\tau)$$

$$S_{I_1}(f) = S_n(f) * S_c(f)$$

由于 $I_1(t)$ 的平均功率

$$\sigma_{I_1}^2 = E[I_1^2(t)] = E[n^2(t)c^2(t-T)] = E[n^2(t)] \quad (2-13)$$

又从频域, 可以看到

$$\sigma_{I_1}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_{I_1}(f) df = \int_{-\infty}^{\infty} [S_n(f) * S_c(f)] df \quad (2-14)$$

这样, 根据式 (2-10)、(2-13)、(2-14), 得到

$$\sigma_{I_1}^2 = \frac{1}{2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} [S_n(f) * S_c(f)] df \quad (2-15)$$

由于 PN 码频谱非常宽, 且近似为白噪声。如果 $f_n \ll f_c$, $I_1(t)$ 的双边带宽可以近似认为就是 $(-f_c, f_c)$, 而且假定在通带内功率谱是均匀的, 以 $S_{I_1}(0)$ 表示。于是

$$\sigma_{I_1}^2 \approx \frac{1}{2} \cdot 2f_c \cdot S_{I_1}(0) \quad (2-16)$$

另外, 假定 LPF 是理想的, 带宽选择得刚好让信码通过, 截止频率为 f_b , 即

$$|H_L(f)| = \begin{cases} 1, & \text{当 } |f| \leq f_b \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2-17)$$

这样, 式 (2-12) 可以近似表示为

$$\sigma_{V_1}^2 = \frac{1}{4} \cdot \int_{-f_b}^{f_b} [S_n(f) * S_c(f)] df \approx \frac{1}{4} \cdot 2f_b \cdot S_{I_1}(0) \quad (2-18)$$

根据式 (2-5) 得到输入信号功率为

$$S_m = \frac{1}{2} \quad (2-19)$$

由于已假设 $H_L(f)$ 可让信码通过, 由式 (2-8) 得到输出信号功率为

$$S_{out} \approx \frac{1}{4} \quad (2-20)$$

由处理增益的定义和式 (2-16)、(2-18)、(2-19)、(2-20), 得到

$$\begin{aligned} G_p &= \frac{SNR_{out}}{SNR_m} \\ &\approx \frac{(S_{out} / \sigma_{V_1}^2)}{(S_m / \sigma_{I_1}^2)} \\ &= \frac{(S_{out} / S_m^2)}{(\sigma_{I_1} / \sigma_{V_1}^2)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\approx \frac{1/4 \cdot 1/2 \cdot 2f_c \cdot S_{i_1}(0)}{1/2 \cdot 1/4 \cdot 2f_b \cdot S_{i_1}(0)} \\ &= \frac{f_c}{f_b} \end{aligned} \quad (2-21)$$

式(2-21)就是直扩系统对窄带干扰的处理增益,它只与PN码和信码的速率有关而与PN码周期无关。因此要想增大处理增益,可从提高伪码速率和降低信码速率两方面着手。

§ 2.3 扩频系统的特点

扩频技术有以下三个特性:

- (1) 扩频信号是伪随机的宽带信号;
- (2) 扩频信号带宽远大于欲传输数据(信息)带宽;
- (3) 接收机中必须有与宽带载波同步的副本。

由于扩频通信大大扩展了信号的频谱,发端用扩频码序列进行扩频调制,以及在收端采用相关解调技术,它就具有了比其他通信方式更加优越的一些性能,主要有以下几条:

(1) 抗干扰性强

扩展频谱通信系统扩展的频谱越宽,处理增益越高,抗干扰性能越强。它可在信噪比很低的情况下把信号从噪声湮没中提取出来。此外,对于单频及多频载波信号的干扰、其它伪随机调制信号的干扰,以及脉冲正弦信号的干扰,扩频系统都有抑制干扰提高输出信噪比的作用。特别是对抗敌方人为干扰方面,效果很突出。另外,由于在接收端采用了扩频码序列进行相关检测,即使采用同类型信号进行干扰,如果不能检测出有用信号的码序列,由于不同码序列之间不同的相关性,干扰也是起不了太大的作用。抗干扰性能强是扩频通信的最突出的优点。

(2) 可以实现码分多址

在扩频通信中,如果让许多用户共用很宽的频带,在码序列的扩频调制中,充分利用它们之间优良的自相关特性和互相关特性,在接收端利用自相关检测技术进行解扩,则在分配给不同用户不同码型的情况下可以区分不同用户,提取有用信号。由于它是利用不同的码型进行分割,所以称为码分多址。它有利于组网、进行选呼、增加保密性和解决新用户随时入网等问题。

(3) 抗多径干扰

长期以来,多径干扰问题始终是一个难于解决的问题。扩频通信中利用伪码特有的相关特性可采用两种方法来进行克服。一种是设法把最强的有用信号分离出来,而排除其它路径来的干扰信号,即分离多径。另一种是设法把不同路径来

的不同延迟的信号在接收端从时间上对齐相加，合成较强的有用信号，即利用多径。

(4) 隐蔽性好

由于扩频信号在很宽的频带上被扩展了，单位频带内的功率就很小，即信号的功率谱密度很低，所以信号可湮没在噪声里，敌方很不容易发现。因此，扩频信号具有很低的被截获概率，在军事上十分有用，可以进行隐蔽通信。

(5) 能精确测距

在扩频通信中，扩展频谱很宽，意味着采用的扩频码速率很高，每个码片占用的时间就很短。发射的扩频信号被反射回来后，在接收端精确跟踪扩频码序列，然后比较收发两个码序列相位之差，就可以精确测出往返时间差，从而算出二者之间的距离。

第三章 数字化解扩解调技术的理论基础

本论文所研究的是直接序列扩频的全数字解扩解调技术。为此，我们在本章中对解扩解调的数字化处理的基本理论加以分析介绍。

§ 3.1 模拟信号数字化处理的理论基础

为了对模拟信号进行数字化处理，必须先对模拟信号进行抽样，使其成为一系列离散的抽样值，然后再将抽样值量化为相应的量化值，并经编码变换成数字信号。根据奈奎斯特抽样定理，如果对某一带宽有限的时间连续信号（模拟信号）进行抽样，当抽样速率大于等于被抽样信号的最高频率的 2 倍时，根据这些抽样值就能准确地确定原信号。

设有一个频带限制在 $(0, f_H)$ 的信号 $m(t)$ 。假定将信号 $m(t)$ 与周期性冲激函数 $\delta_T(t)$ 相乘，如图 3.1 所示。乘积函数便是均匀间隔为 T 的冲激序列。这些冲激的强度等于相应瞬时上 $m(t)$ 的值，它表示对函数 $m(t)$ 的抽样。我们用 $m_s(t)$ 表示抽样函数，即有

$$m_s(t) = m(t) \delta_T(t) \quad (3.1.1)$$

上述关系如图 3.2 (a)、(b)、(c) 所示。

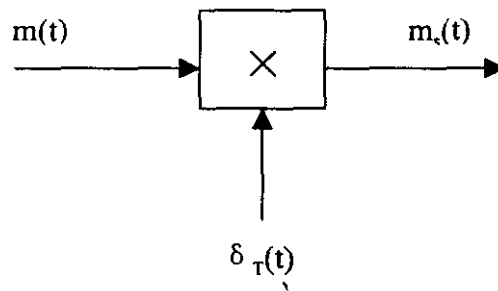
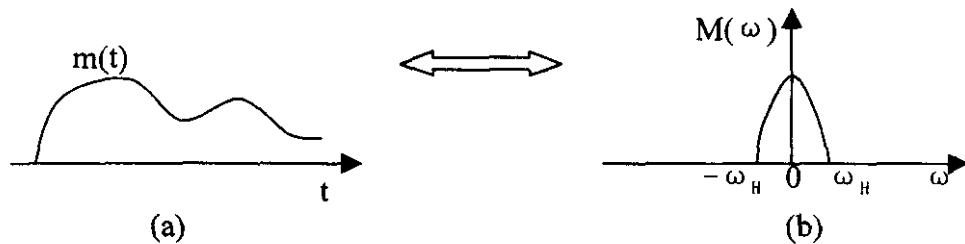


图 3.1 抽样



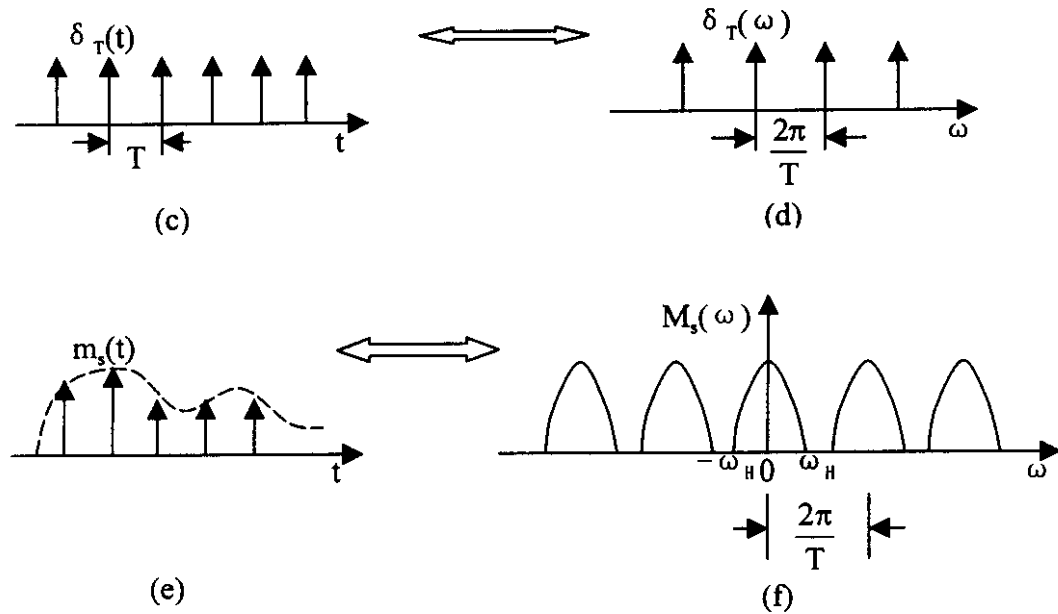


图 3.2 抽样定理的全过程

假设 $m(t)$ 、 $\delta_T(t)$ 和 $m_s(t)$ 的频谱分别为 $M(\omega)$ 、 $\delta_T(\omega)$ 和 $M_s(\omega)$ 。按照频率卷积定理， $m(t)\delta_T(t)$ 的傅里叶变换是 $M(\omega)$ 和 $\delta_T(\omega)$ 的卷积

$$M_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} [M(\omega) * \delta_T(\omega)] \quad (3.1.2)$$

因为

$$\delta_T(\omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s)$$

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T}$$

所以

$$M_s(\omega) = \frac{1}{T} \left[M(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \right] \quad (3.1.3)$$

由卷积关系，上式可写成

$$M_s(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(\omega - n\omega_s) \quad (3.1.4)$$

该式表明，已抽样信号 $m_s(t)$ 的频谱 $M_s(\omega)$ 是无穷多个间隔为 ω_s 的 $M(\omega)$ 相叠加而成。这就意味着 $M_s(\omega)$ 中包含 $M(\omega)$ 的全部信息。

需要指出，以上讨论均限于频带有限的信号。严格地说，频带有限的信号并不存在，如果信号存在于时间的有限区间。它就包含所有频率分量。但是，实际上对于所有信号，频谱密度函数在较高频率上都要减小，大部分能量由一定频率范围内的分量所携带。因而在所有实用的意义上，信号可以认为是频带有限的，高频分量所引入的误差是可以忽略不计的。

结合工程需要，本论文所研究的通信系统信息码速率为 32Kbps，扩频码速率为 2.016Mbps，我们取基带信号带宽为 2MHz，这样，对零中频信号（基带信号）抽样，当抽样速率大于 4MHz 时，抽样值即可以完全包含原模拟基带信号的信息。

§ 3.2 噪声数字化处理的理论基础

在通信信道中所遇到的信号及噪声，绝大多数是可视作平稳随机过程。平稳随机过程一般具有一个非常有用的特性，这个特性称为“各态历经性”。经反复考察发现，许多平稳随机过程的数学特征，完全可由随机过程中的任一实现的数字特征来决定：随机过程的数学期望（统计平均值）可以由任一实现的时间平均值来代替；随机过程的方差和自相关函数也可以由“时间平均”来代替“统计平均”。这就是说，假设 $x(t)$ 是从平稳随机过程中任意取得的一个实现，并令

$$\left\{ \begin{array}{l} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) dt = \bar{a} \\ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [x(t) - \bar{a}]^2 dt = \overline{\sigma^2} \\ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)x(t+\tau) dt = \overline{R(\tau)} \end{array} \right. \quad (3.2.1)$$

则，平稳随机过程往往有下列式子成立

$$a = \bar{a}$$

$$\sigma^2 = \overline{\sigma^2}$$

$$R(\tau) = \overline{R(\tau)}$$

通信信道中的噪声通常也是一种高斯过程，即指其任意 n 维概率密度分布服从正态分布。由于它同时也是平稳的，其均值与时间无关，协方差函数只与时间

间隔 τ 有关而与时间起点无关。如果高斯过程中的随机变量之间互不相关，则它们也是相互统计独立的。高斯过程的概率密度分布函数用下式表示

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}\right]$$

式中 a 及 σ 是二个常量，均值及方差。

在通信系统中，许多实际的信号和噪声都满足“窄带”的假设，且其频谱均被限制在“载波”或某中心频率附近一个窄的频带上，而这个中心频率离开零频率又相当远。在频域表示为 $\Delta f \ll f_c$ ，其中， Δf 为信号带宽， f_c 为信号的中心频率。在时域表示为一个包络及相位缓慢变化的正弦波。本论文所研究的系统就是这种情况，中频频率 45MHz，带宽 4MHz。

窄带随机过程可用下式表示

$$\xi(t) = a_\xi(t) \cos[\omega_c t + \varphi_\xi(t)] \quad a_\xi(t) \geq 0 \quad (3.2.2)$$

式中 $a_\xi(t)$ 及 $\varphi_\xi(t)$ 是窄带随机过程 $\xi(t)$ 的包络函数及随机相位函数； ω_c 是正弦波的中心角频率。显然， $a_\xi(t)$ 及 $\varphi_\xi(t)$ 的变化一定比载波慢得多。

窄带随机过程也可用下式表示

$$\xi(t) = \xi_c(t) \cos \omega_c t - \xi_s(t) \sin \omega_c t \quad (3.2.3)$$

式中 $\xi_c(t) = a_\xi(t) \cos \varphi_\xi(t)$

$$\xi_s(t) = a_\xi(t) \sin \varphi_\xi(t)$$

这里的 $\xi_c(t)$ 及 $\xi_s(t)$ 通常分别称为 $\xi(t)$ 的同相分量及正交分量。由以上表述看出， $\xi(t)$ 的统计特性可由 $a_\xi(t)$ 、 $\varphi_\xi(t)$ 或 $\xi_c(t)$ 、 $\xi_s(t)$ 的统计特性确定。

现假设 $\xi(t)$ 是零均值平稳高斯窄带随机过程，对式 (3.2.3) 求数学期望

$$\begin{aligned} E[\xi(t)] &= E[\xi_c(t) \cos \omega_c t - \xi_s(t) \sin \omega_c t] \\ &= E[\xi_c(t)] \cos \omega_c t - E[\xi_s(t)] \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (3.2.4)$$

因为 $\xi(t)$ 是平稳的，且均值为零，这就是说，对于任意的时间 t ，有 $E[\xi(t)]$ 等于零，故由式 (3.2.4) 得

$$\begin{cases} E[\xi_c(t)] = 0 \\ E[\xi_s(t)] = 0 \end{cases} \quad (3.2.5)$$

再来看 $\xi(t)$ 的自相关函数。由式 (3.2.4) 可知, 自相关函数可表示为

$$\begin{aligned} R_{\xi}(t, t+\tau) &= R_{\xi_c}(t, t+\tau) \cos \omega_c t \cos \omega_c(t+\tau) \\ &\quad - R_{\xi_c \xi_s}(t, t+\tau) \cos \omega_c t \sin \omega_c(t+\tau) \\ &\quad - R_{\xi_s \xi_c}(t, t+\tau) \sin \omega_c t \cos \omega_c(t+\tau) \\ &\quad + R_{\xi_s}(t, t+\tau) \sin \omega_c t \sin \omega_c(t+\tau) \end{aligned} \quad (3.2.6)$$

式中

$$R_{\xi_c}(t, t+\tau) = E[\xi_c(t)\xi_c(t+\tau)]$$

$$R_{\xi_c \xi_s}(t, t+\tau) = E[\xi_c(t)\xi_s(t+\tau)]$$

$$R_{\xi_s \xi_c}(t, t+\tau) = E[\xi_s(t)\xi_c(t+\tau)]$$

$$R_{\xi_s}(t, t+\tau) = E[\xi_s(t)\xi_s(t+\tau)]$$

因为 $\xi(t)$ 是平稳的, 故有

$$R_{\xi}(t, t+\tau) = R_{\xi}(\tau)$$

这就要求式 (3.2.6) 的右边与时间 t 无关, 而仅与 τ 有关。若令 $t=0$, 则式 (3.2.6) 仍应成立

$$\begin{aligned} R_{\xi}(\tau) &= [R_{\xi_c}(t, t+\tau)]_{t=0} \cos \omega_c(\tau) \\ &\quad - [R_{\xi_c \xi_s}(t, t+\tau)]_{t=0} \sin \omega_c(\tau) \end{aligned} \quad (3.2.7)$$

这显然要求下式恒等

$$R_{\xi_c}(t, t+\tau) = R_{\xi_c}(\tau)$$

$$R_{\xi_c \xi_s}(t, t+\tau) = R_{\xi_c \xi_s}(\tau)$$

所以, 式 (3.2.7) 变为

$$R_{\xi}(\tau) = R_{\xi_c}(\tau) \cos \omega_c \tau - R_{\xi_c \xi_s}(\tau) \sin \omega_c \tau \quad (3.2.8)$$

再令

$$t = \frac{\pi}{2\omega_c}$$

则同理可得

$$R_{\xi}(\tau) = R_{\xi_s}(\tau) \cos \omega_c \tau + R_{\xi_c \xi_s}(\tau) \sin \omega_c \tau \quad (3.2.9)$$

由此证明了：如果 $\xi(t)$ 是平稳的，则 $\xi_c(t)$ 与 $\xi_s(t)$ 也必将是广义平稳的。同时，要使式 (3.2.8) 及 (3.2.9) 同时成立，则应有

$$R_{\xi_c}(\tau) = R_{\xi_s}(\tau) \quad (3.2.10)$$

$$R_{\xi_c \xi_s}(\tau) = -R_{\xi_s \xi_c}(\tau) \quad (3.2.11)$$

可是，根据互相关函数的性质应有

$$R_{\xi_c \xi_s}(\tau) = -R_{\xi_s \xi_c}(-\tau) \quad (3.2.12)$$

代入式 (3.2.11) 得

$$R_{\xi_s \xi_c}(\tau) = -R_{\xi_s \xi_c}(-\tau)$$

上式表明， $R_{\xi_s \xi_c}(\tau)$ 是一个 τ 的奇函数，故

$$R_{\xi_s \xi_c}(0) = 0 \quad (3.2.13)$$

同理可证

$$R_{\xi_c \xi_s}(0) = 0 \quad (3.2.14)$$

于是，由式 (3.2.8)、(3.2.9) 得到

$$R_{\xi}(0) = R_{\xi_c}(0) = R_{\xi_s}(0) \quad (3.2.15)$$

即

$$\sigma_{\xi}^2 = \sigma_{\xi_c}^2 = \sigma_{\xi_s}^2 \quad (3.2.16)$$

又因为已证得 $\xi_c(t)$ 与 $\xi_s(t)$ 是平稳的，而由式 (3.2.3) 可得

当 $t_1=0$ 时， $\xi(t_1) = \xi_c(t_1)$ 。

当 $t_1 = \frac{\pi}{2\omega_c}$ 时， $\xi(t_2) = -\xi_s(t_2)$ 。

因为 $\xi(t)$ 是高斯过程，故 $\xi_c(t_1)$ 与 $\xi_s(t_2)$ 也是高斯的随机变量，从而 $\xi_c(t)$ 与 $\xi_s(t)$ 也是随机过程。

综上所述，一个均值为零的窄带平稳高斯过程，它的同相分量 $\xi_c(t)$ 和正交分

量 $\xi_s(t)$ 同样是平稳高斯过程，而且均值为零，方差也相同。另外，在同一时刻得到的 ξ_c 及 ξ_s 是不相关的或统计独立的[见式 (3.2.13)、(3.2.14)]。这个结论非常重要，在以后的论述中会用到。

根据概率论的知识可得，

$$f(a_\xi) = \frac{a_\xi}{\sigma_\xi^2} \exp\left[-\frac{a_\xi^2}{2\sigma_\xi^2}\right] \quad a_\xi \geq 0$$

$$f(\varphi_\xi) = \frac{1}{2\pi} \quad 0 \leq \varphi_\xi \leq 2\pi$$

同时 a_ξ 与 φ_ξ 是统计独立的。这里就不再证明了。

既然有窄带过程，也必然存在宽带过程。凡是功率谱密度在整个频域内都是均匀分布的噪声是理想的宽带过程，被称之为白噪声，即

$$P_\xi(\omega) = n_0/2$$

式中， n_0 是一个常数，单位取“瓦/赫兹”(W/Hz)。

其自相关函数为 $R(\tau) = \frac{n_0}{2} \delta(\tau)$ 。

显而易见，白噪声的自相关函数仅在 $\tau=0$ 时才不为零，而对于其它任意的 τ 都为零。这说明，白噪声只有在 $\tau=0$ 时才相关，而它的任意两个时刻上的随机变量都是不相关的。白噪声的自相关函数及其功率谱密度，示于图 3.1。

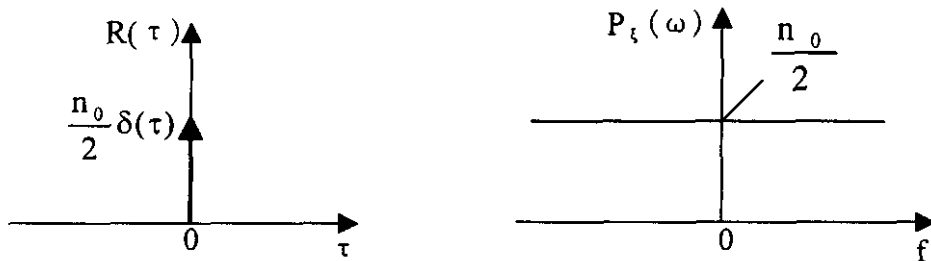


图 3.1 白噪声的相关函数与谱密度

如果白噪声被限制在 $(-f_0, f_0)$ 之内 (通常信道中的噪声是这种情况)，即在该频率区上有

$$P_\xi(\omega) = \frac{n_0}{2}$$

而在该区间之外 $P_\xi(\omega) = 0$ ，则这样的白噪声被称为带限白噪声。带限白噪声的自相关函数为

$$R(\tau) = \int_{-f_0}^{f_0} \frac{n_0}{2} e^{+j2\pi f\tau} df = f_0 n_0 \frac{\sin(\omega_0 \tau)}{\omega_0 \tau}$$

式中， $\omega_0 = 2\pi f_0$ 。由此看到，带限白噪声只有在 $\tau = k/(2f_0)$ ($k=1, 2, 3\cdots$)

上得到的随机变量才不相关。这一结论很有用，它告诉我们，如果对带限白噪声按抽样定理抽样的话，则各抽样值是互不相关的随机变量。这个结论在以后会用到。带限白噪声的自相关函数及功率谱密度示于图

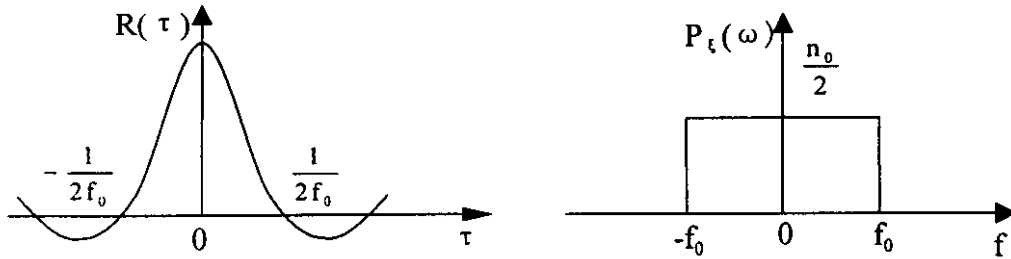


图 3.2 带限白噪声的相关函数与谱密度

§ 3.2 量化误差分析

本论文所研究的解扩解调单元的输入信噪比为 -10dBm ，噪声功率是信号功率的 10 倍，也就是说，噪声电压的有效值是信号电压有效值的 3.16 倍。采用 8 比特量化，由于噪声电压是一个随机过程，概率密度分布为高斯分布，如果将噪声电压的有效值设置在 A/D 的满量程的 $1/2.5$ 处，经计算可知，噪声电压超过量程的概率小于万分之四，可近似认为噪声电压在量程范围之内。这时，信号电压有效值约为量程的 $1/8$ ，量化后的值为 16；噪声经量化后的有效值为 51，方差为 2601；而量化误差的方差为 $1/12$ ，因此量化误差可忽略不计。以后的讨论中将不再考虑量化误差。

第四章 全数字化解扩解调方案

§ 4.1 设备组成及工作原理

数字化解扩解调是对接收信号进行零中频采样，完成模数转换。将采样所得的数字信号送入数字信号处理单元进行全数字化处理，完成信号的解扩解调，输出接收数据及时钟。设备组成框图如图 4.1。

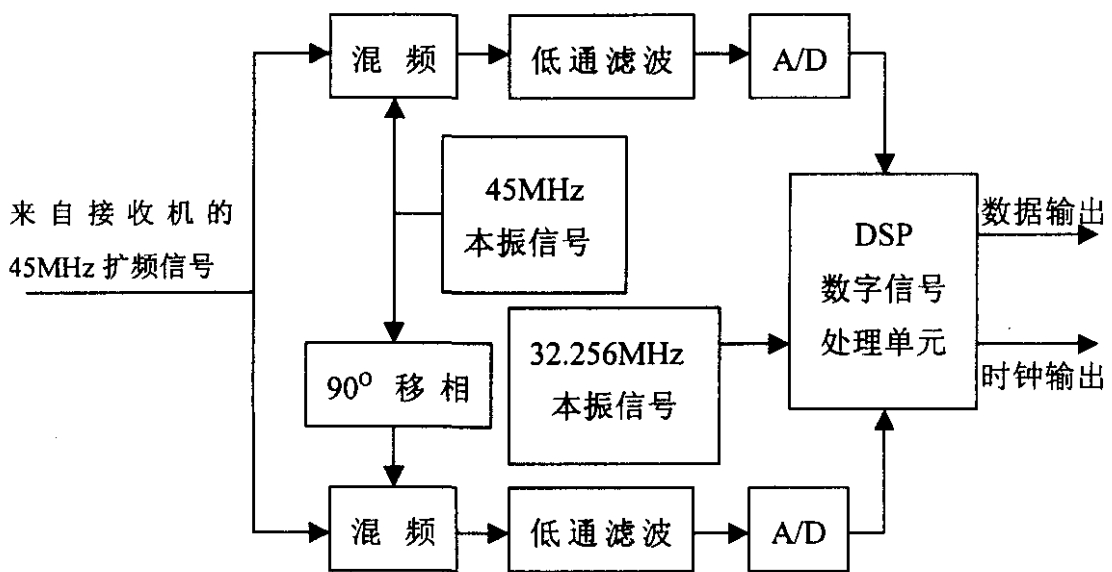


图 4.1 数字化解扩解调设备组成框图

本地中频信号发生器产生 45MHz 本振信号分成两路，其中一路直接与接收机送来的 45MHz 扩频信号进行混频，产生 Q 支路基带信号。另一路经 90° 移相后也与接收机送来的 45MHz 扩频信号进行混频，产生 I 支路基带信号。分别对 Q 支路和 I 支路低通滤波后进行 A/D 采样，产生 Q 支路及 I 支路数字信号，送入数字信号处理单元。本地时钟振荡器产生 32.256MHz 时钟信号作为数字信号处理单元及本地 PN 码的时钟源。对这两路信号进行数字信号处理，通过对 32.256MHz 时钟信号的“加”、“扣”完成本地 PN 码与发端 PN 码的同步，即解扩；通过运算完成 2BPSK 信号的解调。

§ 4.2 方案设计

按照信号流程，数字解扩解调单元分为以下几个功能模块：

- 中频单元：由功分器、中频振荡器、 90° 移相器、混频器、低通滤波器等组成，实现产生两路正交信号基带信号的功能。如图 4.2。
- A/D 变换单元：由采样时钟相位控制器、A/D 变换器等组成。完成模拟信号到数字信号的转换。如图.4.3。
- 解扩处理单元：完成 A/D 采样时钟的产生、解扩等功能。
- 解调处理单元：完成解调功能。

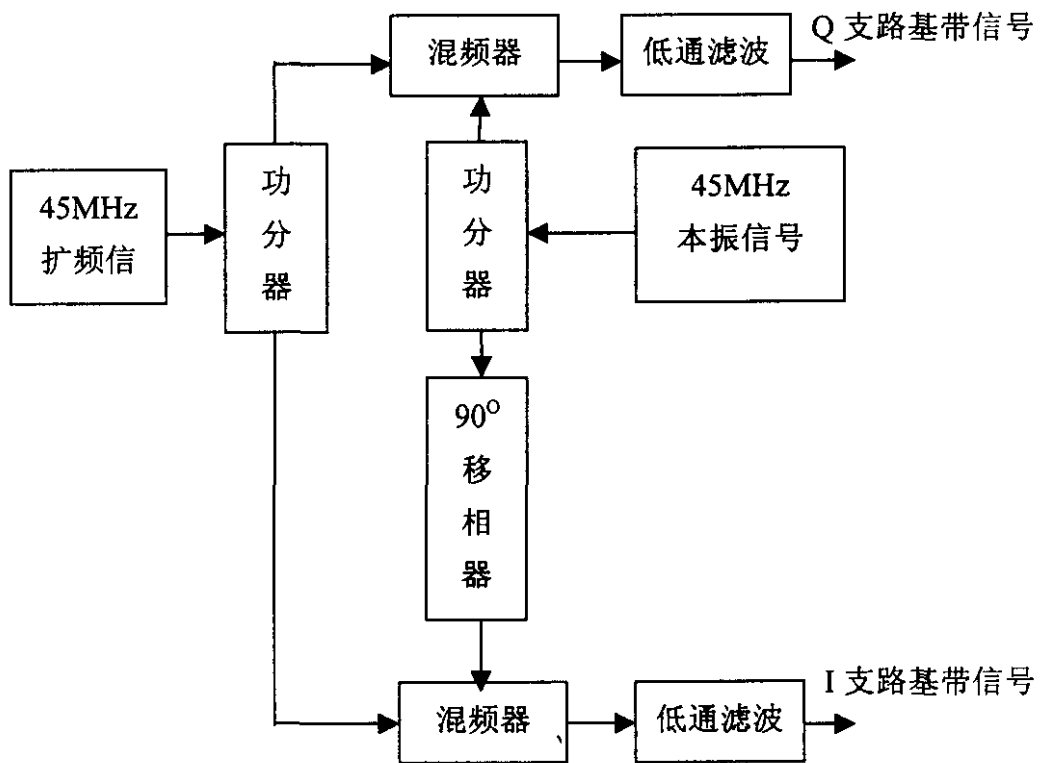


图 4.2 中频单元框图

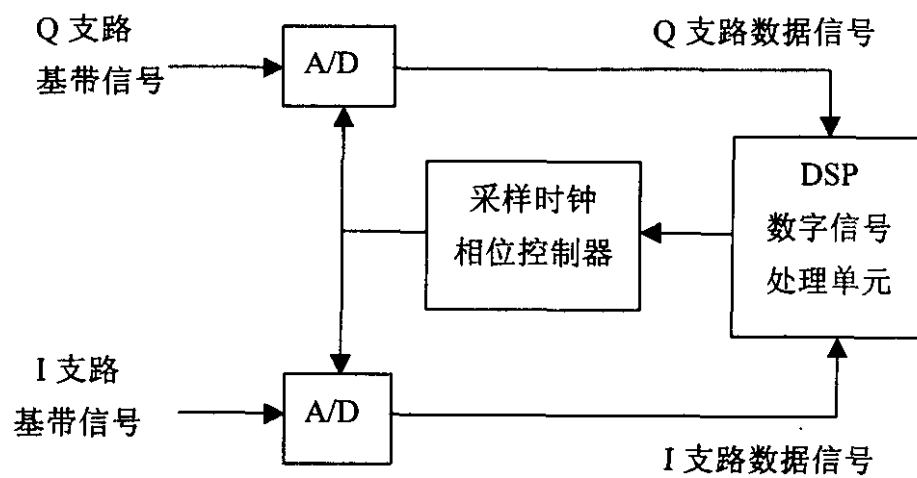


图 4.3 A/D 采样单元框图

第五章 数字化捕获与跟踪

同步是扩频系统正常工作的前提，在扩频系统中占有重要的地位。对于本文所研究的系统来说，同步则是其中的关键技术之一，因此我们特别在这一章对该技术进行一些探索性研究。

§ 5.1 基本原理

扩频系统的同步就是使接收到的信号中的 PN 码与本地 PN 码在频率、相位上都对准，并使其相位偏差保持在一个码片之内。和普通数字通信系统相比，扩频系统的同步不仅包括位同步、帧同步和载波同步，同时在扩频系统中还必须进行 PN 码的同步，要求收发双方 PN 码序列的“起点”对齐，这是相关解扩运算的基本要求。可见，扩频系统的同步比一般数字通信系统的同步更为复杂。

扩频系统的同步包括两个过程，一个是捕获，将收发双方的 PN 码相位差拉到小于一个码元的范围内；另一个过程是跟踪，是本地码相位一直跟随接收信号码相位变化且两者相位差一直保持在一定范围之内，以便进行解扩。

扩频系统中扩频码一般选用伪随机码（又叫伪噪声码，即 PN 码），这种码的特性近似白噪声。我们常用的 m 序列就是一种典型的 PN 码，其相关特性比较好，若假设 $p = 2^n - 1$ 为 PN 码的码长（ n 为产生该 PN 码的移位寄存器级数），则其相关系数为：

$$R(\tau) = \begin{cases} 1 & , \tau = kp \quad k=0, 1, 2, \dots \\ -1/p & , \tau \neq kp \quad k=0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (5.1.1)$$

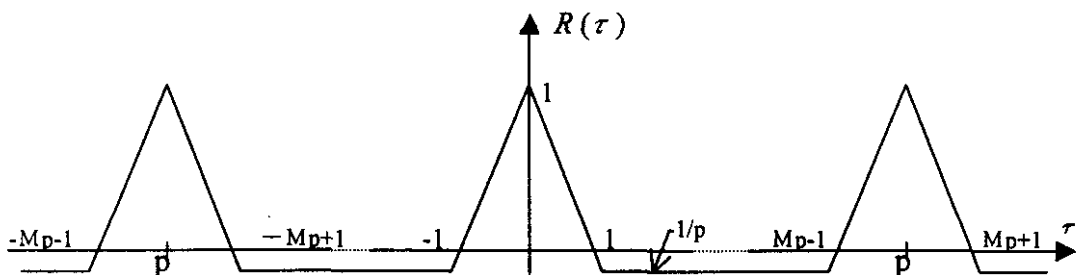


图 5.1.1 PN 码相关函数

相关系数波形图示于图 5.1.1，由图可见，只有当 $|\tau| < 1$ 时，即做相关的两码

间相位差在 1 比特范围内时, 相关系数才有较大值, 下面将会看到, 捕获过程中正是利用了 PN 码相关系数的这一特点。

实现捕获的电路框图如图 5.1.2 所示:

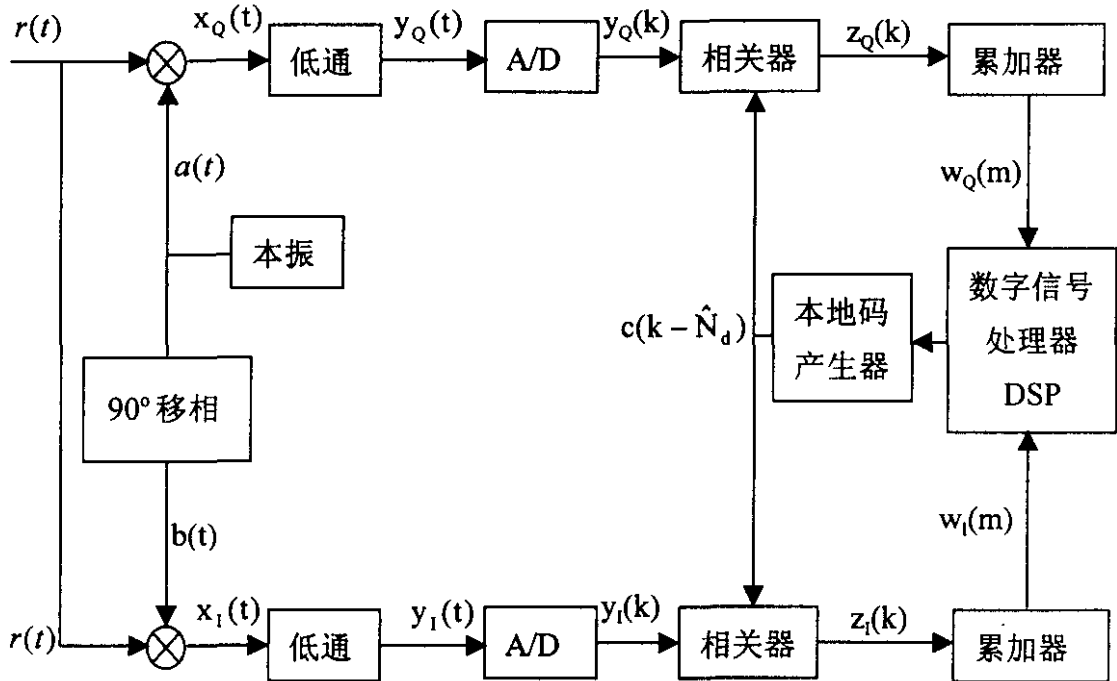


图 5.1.2 实现捕获的简略框图

由框图可以看出, 它实际上就是一个对接收信号和本地信号作相关运算的相关器。设 PN 码码长为 p , 速率为 f_s , 在一个信息码元内加入一个周期的 PN 码, PN 码速率是信息码速率的 p 倍。接收信号为包含信息 $m(t)$ 的扩频信号:

$$r(t) = m(t)c(t - T_d)\cos(\omega_0 t - \phi_0) + n(t) \quad (5.1.2)$$

本地中频信号为:

$$a(t) = \cos(\omega_1 t + \phi_1) \quad (5.1.3)$$

$$b(t) = \sin(\omega_1 t + \phi_1) \quad (5.1.4)$$

其中 $\omega_1 - \omega_0 = \Delta\omega$ 为接收中频与本地中频的频差

$n(t)$ 为中心频率为 ω_0 , 带宽为 $B=2f_s$, 单边功率谱密度为 N_0 的带限白噪声。

因此乘法器输出为:

$$\begin{aligned} x_Q(t) &= r(t)a(t) \\ &= [m(t)c(t - T_d)\cos(\omega_0 t + \phi_0) + n(t)] * \cos(\omega_1 t + \phi_1) \\ &= m(t)c(t - T_d)\cos(\omega_0 t + \phi_0)\cos(\omega_1 t + \phi_1) + n(t)\cos(\omega_1 t + \phi_1) \\ &= 0.5m(t)c(t - T_d)\cos[(\omega_1 + \omega_0)t + (\phi_1 + \phi_0)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + 0.5m(t)c(t - T_d)\cos[(\omega_1 - \omega_0)t + (\phi_1 - \phi_0)] \\
& + n(t)\cos(\omega_1 t + \phi_1) \\
x_1(t) & = r(t)b(t) \\
& = [m(t)c(t - T_d)\cos(\omega_0 t + \phi_0) + n(t)] * \sin(\omega_1 t + \phi_1) \\
& = m(t)c(t - T_d)\cos(\omega_0 t + \phi_0)\sin(\omega_1 t + \phi_1) + n(t)\sin(\omega_1 t + \phi_1) \\
& = 0.5m(t)c(t - T_d)\sin[(\omega_1 + \omega_0)t + (\phi_1 + \phi_0)] \\
& \quad + 0.5m(t)c(t - T_d)\sin[(\omega_1 - \omega_0)t + (\phi_1 - \phi_0)] \\
& \quad + n(t)\sin(\omega_1 t + \phi_1)
\end{aligned}$$

经低通滤波器后滤除高频成分，只保留基带信号，噪声项因为功率被平分到高频段及基带频段，所以基带频段功率是原噪声功率的 1/2，所以基带频段噪声项的表达式应为

$$\frac{1}{\sqrt{2}}n(t)$$

再结合第三章第二节的内容，因此得

$$y_Q(t) = 0.5m(t)c(t - T_d)\cos(\Delta\omega t + \psi) + \frac{1}{\sqrt{2}}n_c(t) \quad (5.1.5)$$

$$y_I(t) = 0.5m(t)c(t - T_d)\sin(\Delta\omega t + \psi) + \frac{1}{\sqrt{2}}n_s(t) \quad (5.1.6)$$

其中 $\psi = \phi_1 - \phi_0$ ， $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_0$ ， $n_c(t)$ 与 $n_s(t)$ 相互独立且与 $n(t)$ 同分布经 A/D 采样得到：

$$y_Q(k) = 0.5m(kT_s)c(kT_s - N_d)\cos(\Delta\omega kT_s + \psi) + \frac{1}{\sqrt{2}}n_c(kT_s) \quad (5.1.7)$$

$$y_I(k) = 0.5m(kT_s)c(kT_s - N_d)\sin(\Delta\omega kT_s + \psi) + \frac{1}{\sqrt{2}}n_s(kT_s) \quad (5.1.8)$$

其中 T_s 为采样间隔，设 $T_s = 1/(2f_s)$

进行数字相关后

$$\begin{aligned}
z_Q(k) & = 0.5m(kT_s) * c(kT_s - N_d) * c(kT_s - \hat{N}_d) * \cos(\Delta\omega kT_s + \psi) \\
& \quad + \frac{1}{\sqrt{2}}n_c(kT_s) * c(kT_s - \hat{N}_d)
\end{aligned} \quad (5.1.9)$$

$$\begin{aligned}
z_I(k) & = 0.5m(kT_s) * c(kT_s - N_d) * c(kT_s - \hat{N}_d) * \sin(\Delta\omega kT_s + \psi) \\
& \quad + \frac{1}{\sqrt{2}}n_s(kT_s) * c(kT_s - \hat{N}_d)
\end{aligned} \quad (5.1.10)$$

在一个数据码元内分别对 Q 支路及 I 支路进行累加且求平均，得

$$z_Q = \frac{1}{2p} \sum_{k=i}^{i+2p-1} [0.5m(kT_s) * c(kT_s - N_d) * c(kT_s - \hat{N}_d) * \cos(\Delta\omega kT_s + \psi) + \frac{1}{\sqrt{2}} n_c(kT_s) * c(kT_s - \hat{N}_d)] \quad (5.1.11)$$

$$z_I = \frac{1}{2p} \sum_{k=i}^{i+2p-1} [0.5m(kT_s) * c(kT_s - N_d) * c(kT_s - \hat{N}_d) * \sin(\Delta\omega kT_s + \psi) + \frac{1}{\sqrt{2}} n_s(kT_s) * c(kT_s - \hat{N}_d)] \quad (5.1.12)$$

在一个码元内, $m(kT_s)$ 的值不变, $\cos(\Delta\omega kT_s + \psi)$ 及 $\sin(\Delta\omega kT_s + \psi)$ 的值基本保持不变 ($\Delta\omega \ll B$, 这是正常解扩解调的必要条件), 我们取其相位的均值 $\theta = [i + (2p-1)/2]T_s + \psi$, 同时假设在一个码元内

$$\begin{cases} \cos(\Delta\omega kT_s + \psi) = \cos\theta \\ \sin(\Delta\omega kT_s + \psi) = \sin\theta \end{cases} \quad (5.1.13)$$

而各个采样点的噪声是不相关的, 与 PN 码相乘后依然是不相关的, 且统计特性基本不变, 因此可得

$$\begin{aligned} z_Q &= 0.5 * m * \cos\theta * \frac{1}{2p} \sum_{k=i}^{i+2p-1} c(kT_s - N_d) * c(kT_s - \hat{N}_d) + \frac{1}{2\sqrt{p}} * \sin\theta * n_c \\ &= 0.5 * m * \cos\theta * R(\tau) + \frac{1}{2\sqrt{p}} * n_c \end{aligned} \quad (5.1.14)$$

$$\begin{aligned} z_I &= 0.5 * m * \sin\theta * \frac{1}{2p} \sum_{k=i}^{i+2p-1} c(kT_s - N_d) * c(kT_s - \hat{N}_d) + \frac{1}{2\sqrt{p}} * \cos\theta * n_s \\ &= 0.5 * m * \sin\theta * R(\tau) + \frac{1}{2\sqrt{p}} * n_s \end{aligned} \quad (5.1.15)$$

其中 $R(\tau)$ 为 $c(kT_s - N_d)$ 与 $c(kT_s - \hat{N}_d)$ 的互相关函数

求 Q 支路与 I 支路的均方根, 得

$$z = \sqrt{z_Q^2 + z_I^2}$$

利用 PN 码相关函数的性质, 当两 PN 码对准时, 即 $\tau = 0$ ($N_d = \hat{N}_d$) 时 z 有最大值, 当两码相位差大于 1 比特时, z 的值最小, 几乎为 0。在 τ 从 0 到 ± 1 变化时, z 的值线性下降。因此, 将 z 与一参考值 z_{ref} 比较, 即可判断本地码与接收信号的码是否同步。当 $z > z_{ref}$ 时, 判为已同步, 转入跟踪状态; 当 $z < z_{ref}$ 时, 判为尚未同步, 输出低电平通知控制逻辑单元改变本地 PN 码相位, 使之逐渐接近接收信号的码相位, 最终将两码对准。

当捕获过程完成, 本地码与接收信号码相位对准后, 必须立即调整本地码速率,

使之随接收信号码速率变化, 以保持两码的对准状态, 这一过程就是跟踪。实现伪码跟踪最基本的方法是采用延迟锁定环 (DLL), 一般常用的延迟锁定环电路

形式如图 5.1.3 所示:

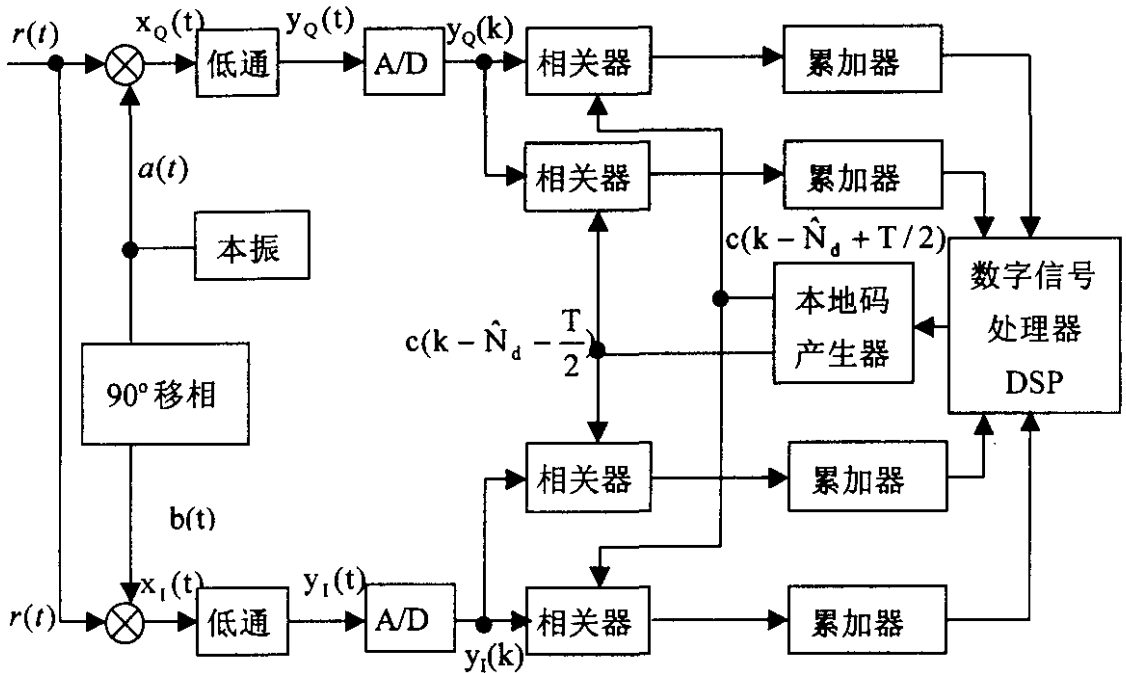


图 5.1.3 实现捕获的简略框图

延迟锁定环类似于一般锁相环，也是通过一种负反馈实现对伪码信号的跟踪，利用伪码的互相关性形成一个误差信号，用该误差信号去控制本地码时钟的加扣跟踪外来码序列速率的变化。环路中误差函数的形成是将伪码自相关系数波形分别向左、右移动半个码元后合成的具有双峰的三角形波形，示于图 5.1.4，波形的中心点为跟踪点，当本地 PN 码的时钟速率比接收信号的码速率慢时，图 5.1.3 中超前支路累加输出的平方和小于滞后支路累加输出的平方和，两者相减输出的误差信号为负，控制电路增加一个本地码时钟脉冲，加快本地 PN 码速率；同时，当本地 PN 码速率比接收信号的码速率高时，控制电路扣除一个本地码时钟脉冲，放慢本地 PN 码速率，使本地 PN 码的速率始终与接收信号码速率保持一致，从而将同步状态一直保持下去。

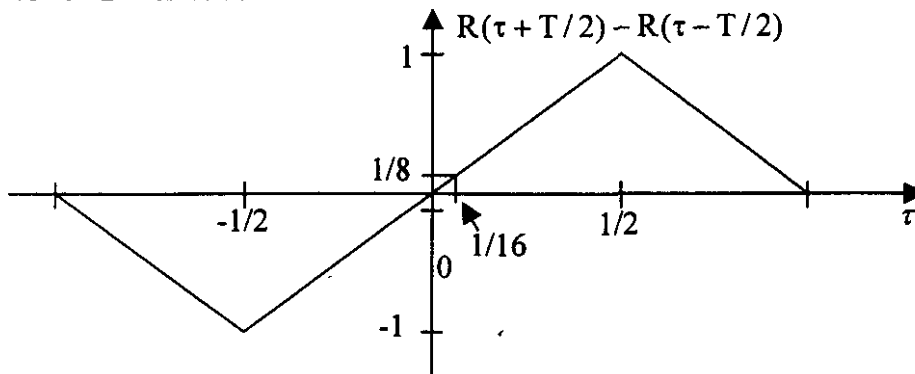


图 5.1.4 DLL 环误差函数

§ 5.2 数字化捕获与跟踪的实现方法

§ 5.2.1 本论文所研究的扩频系统参数

伪码形式：63 位 m 序列，即 $N=63$

伪码速率： $R_{PN}=2.016\text{kbps}$ ， $T_{PN}=0.496\mu\text{s}$

基带信息速率： $R_C=32\text{kbps}$ ， $T_c=31.25\mu\text{s}$ ，

即一个码元包含了一个完整的 PN 码周期

调制方式：DS/BPSK

中频频率： $f=45\text{MHz}$

输入信噪比： $E_b/N_0 \geq 11\text{dB}$

误码率：优于 1×10^{-5}

输入信号电平： -10dBm

§ 5.2.2 实现方法

本论文所研究的解扩解调单元的框图如图 5.2.1

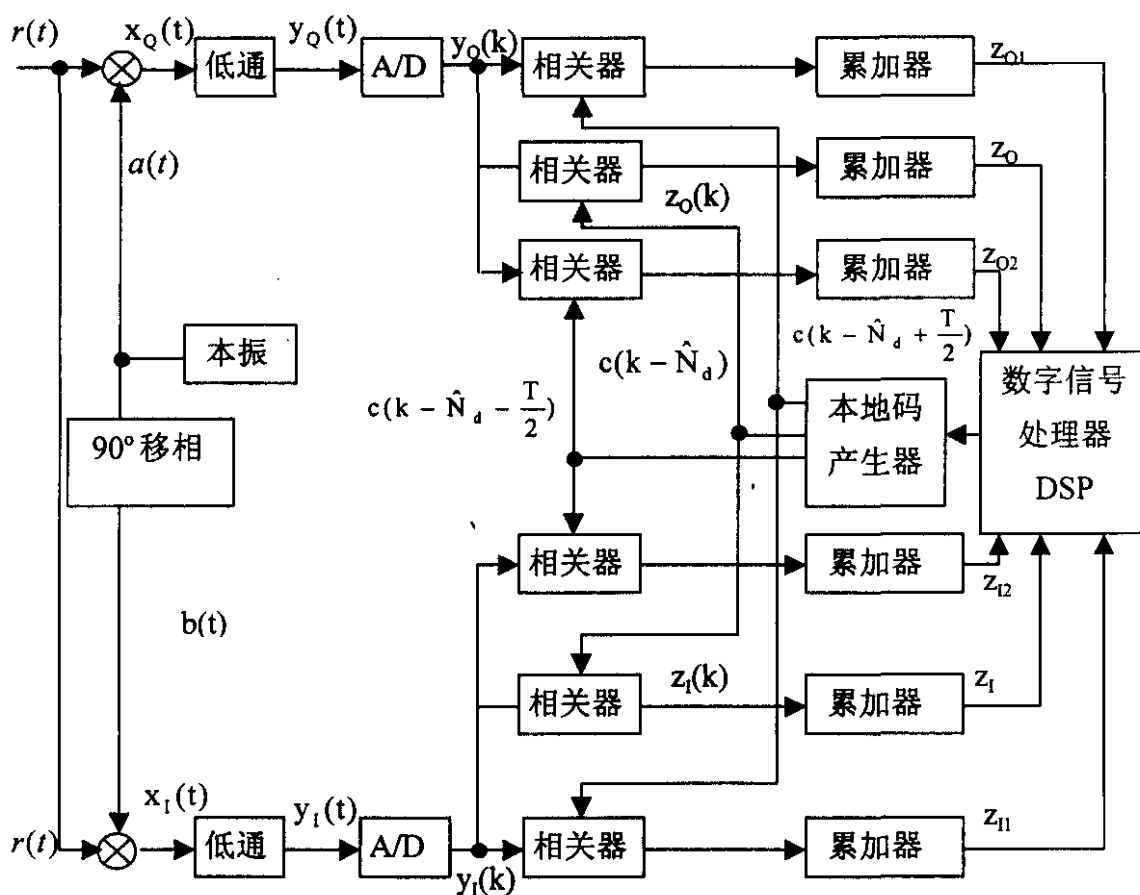


图 5.2.1 解扩解调方框图

本振为 45MHz 晶体振荡器，本地码产生器由 32.256MHz 晶振输出的时钟经

数字信号处理器进行加扣脉冲控制后 16 分频，推动本地码产生器。

解扩分为四个阶段：搜索、捕获、初踪、精跟。

搜索：DSP 每隔一个码元周期进行一次相关运算，同时送出扣一码片脉冲命令，直至进行了一个 PN 码周期即 63 次，把其中的最大值及其出现的位置 n 保存起来。若最大值超过设置的初始门限，则认为搜索到信号，转入捕获状态；否则，认为未接收到信号，继续搜索。

捕获：DSP 送出扣 $n-1$ 个码片命令，在一个码元周期进行一次相关运算，为了提高判决信噪比，将此结果与前 7 个相关运算结果求平均即视频积累，判该值是否超过判决电平，若超过，则认为捕获到信号，转入初跟踪过程；否则，送出扣一码片命令，进行上面的处理，捕获到信号则转入初跟踪过程；否则，再进行一次上面处理，捕获到信号则转入初跟踪过程，否则重新进入搜索状态。关于视频累积次数的选择见附录 A。

初跟踪：每个码元周期进行超前、对准、滞后支路的相关运算，将运算结果与此前的 7 个相关运算结果进行视频积累。判对准支路视频积累的值，若其值小于内部设置的一判决电平则认为此时，解扩已失锁，系统初始化，重新进入搜索状态；若其值大于内部设置的一判决电平，判断超前支路与滞后支路的差的绝对值，若其超过对准支路视频积累结果的 $1/4$ ，根据图 5.1.4 表明本地 PN 码与接收的 PN 码相差大于 $1/8$ 个码元宽度，则送出加扣脉冲 up、down 不停地调整本地码相位，使之跟踪接收伪码相位；若其差值小于对准支路的 $1/4$ 则认为本地伪码初步跟踪上了输入信号伪码相位（跟踪误差 $1/8$ 个码元），转入精跟踪。

精跟踪：每个码元周期进行一次超前、对准、滞后支路的相关运算，为了提高信噪比将运算结果与前 31 个相关积累进行视频积累，判对准支路视频积累的值，若其值小于内部设置的一判决电平则认为此时，解扩已失锁，系统初始化，重新进入搜索状态；若其值大于内部设置的一判决电平则送出解扩锁定信号，判断超前置后支路积累值的差的绝对值、若其差值超过对准支路的 $1/8$ ，根据图 5.1.4 表明本地 PN 码与接收的 PN 码相差大于 $1/16$ 个码元宽度，则送出加扣脉冲 up、down 不停地调整本地码相位，使之跟踪输入信号 PN 码相位。

§ 5.2.3 PN 码的搜索

在上一节中已经论述过，Q 支路及 I 支路相关累加值的均方根为

$$z = \sqrt{z_Q^2 + z_I^2} \quad (5.2.1)$$

由于 z_Q 及 z_I 是相互独立的高斯随机变量，运用概率论的知识通过计算（详见附录 B）得 z 的分布为

$$f(z/\theta) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{z^2 + A^2}{2\sigma^2}\right] * I_0\left(\frac{Az}{\sigma^2}\right) \quad z \geq 0 \quad (5.2.2)$$

其中 $A = 0.5mR(\tau)$

$$\sigma^2 = \frac{1}{4p} BN_0$$

由此看出, $f(z/\theta)$ 与 θ 无关, 故

$$f(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{z^2 + A^2}{2\sigma^2}\right] * I_0\left(\frac{Az}{\sigma^2}\right) \quad z \geq 0 \quad (5.2.3)$$

这个概率密度分布函数称为广义瑞利分布, 也称莱斯 (Rise) 密度函数。如果 $A=0$, 则上式变为

$$f(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) \quad z \geq 0 \quad (5.2.4)$$

这是瑞利分布。

搜索时, 数字信号处理单元控制本地 PN 码的相位完成一个周期的循环移位, 找出 z 的最大值。根据 PN 码的相关特性, 当两个相同的 PN 码的相位差大于一个码元宽度时, $R(\tau)$ 的值近似为零, 而当两个 PN 码的相位差为零时, $R(\tau) = 1$ 。在实际应用中, PN 码循环移位的步进为半个码元, 这样, 在一个循环当中, 只有一个 z 的值比较大, 即两个 PN 码的相位差小于半个码元时, 若按半个码元计算, 这时 $R(\tau) = 0.5$, 因此 $A = 0.25m$, 设此时为 z_{MAX} 。对于其它的 z 的值, 可近似认为 $A=0$ 。本论文所研究的扩频系统中 PN 码的码长为 63 位, 因为 PN 码循环移位的步进为半个码元, 所以共有 125 个 z 的值可近似为 $A=0$ 。将这 125 个 z 的值求平均, 既

$$\bar{z} = \frac{1}{125} \sum z$$

根据概率论的知识可得

$$\bar{z} \approx E[z] = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma \quad (5.2.5)$$

而 z_{MAX} 的概率密度分布为

$$f(z_{MAX}) = \frac{z_{MAX}}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{z_{MAX}^2 + A^2}{2\sigma^2}\right] * I_0\left(\frac{Az_{MAX}}{\sigma^2}\right) \quad z_{MAX} \geq 0 \quad (5.2.6)$$

其中 $A = 0.25m$

求 z_{MAX} 与 \bar{z} 的差

$$\lambda = z_{MAX} - \bar{z} \quad (5.2.7)$$

因此有

$$\lambda = z_{\text{MAX}} - \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma \quad (5.2.8)$$

捕获时的最低信噪比应比解调时的最低信噪比低约 2dB, 这时 $E_b/N_0=9\text{dB}$
因为

$$\begin{aligned} \frac{E_b}{N_0} &= \frac{\frac{m^2}{2} * T_c}{N_0} \\ &= \frac{m^2/2}{N_0 * R_c} \\ &= \frac{m^2/2}{2N_0 R_{\text{PN}}} * \frac{2R_{\text{PN}}}{R_c} \\ &= \frac{m^2/2}{BN_0} * 2p \\ &= \frac{m^2/2}{BN_0/2p} \\ &= \frac{m^2/2}{2\sigma^2} \end{aligned}$$

所以

$$\begin{aligned} \frac{m^2/2}{2\sigma^2} &= 8 \\ \sigma^2 &= \frac{m^2}{32} \end{aligned} \quad (5.2.9)$$

于是式 (5.2.6) 变为

$$f(z_{\text{MAX}}) = \frac{32z_{\text{MAX}}}{m^2} \exp\left[-\frac{16z_{\text{MAX}}^2 + m^2}{m^2}\right] * I_0\left(\frac{8z_{\text{MAX}}}{m}\right) \quad z_{\text{MAX}} \geq 0 \quad (5.2.10)$$

为了计算方便, 令 $m=8$, 得 $\sigma^2=2$ 因此有

$$f(z_{\text{MAX}}) = \frac{z_{\text{MAX}}}{2} \exp\left[-\frac{16z_{\text{MAX}}^2 + 64}{64}\right] * I_0(z_{\text{MAX}}) \quad z_{\text{MAX}} \geq 0 \quad (5.2.11)$$

其曲线如图 5.2.2

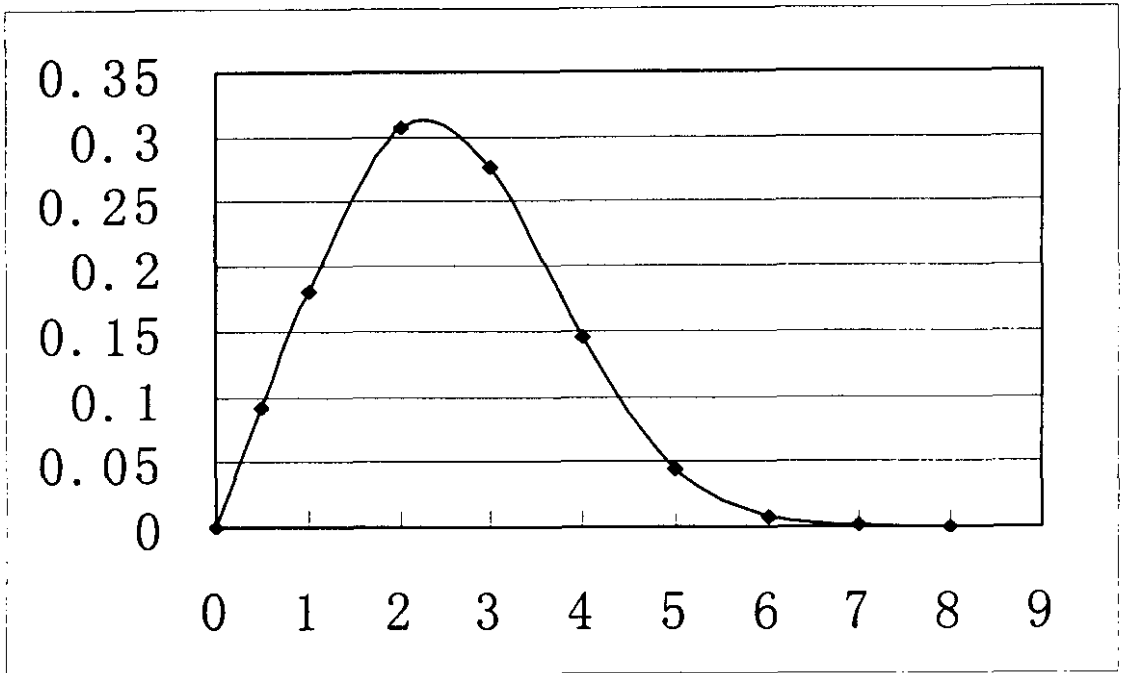


图 5.2.2

用一个 6 阶多项式对其进行拟合，如图 5.2.3

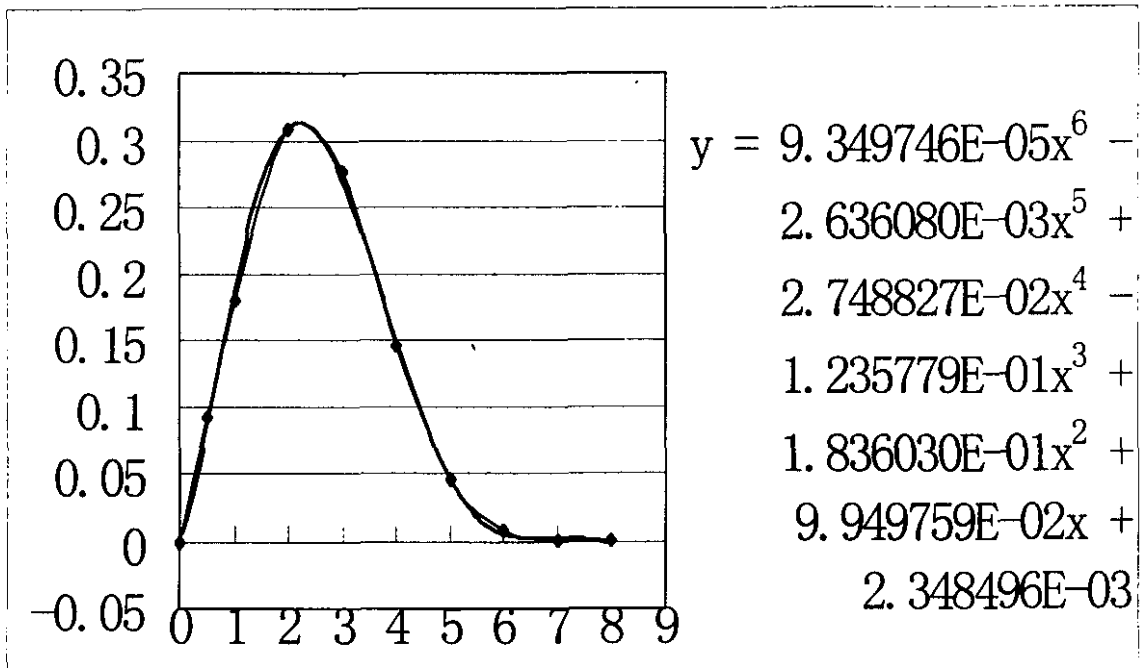


图 5.2.3

该多项式的表达式示于图的右侧，其中 x 代表 z_{MAX} ， y 代表 $f(z_{MAX})$ 。

设门限电平

$$\tilde{\lambda} = 0$$

当 $\lambda > \tilde{\lambda} = 0$ 即 $z_{\text{MAX}} > \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma$ 时认为搜索成功, 其中 $\sigma = \sqrt{2}$ 经计算,

$$\int_0^{\sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma} f(z_{\text{MAX}})d(z_{\text{MAX}}) = \int_0^{\sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma} ydx = 0.279 \quad (5.2.12)$$

这时, 一次搜索的成功概率为 $1-0.279=72.1\%$ 。

在没有输入信号时, z_{MAX} 服从瑞利分布, 即

$$f(z_{\text{MAX}}) = \frac{z_{\text{MAX}}}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z_{\text{MAX}}^2}{2\sigma^2}\right) \quad z_{\text{MAX}} \geq 0 \quad (5.2.13)$$

同样令 $m=8$, 因为有

$$\sigma^2 = \frac{m^2}{32}$$

所以

$$\sigma^2 = 2$$

这时式 (5.2.13) 变为

$$f(z_{\text{MAX}}) = \frac{z_{\text{MAX}}}{2} \exp\left(-\frac{z_{\text{MAX}}^2}{4}\right) \quad z_{\text{MAX}} \geq 0$$

用一个 6 阶多项式拟合上式得

$$\begin{aligned} f(z_{\text{MAX}}) = & 8.1126 \times 10^{-4} z_{\text{MAX}}^6 \\ & -1.5105 \times 10^{-2} z_{\text{MAX}}^5 \\ & +1.013 \times 10^{-1} z_{\text{MAX}}^4 \\ & -2.6528 \times 10^{-1} z_{\text{MAX}}^3 \\ & +8.5326 \times 10^{-2} z_{\text{MAX}}^2 \\ & +4.8249 \times 10^{-1} z_{\text{MAX}} \end{aligned}$$

经计算, 搜索的虚警概率为 45%。

§ 5.2.4 PN 码的捕获

搜索到 PN 码后, DSP 送出扣 $n-1$ 个码片命令, 在一个码元周期进行一次相关运算, 将运算结果与前 7 次结果进行视频积累, 设该视频积累值用 z_v 表示, 判视频积累值是否超过判决电平, 若超过, 则认为捕获到信号, 转入初跟踪过程; 否则, 送出扣一码片命令, 进行上面的处理, 捕获到信号则转入初跟踪过程; 否则, 再进行一次上面处理, 捕获到信号则转入初跟踪过程, 否则重新进入搜索状

态。

这时, z_v 的分布已不再是莱斯分布, 由于计算其确切分布很困难, 所以我们做一个假设, 即 z_v 仍然是莱斯分布, 只是信噪比提高了 8 倍, 如式 (5.2.14) 所示。

$$f(z_v) = 4z_v \exp[-(2z_v^2 + 8)] * I_0(8z_v) \quad z_v \geq 0 \quad (5.2.14)$$

当 $A=0$ 时

$$f(z_v) = \frac{z_v}{\sigma_v^2} \exp\left(-\frac{z_v^2}{2\sigma_v^2}\right) = 4z_v \exp(-2z_v^2) \quad z_v \geq 0$$

由此可知, 捕获的虚警率将大大降低。用计算搜索虚警率的方法, 经近似分析, 捕获虚警率小于 0.43%。

§ 5.2.5 PN 码的初跟踪

每个码元周期进行一次超前、对准、滞后支路的相关运算, 将运算结果与前 7 次结果进行视频积累。判对准支路视频积累的值, 若其值小于内部设置的判决电平则认为此时, 解扩已失锁, 系统初始化, 重新进入搜索状态; 若其值大于内部设置的判决电平则开始初跟踪。超前及滞后支路与对准支路相差半个码元, 超前支路视频积累值的数学期望为 $z_{-1}=0.5mR(-T/2)$, 滞后支路视频积累值的数学期望为 $z_{+1}=0.5mR(+T/2)$, 对准支路视频积累值的数学期望为 $z_0=0.5mR(0)$, 当

$$|z_{-1} - z_{+1}| \geq 0.25z_0$$

根据图 5.1.4 即本地 PN 码与接收的 PN 码相差大于 1/8 个码片时, DSP 送出加扣脉冲 up、down 调整本地 PN 码相位, 使之跟踪接收伪码相位; 若其差值小于对准支路的 1/4 则认为本地伪码基本跟踪上了输入信号伪码相位, 转入精跟踪阶段

§ 5.2.6 PN 码的精跟踪

进入精跟踪后, 每个码元周期进行一次超前、对准、滞后支路的相关运算, 进一步提高判决时的信噪比, 将运算结果与前 31 次结果进行视频积累, 判对准支路视频积累的值, 若其值小于内部设置的一判决电平则认为此时解扩已失锁, 系统初始化, 重新进入搜索状态; 若其值大于内部设置的一判决电平, 则送出解扩锁定信号, 判断超前、滞后支路视频积累值的差的绝对值, 若其超过对准支路视频累积值的 1/8, 根据图 5.1.4 即本地 PN 码与接收 PN 码相差 1/16 个码元, 则

送出加扣脉冲 up、down 调整本地码相位，使之跟踪输入信号伪码相位。由于加扣脉冲是在 32.256MHz 时钟上进行，而 PN 码的速率为 2.016Mbit，因此，精跟的跟踪精度为 1/16 个码元；由此带来的损失经计算约为 0.3dB。

§ 5.2.7 解扩单元软件流程图

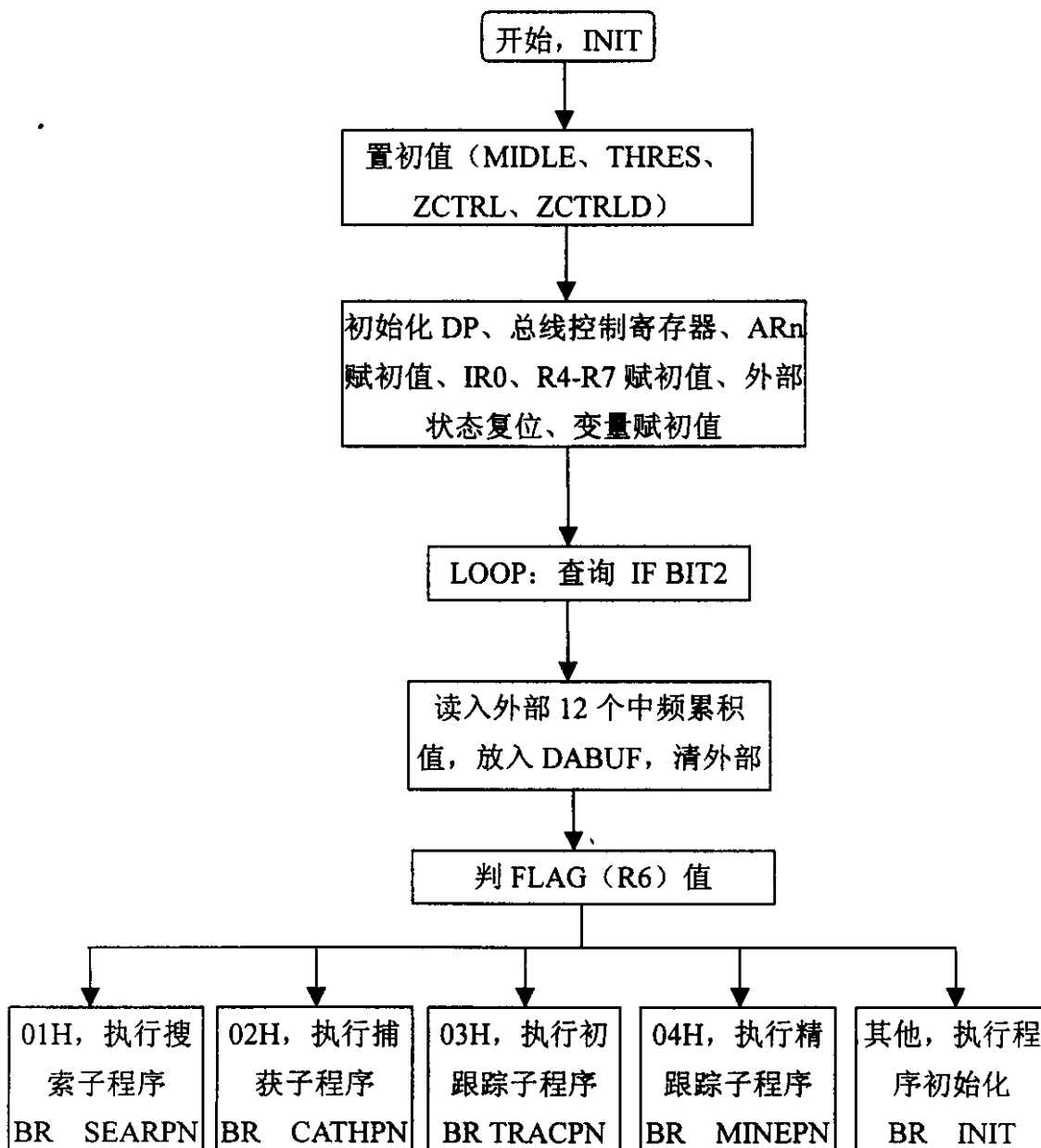
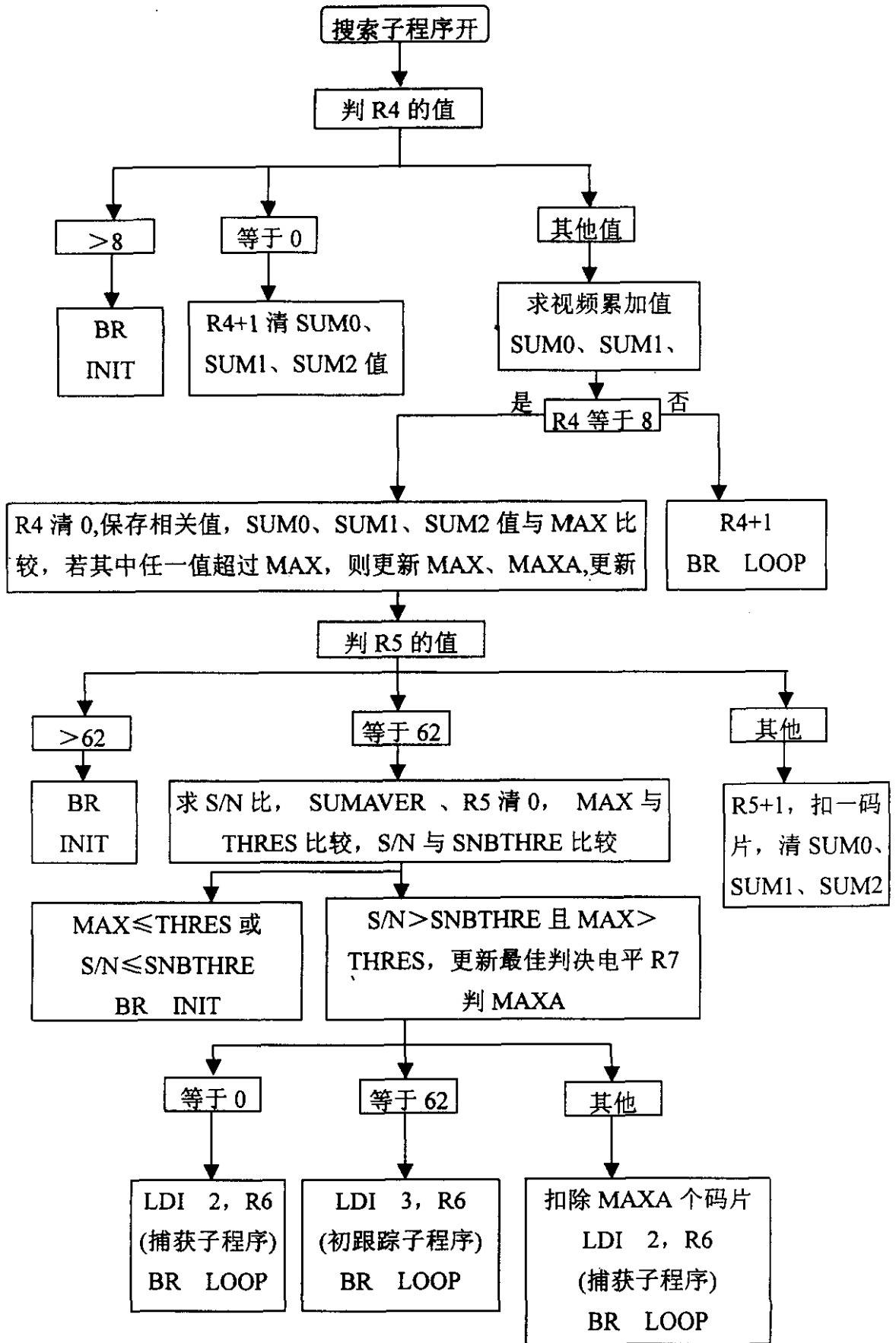
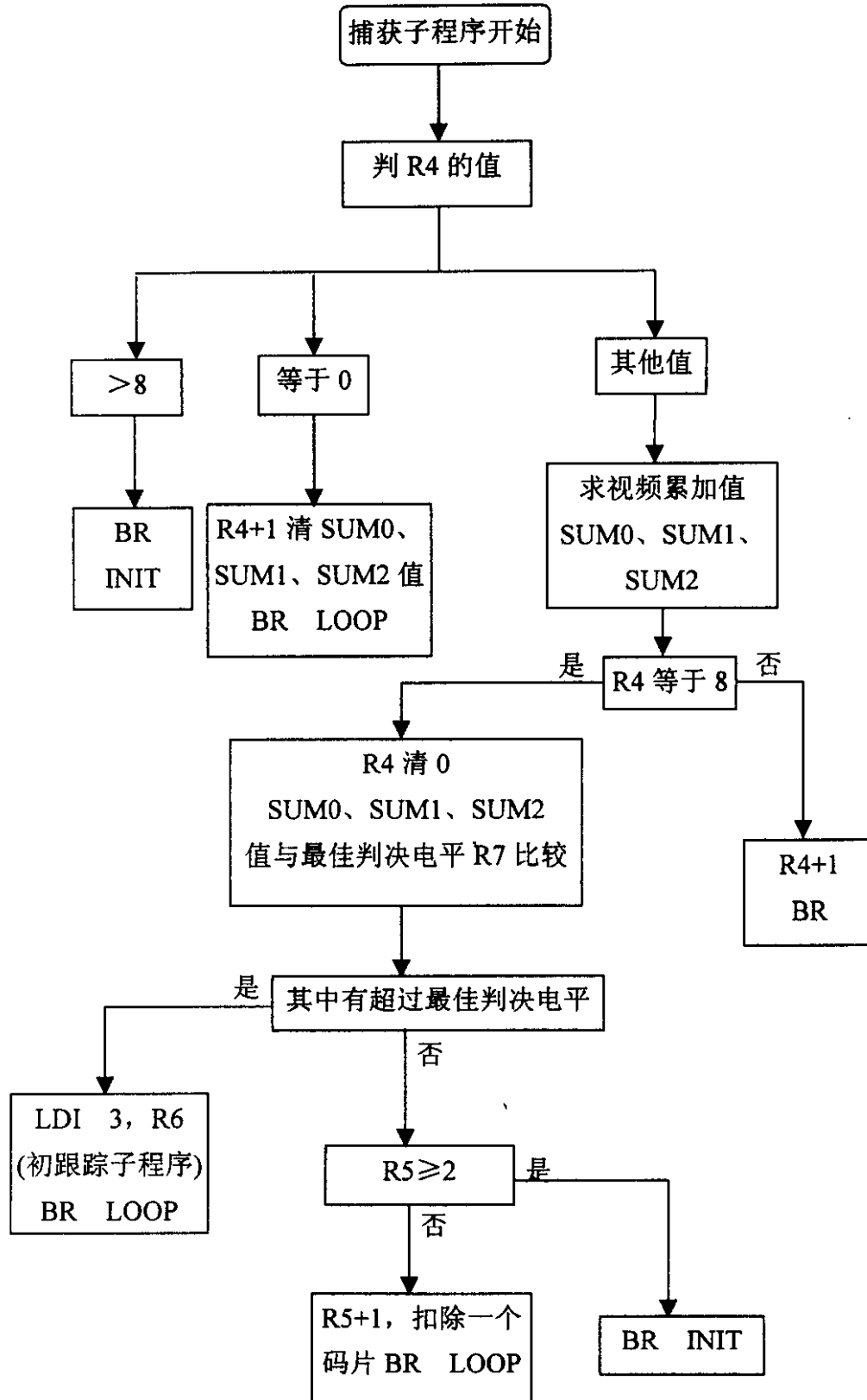


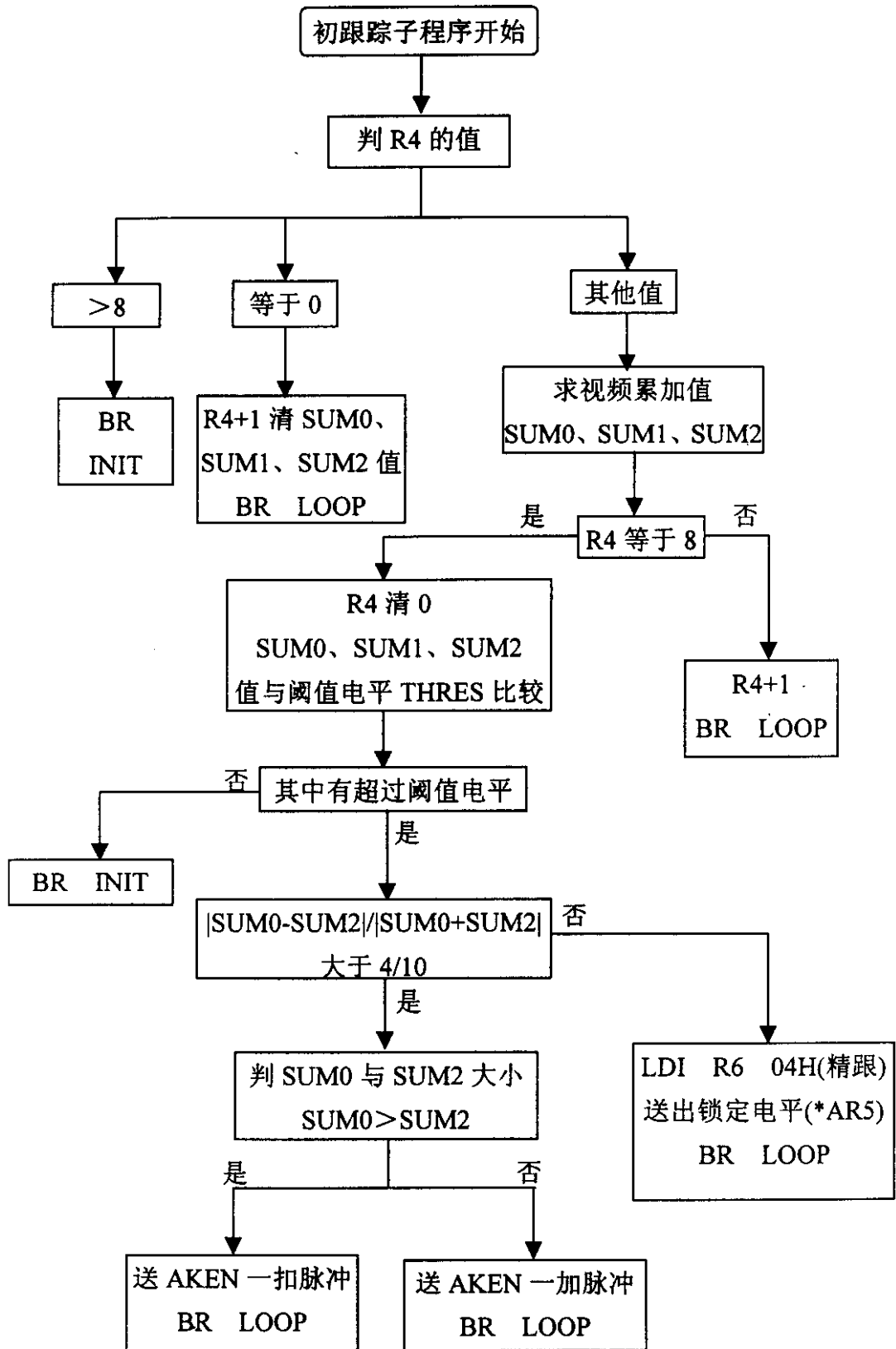
图 5.2.4 主程序流程图



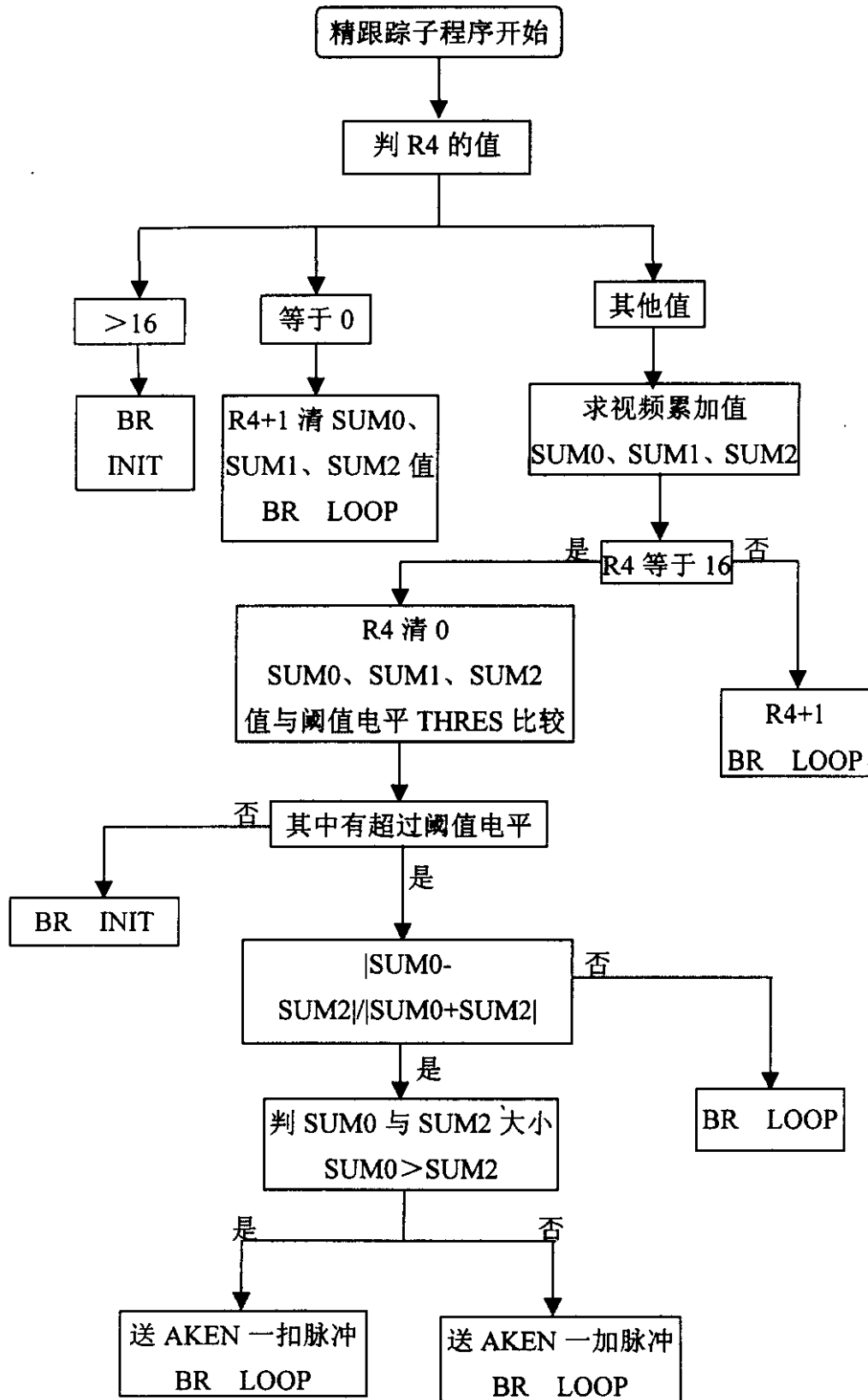
5.2.5 搜索子程序



5.2.6 捕获子程序



5.2.7 初跟踪子程序



5.2.8 精跟踪子程序

第六章 数字化解调

§ 6.1 数字化解调的实施方

解扩锁定后,本地 PN 码精确地跟踪接收 PN 码,解扩单元完成每个码元 Q 支路及 I 支路的相关积累值 z_Q 及 z_I ,根据式 (5.1.14)、(5.1.15) 有

$$\begin{aligned} z_Q &= 0.5 * m * \cos \theta * \frac{1}{2p} \sum_{k=i}^{i+2p-1} c(kT_s - N_d) * c(kT_s - \hat{N}_d) + \frac{1}{2\sqrt{p}} * n_c \\ &= 0.5 * m * \cos \theta * R(\tau) + \frac{1}{2\sqrt{p}} * n_c \end{aligned} \quad (6.1)$$

$$\begin{aligned} z_I &= 0.5 * m * \sin \theta * \frac{1}{2p} \sum_{k=i}^{i+2p-1} c(kT_s - N_d) * c(kT_s - \hat{N}_d) + \frac{1}{2\sqrt{p}} * n_s \\ &= 0.5 * m * \sin \theta * R(\tau) + \frac{1}{2\sqrt{p}} * n_s \end{aligned} \quad (6.2)$$

其中 n_c 及 n_s 均为零均值,概率密度分布为 N_0 的高斯分布白噪声,按 1×10^{-5} 误码率的要求, $E_b/N_0=9$, 这时有

$$\frac{\frac{m^2}{2} T_c}{N_0} = 9 \quad (6.3)$$

其中 T_c 为信息码元周期。根据第五章第二节的内容我们知道, $p=63$, $T_c=pT_{PN}$, $B=2R_{PN}=2/T_{PN}$, $\sigma^2=BN_0$, 由此得

$$\frac{m^2/2}{\sigma^2/2p} = 9 \quad (6.4)$$

由于本地 PN 码已与接收 PN 码同步,因此 $R(\tau)=R(0)=1$, 式 (6.1)、(6.2) 变为

$$z_Q = 0.5 * m * \cos \theta + \frac{1}{2\sqrt{p}} * n_c \quad (6.5)$$

$$z_I = 0.5 * m * \sin \theta + \frac{1}{2\sqrt{p}} * n_s \quad (6.6)$$

z_Q 及 z_I 均服从正态分布。设

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{z_I}{z_Q} \quad 0 \leq \varphi \leq 2\pi \quad (6.7)$$

运用概率论的知识, 经计算 (计算过程见附录 B) 得以 θ 为条件 φ 的概率密度分布为

$$f(\varphi/\theta) = \frac{\exp(-A^2/2\sigma_z^2)}{2\pi} + \frac{A \cos(\theta - \varphi)}{2\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left[-\frac{A^2 \sin^2(\theta - \varphi)}{2\sigma_z^2}\right] \left\{1 + \operatorname{erf}\left[\frac{A \cos(\theta - \varphi)}{\sqrt{2}\sigma_z}\right]\right\} \quad (6.8)$$

对应不同的 θ 值, $f(\varphi/\theta)$ 沿 x 轴左右平移, 其曲线形状不变。为了方便我们以 $\theta = 0$ 来讨论。这时

$$f(\varphi) = \frac{\exp(-A^2/2\sigma_z^2)}{2\pi} + \frac{A \cos(\varphi)}{2\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left[-\frac{A^2 \sin^2(\varphi)}{2\sigma_z^2}\right] \left\{1 + \operatorname{erf}\left[\frac{A \cos(\varphi)}{\sqrt{2}\sigma_z}\right]\right\} \quad (6.9)$$

其中 $A=0.5\text{m}$

$$\sigma_z^2 = D\{z_Q\} = D\{z_I\} = \left(\frac{1}{2\sqrt{p}}\right)^2 \sigma^2 = \frac{1}{4p} \sigma^2 = \frac{\text{m}^2}{36} \quad (6.10)$$

代入式 (6.9) 得

$$f(\varphi) = \frac{\exp(-4.5)}{2\pi} + \frac{3 \cos(\varphi)}{2\sqrt{2\pi}} \exp[-4.5 \sin^2(\varphi)] \left\{1 + \operatorname{erf}\left[\frac{3 \cos(\varphi)}{\sqrt{2}}\right]\right\} \quad (6.11)$$

通过计算

$$E[\varphi] = 0$$

$$\sigma_\varphi = 0.5477$$

其单位为弧度, 折合成度为 $\sigma_\varphi = 31.4$ 度。

对 24 个 φ 的值求平均, 因每一个 φ 值之间相互独立, 则该平均值的均方根误差为 $31.4/24=1.3$ 度, 由此带来的损失很小可忽略不计。

在实际应用中, 每一个码元的 φ 值的数学期望是不同的, 它与 θ 有关, 即

$$E[\varphi/\theta] = \theta$$

由式 (5.1.11) 可知, θ 值的变化是由于本地中频信号与接收中频信号之间的频差造成的, 我们所要做的就是根据 φ 的值正确地估计出当前的 θ 值, 以便正确地解调。

设 k 为 φ 每个码元的变化值即 $\varphi_0 - \varphi_{-1}$, 为了提高 k 的信噪比, 取当前的值 φ_0 以及此前 23 个码元的 φ 值 φ_{-1} 、 φ_{-2} ... φ_{-23} , 做如下运算

$$(\varphi_0 - \varphi_{-12}) + (\varphi_{-1} - \varphi_{-13}) + \cdots + (\varphi_{-11} - \varphi_{-23}) = 12k + 12k + \cdots + 12k = 144k$$

$$k = [(\varphi_0 - \varphi_{-12}) + (\varphi_{-1} - \varphi_{-13}) + \cdots + (\varphi_{-11} - \varphi_{-23})] / 144 \quad (6.12)$$

k 就是 φ 值变化的斜率, 因每一个 φ 值之间相互独立, 所以 k 的均方误差

$$\sigma_k = \sigma_\varphi / \sqrt{144} = 31.4 / 12 = 2.6 \text{ 度}$$

设当前 φ 的估计值为 $\hat{\varphi}_0$, 根据 k 的值可估计出 $\hat{\varphi}_{-1}$ 、 $\hat{\varphi}_{-2}$... $\hat{\varphi}_{-23}$ 的值

$$\hat{\varphi}_{-1} = \hat{\varphi}_0 - k$$

$$\hat{\varphi}_{-2} = \hat{\varphi}_0 - 2k$$

$$\vdots$$

$$\hat{\varphi}_{-23} = \hat{\varphi}_0 - 23k$$

这 24 个估计值的总方差

$$e = (\hat{\varphi}_0 - \varphi_0)^2 + (\hat{\varphi}_{-1} - \varphi_{-1})^2 + \cdots + (\hat{\varphi}_{-23} - \varphi_{-23})^2 \quad (6.13)$$

根据最小二乘法, φ 的最佳估计值 $\hat{\varphi}_0$ 应使 e 的值最小, 因此将 e 对 $\hat{\varphi}_0$ 求导

$$\frac{de}{d\hat{\varphi}_0} = 2[(\hat{\varphi}_0 - \varphi_0) + (\hat{\varphi}_{-1} - \varphi_{-1}) + \cdots + (\hat{\varphi}_{-23} - \varphi_{-23})]$$

$$= 2[(\hat{\varphi}_0 - \varphi_0) + (\hat{\varphi}_0 - k - \varphi_{-1}) + \cdots + (\hat{\varphi}_0 - 23k - \varphi_{-23})] \quad (6.14)$$

该值等于零时 e 有最小值, 令其等于零求得

$$\hat{\varphi}_0 = (\varphi_0 + \varphi_{-1} + \cdots + \varphi_{-23} + 276k) / 24 \quad (6.15)$$

这就是当前 φ 的最佳估计值。因各个 φ 的值相互独立, 所以 $\hat{\varphi}$ 的统计特性为

$$E[\hat{\varphi}_0] = \theta$$

$$\sigma_{\hat{\varphi}_0}^2 = D[\hat{\varphi}_0]$$

$$= \frac{1}{24^2} \{D[\hat{\varphi}_0] + D[\hat{\varphi}_{-1}] + \cdots + D[\hat{\varphi}_{-23}] + 276D[k]\}$$

$$= \frac{1}{24^2} [24\sigma_\varphi^2 + 276 \frac{\sigma_\varphi^2}{144}]$$

$$= 0.0135$$

$$\sigma_{\hat{\varphi}_0} = 0.1162$$

折合成度

$$\sigma_{\hat{\varphi}_0} = 6.66 \text{ 度}$$

由此带来的损失为

$$L_{\text{解调}} = 20 \lg(1 - \cos 6.66) = 0.06 \text{ dB}$$

根据此结果可以估计出 m 的值, 即

$$\hat{m} = 2(z_Q \cos \hat{\phi}_0 + z_I \sin \hat{\phi}_0) \quad (6.16)$$

到此, 恢复出了发端的信息 m , 完成了信号的解调。

如果 $\hat{\phi}_0$ 估计的很准即 $\hat{\phi}_0 = \theta$ 则

$$\begin{aligned} \hat{m} &= 2(z_Q \cos \theta + z_I \sin \theta) \\ &= 2(0.5m \cos \theta \cos \theta + 0.5m \sin \theta \sin \theta + \frac{1}{2\sqrt{p}} n_c \cos \theta + \frac{1}{2\sqrt{p}} n_s \sin \theta) \\ &= m + \frac{1}{\sqrt{p}} n_c \cos \theta + \frac{1}{\sqrt{p}} n_s \sin \theta \end{aligned} \quad (6.17)$$

$$E[\hat{m}] = m$$

$$\begin{aligned} D[\hat{m}] &= D[m + \frac{1}{\sqrt{p}} n_c \cos \theta + \frac{1}{\sqrt{p}} n_s \sin \theta] \\ &= \frac{\cos^2 \theta}{p} D\{n_c\} + \frac{\sin^2 \theta}{p} D\{n_s\} \\ &= \frac{\cos^2 \theta}{p} \sigma^2 + \frac{\sin^2 \theta}{p} \sigma^2 \\ &= \frac{\sigma^2}{p} \end{aligned}$$

判决时刻信噪比

$$\frac{m^2}{\sigma^2/p} = \frac{m^2/2}{\sigma^2/2p} = 9$$

但是, 由式 (6.7) 可知, 反正切函数的主值区间为 $[0, \pi]$, 因此就会造成这样一种情况, 即此时的真实相位为 $5\pi/4$, 而经运算求反正切函数所获得的相位值为 $\pi/4$, 我们称之为跳周。为了解决这个问题, 在每计算完一个当前的相位值 ϕ_0 后做下列运算

$$\gamma = \phi_0 - \hat{\phi}_{-1} - k \quad (6.18)$$

然后判 γ 的绝对值, 若 $|\gamma| > \pi/2$, 则当 $\gamma > 0$ 时, $\phi_0 = \phi_0 - \pi$; 当 $\gamma < 0$ 时,

$\phi_0 = \phi_0 + \pi$ 。再进行式 (6.18) 的运算, 然后判 γ 的绝对值, 直至 $|\gamma| < \pi/2$ 为止。

然后进行式 (6.12)、(6.15)、(6.16) 的运算完成解调。现分析这种处理方法下跳周发生的概率。为计算方便, 令 $k=0$, $\theta=0$, 同时近似认为 $\hat{\phi}_0 = \theta = 0$, γ 的概率密度分布等同于 ϕ_0 的概率密度分布, 即

$$f(\gamma) = \frac{\exp(-4.5)}{2\pi} + \frac{3 \cos \gamma}{2\sqrt{2}\pi} \exp(-4.5 \sin^2 \gamma) [1 + \operatorname{erf}(\frac{3 \cos \gamma}{\sqrt{2}})]$$

经计算 (见附录 C), $|\gamma|$ 大于 $\pi/2$ 的概率为万分之一。由此带来的解调损

失为 0.04dB。

解调单元的流程图如图 6.1 所示

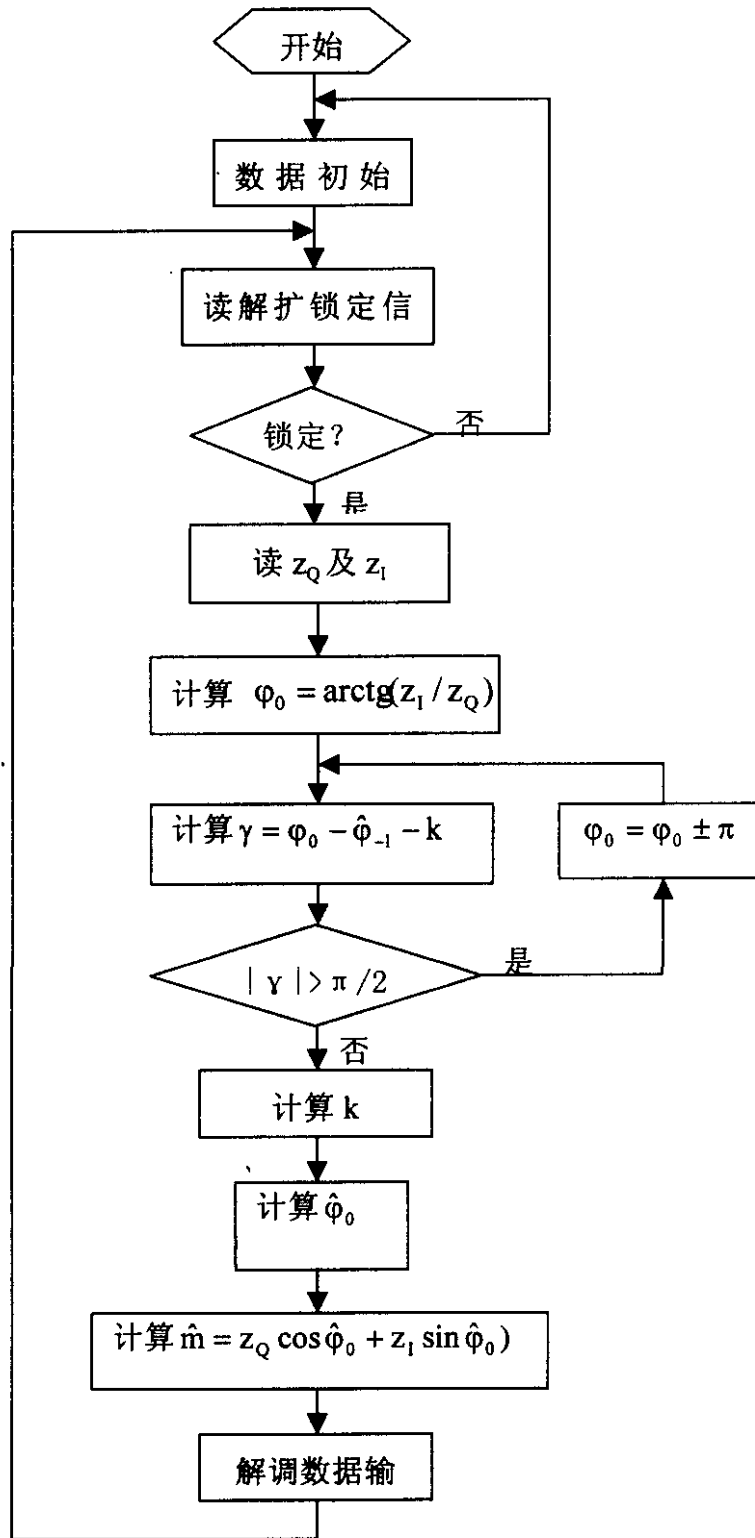


图 6.1 解扩单元流程图

§ 6.2 数字化解扩解调的主要硬件电路组成

A/D 单元采用的器件为 AD9058, 双路 8bit 量化, 最高采样速率 50MHz; 相关累积单元采用 EPLD 器件 EPF10k; 视频积累、搜索、捕获、跟踪的计算及控制采用 DSP 器件 TMS320C31; 解调采用 TMS320C31。

§ 6.3 数字化解扩解调的性能测试

一、仪器设备

频谱仪: HP8595E

信号源: HP8656

二、测试方法

本论文所研究的数字化解扩解调单元的测试框图如图 6.3.1 所示

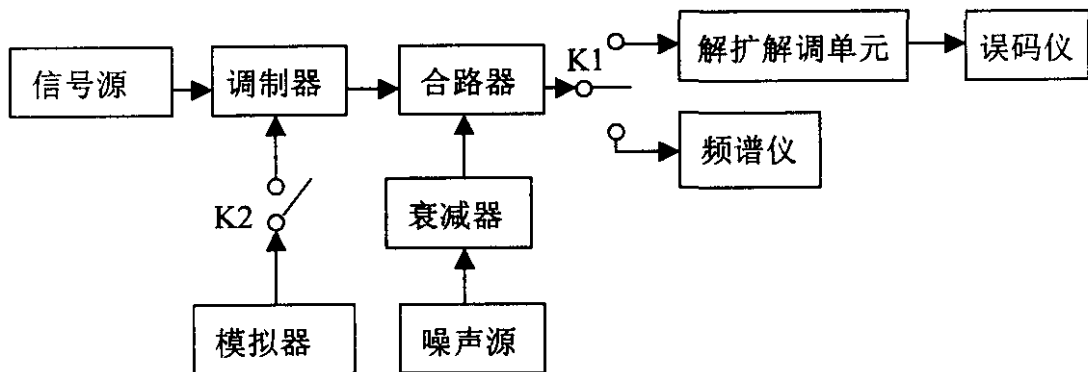


图 6.3.1 测试框图

根据第五章第二节的参数,

第一步, 将开关 K1 打到频谱仪, 关闭信号源, 将频谱仪扫描带宽 (SPAN) 设置为 10MHz, 分析带宽 (RES BW) 设置为 100KHz, 视频带宽 (VBW) 设置为 30Hz, 中心频率设置为 45MHz; 将光标调到 45MHz 处, 测 N_0 的值, 调节衰减器直至 $N_0 = -76\text{dBm/Hz}$ 。

第二步, 关闭噪声源, 打开开关 K2 (去掉调制测单载波的电平), 打开信号源, 将频谱仪设置为扫描带宽 1KHz, 分析带宽 10Hz, 视频带宽 30Hz; 读载波电平 C 的值, 调节信号源的输出直至 $C = -21.4\text{dBm}$, 这时 $C/N_0 = 54.6\text{dB}$, 对应的 $E_b/N_0 = 9.5\text{dB}$, 即 1×10^{-5} 误码率所要求信噪比的理论值, 记录此时信号源的输出值 P1。

第三步, 将开关 K1 打到解扩解调单元, 闭合开关 K2 (加上调制信号——直

接序列扩频信号), 重新打开噪声源的电源, 打开误码仪电源测误码, 增加信号源的输出幅度直至误码率满足优于 1×10^{-5} , 记录此时信号源的输出值 P2。P2-P1 即为解扩解调损失。

三、测试结果

按照第一步, $N_0 = -76 \text{ dBm/Hz}$ 时, 衰减器的衰减量为 9.1dB。

按照第二步, $C = -21.4 \text{ dBm}$ 时, 信号源的输出电平为 $P_1 = -19.3 \text{ dBm}$ 。

按照第三步, 误码率优于 1×10^{-5} 时, 信号源的输出电平为 $P_2 = -18 \text{ dBm}$ 。

解扩解调损失 $= P_2 - P_1 = 1.3 \text{ dB}$ 。

测试过程及测试数据见附录 D。

第七章 结束语

本文首先论述了扩频系统的基本原理以及对模拟信号进行数字处理的理论基础,在此基础上,从实际工程出发,结合目前电子元器件的水平及通信产品的发展趋势,对全数字 DS-BPSK 解扩解调单元的实施进行了论述,完成了硬件电路的实现。经技术指标测试,结果是令人满意的。实践结果表明,全数字解扩解调方案的实际效果很好,性能及指标较高,完全可以取代模拟解扩解调方案。与模拟解扩解调电路相比,全数字解扩解调电路具有以下优越性:

- ①性能稳定可靠。
- ②电路的一致性较好。
- ③调试非常简单。
- ④元器件的数量少,设备的可靠性高。
- ⑤设备体积小。
- ⑥成本低。

可以说,扩频通信系统采用数字解扩解调方式是通信领域的发展趋势。

致 谢

本论文是在导师西安电子科技大学张厥盛教授和 54 所遥控遥测专业部主任张汉三研究员的悉心指导下完成的，同时也得到了郭元兴研究员、师本慧高工的耐心指教。在学习及论文期间，还得到了陈仕进、王振岭、李建平、扬晓飞、扬学兵、高保生、王育红、甄中健、袁晓辉等同志的帮助，在此表示衷心的感谢！

衷心感谢遥控遥测专业部终端室全体同志的热情支持和帮助！

衷心感谢西安电子科技大学和 54 所研究生部全体老师在读研期间对我的培养和帮助！

附录 A

根据工程的实际情况，本地 PN 码与接收的 PN 码的频差最大不会超过 100Hz，按 $\Delta f=100\text{Hz}$ 计算，在一个码元内本地码与接收码的相位差

$$\Delta \psi = 2\pi \times 100 / (32 \times 10^3) = \pi / 160 \quad (1.1)$$

捕获时，为了降低虚警概率，需要进行视频累积来提高判决的信噪比；但是，这时本地码与接收码之间可能相差半个码元，如果视频积累次数过多，则视频积累的后半段，本地码与接收码之间的时差就会大于半个 PN 码的码片宽度，这时视频积累的效果反而变差，另外视频积累次数过多会造成捕获时间过长。因此结合式 (1.1) 如果选视频积累 8 次，则第 1 个值与第 8 个值之间的相差为 $\Delta \psi \times 8 = \pi / 20$ ，即本地码与接收码的时差变化了 $1/40$ 个 PN 码的码片宽度，而捕获最不利的情況是捕获三次，时差总共变化 $3/40$ 个 PN 码的码片宽度，对视频积累结果的影响不大，同时虚警概率下降到 0.43%，而 8 是 2 的 3 次方，计算上非常容易操作，所以，捕获时的视频积累次数选为 8 次。

初跟踪时，情况与捕获时相似，分析方法也类似，同样选视频积累次数为 8 次。

精跟踪时，本地码与接收码之间的相差小于 $1/8$ 个 PN 码的码片宽度，为了达到视频积累的效果，视频积累第一个值时本地码与接收码的时差同视频积累最后一个值时本地码与接收码的时差相比变化量应小于 $1/8$ 个 PN 码的码片宽度，我们取视频积累次数为 32 次，第一个值时本地码与接收码的时差同视频积累最后一个值时本地码与接收码的时差相比变化量为 $1/10$ ，而 32 次的平均数学上非常容易实现。因此精跟踪时视频积累次数选为 32 次。

附录 B

设两个随机过程 Z_Q 、 Z_I ，其表达式为

$$z_Q = A \cos \theta + \frac{1}{2\sqrt{p}} n_c$$

$$z_I = A \sin \theta + \frac{1}{2\sqrt{p}} n_s$$

其中 A 、 θ 及 p 为常数， n_c 与 n_s 为相互独立的随机变量且均服从高斯分布，均值为 0，方差为 σ^2 。

Z_Q 与 Z_I 的概率密度分布为

$$p_{z_Q}(z_Q) = \frac{1}{\sqrt{\pi/2p}\sigma} \exp\left[-\frac{(z_Q - A \cos \theta)^2}{\sigma^2/2p}\right]$$

$$p_{z_I}(z_I) = \frac{1}{\sqrt{\pi/2p}\sigma} \exp\left[-\frac{(z_I - A \sin \theta)^2}{\sigma^2/2p}\right]$$

设

$$\begin{cases} Z = \sqrt{Z_Q^2 + Z_I^2} \\ \phi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{Z_I}{Z_Q} \end{cases}$$

且 $0 \leq \phi < 2\pi$ ， $0 \leq Z < \infty$ ，于是有：

$$\begin{cases} z_Q = z \cos \phi \\ z_I = z \sin \phi \end{cases}$$

雅可比行列式为：

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\partial z_Q}{\partial z} & \frac{\partial z_Q}{\partial \phi} \\ \frac{\partial z_I}{\partial z} & \frac{\partial z_I}{\partial \phi} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \phi & -z \sin \phi \\ \sin \phi & z \cos \phi \end{vmatrix} = z$$

因为 Z_Q 、 Z_I 相互独立，所以

$$p_{z_Q, z_I}(z_Q, z_I) = \frac{1}{\pi \sigma^2 / 2p} \exp\left[-\frac{(z_Q - A \cos \theta)^2 + (z_I - A \sin \theta)^2}{\sigma^2 / 2p}\right]$$

$$= \frac{1}{\pi\sigma^2/2p} \exp\left[-\frac{A^2 \sin^2(\varphi - \theta)}{\sigma^2/2p}\right] * \exp\left\{-\frac{[z - A \cos(\varphi - \theta)]^2}{\sigma^2/2p}\right\}$$

于是, 以 θ 为条件的 z 与 φ 的联合概率密度函数为

$$\begin{aligned} p_{z,\varphi}(z, \varphi/\theta) &= p_{z_0, z_1}(z, \varphi) * J \\ &= \frac{z}{\pi\sigma^2/2p} \exp\left[-\frac{z^2 - 2Az \cos(\varphi - \theta) + A^2}{\sigma^2/2p}\right] \end{aligned}$$

现求边缘分布得到以 θ 为条件的 z 的概率密度函数

$$\begin{aligned} p(z/\theta) &= \int_0^{2\pi} \frac{z}{\pi\sigma^2/2p} * \exp\left[-\frac{z^2 - 2Az \cos(\varphi - \theta) + A^2}{\sigma^2/2p}\right] d\varphi \\ &= \frac{z}{\pi\sigma^2/2p} * \exp\left[-\frac{A^2 + z^2}{\sigma^2/2p}\right] * \int_0^{2\pi} \exp\left[\frac{2Az \cos(\varphi - \theta)}{\sigma^2/2p}\right] * d\varphi \end{aligned}$$

由于

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \theta) d\theta$$

故有

$$\int_0^{2\pi} \exp\left[\frac{2Az \cos(\varphi - \theta)}{\sigma^2/2p}\right] d\varphi = 2\pi I_0\left(\frac{Az}{\sigma^2/4p}\right)$$

式中, $I_0(x)$ 为零阶修正贝塞尔函数。当 $x \geq 0$ 时, $I_0(x)$ 是单调上升函数, 且有 $I_0(0) = 1$ 。因此

$$p(z/\theta) = \frac{z}{\sigma^2/4p} \exp\left(-\frac{A^2 + z^2}{\sigma^2/2p}\right) I_0\left(\frac{Az}{\sigma^2/4p}\right)$$

由此看出, $p(z/\theta)$ 与 θ 无关, 所以 z 的概率密度函数为

$$p(z) = \frac{z}{\sigma^2/4p} \exp\left(-\frac{A^2 + z^2}{\sigma^2/2p}\right) I_0\left(\frac{Az}{\sigma^2/4p}\right) \quad z \geq 0$$

这个概率密度函数称为广义瑞利分布, 也称莱斯分布。

现在来求以 θ 为条件的 φ 的概率密度函数

$$p(\varphi/\theta) = \int_0^{2\pi} \frac{z}{\pi\sigma^2/2p} * \exp\left[-\frac{z^2 - 2Az \cos(\varphi - \theta) + A^2}{\sigma^2/2p}\right] dz$$

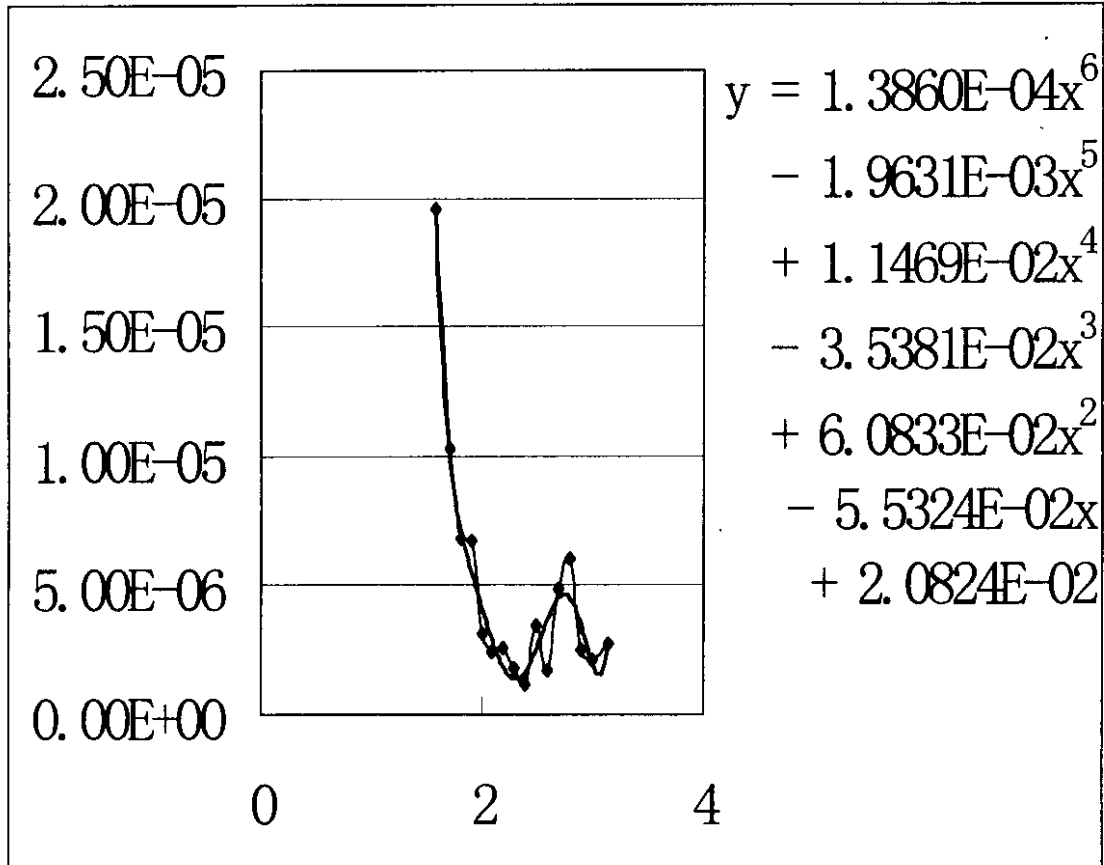
$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{\pi\sigma^2/2p} \exp\left[\frac{A^2 \sin^2(\varphi-\theta)}{\sigma^2/2p}\right] \int_0^\infty z \cdot \exp\left\{-\frac{[z - A \cos(\varphi-\theta)]^2}{\sigma^2/2p}\right\} dz \\
 &= \frac{\exp(-2pA^2/\sigma^2)}{2\pi} + \frac{A \cos(\varphi-\theta)}{\sqrt{2\pi\sigma/\sqrt{p}}} \exp\left[\frac{A^2 \sin^2(\varphi-\theta)}{\sigma^2/2p}\right] \left\{1 + \operatorname{erf}\left[\frac{A \cos(\varphi-\theta)}{\sigma/\sqrt{2p}}\right]\right\}
 \end{aligned}$$

式中 $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-y^2) dy$, 称之为误差函数。

附录 C

$$f(\gamma) = \frac{\exp(-4.5)}{2\pi} + \frac{3\cos\gamma}{2\sqrt{2\pi}} \exp(-4.5\sin^2\gamma) [1 + \operatorname{erf}(\frac{3\cos\gamma}{\sqrt{2}})]$$

选择一些特征点经计算后做图, $f(\gamma)$ 在区间 $(\pi/2, \pi)$ 上的曲线特征如下图所示:



对该曲线用一个 6 阶多项式进行拟合, 得图右侧所示的多项式, 其中 y 表示 $f(\gamma)$, x 表示 γ 。将该多项式在区间 $(\pi/2, \pi)$ 上进行积分得

$$\begin{aligned} & \int_{\pi/2}^{\pi} f(\gamma) d\gamma \\ &= \int_{\pi/2}^{\pi} y dx \\ &= \int_{\pi/2}^{\pi} (1.386 \times 10^{-4} x^6 - 1.9631 \times 10^{-3} x^5 + 1.1469 \times 10^{-2} x^4 \\ & \quad - 3.5381 \times 10^{-2} x^3 + 6.0833 \times 10^{-2} x^2 - 5.5324 \times 10^{-2} x + 2.0824 \times 10^{-2}) dx \\ &= 4.73 \times 10^{-5} \end{aligned}$$

由此可计算出

$$|\gamma| > \pi/2 \text{ 的概率} = 4.73 \times 10^{-5} \times 2 = 9.46 \times 10^{-5}$$

密级	
编号	

专 题 鉴 定 卡

工程代号：9989

工程名称：20工程超短波通信系统

专题名称：全数字化 DS/BPSK 解扩解调

专题负责人：孙亮 (签字)

鉴定组长：张汉三 (签字)

信息产业部电子第五十四研究所

一、主要技术指标要求：

伪码形式：63 位 m 序列，即 $N=63$

伪码速率： $R_{PN}=2.016\text{kbps}$ ， $T_{PN}=0.496\mu\text{s}$

基带信息速率： $R_C=32\text{kbps}$ ， $T_c=31.25\mu\text{s}$ ，

即一个码元包含了一个完整的 PN 码周期

调制方式：DS/BPSK

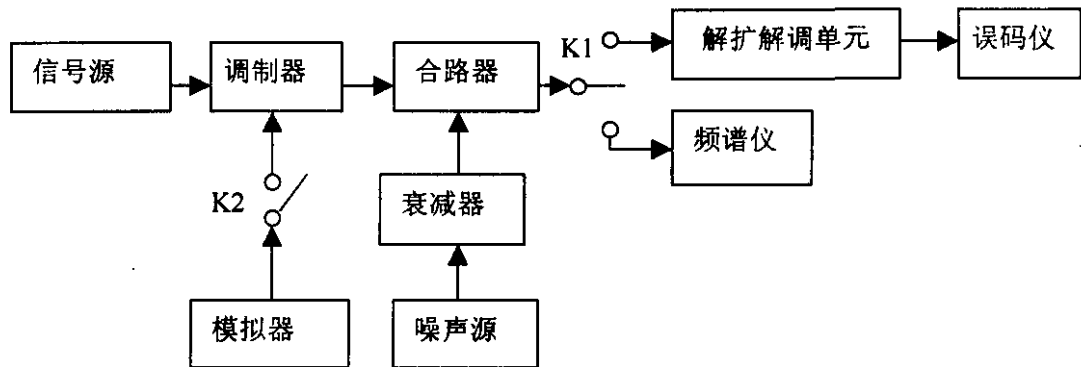
中频频率： $f=45\text{MHz}$

输入信噪比： $E_b/N_0 \geq 11\text{dB}$

误码率： 优于 1×10^{-5}

输入信号电平： -10dBm

二、测试框图及测试仪器型号、编号、有效期：



测试框图

测试仪器：

频谱仪：HP8595E

有效期：2000/12

信号源：HP8656

有效期：2000/9

误码仪：Z99083

有效期：2001/5

三、常温性能指标测试结果：

$E_b/N_0=10.8\text{dB}$ 时，测误码率：

第一次： 0.4×10^{-5}

第二次： 1×10^{-5}

第三次： 0.2×10^{-5}

第四次： 0.8×10^{-5}

第五次： 0.6×10^{-5}

四、环境试验项目及结果：

在遥控遥测专业部的高低温箱进行高低温测试。

$E_b/N_0=10.8\text{dB}$ 时，测误码率：

第一次： 0.8×10^{-5}

第二次： 0.6×10^{-5}

第三次： 1.0×10^{-5}

第四次： 0.8×10^{-5}

第五次： 0.6×10^{-5}

满足指标要求。

刘建文
2002.3

五、专题技术报告及有关图纸资料检查结果：

六、鉴定组意见：

全数字解扩、解调专题试验，经鉴定小组测试，满足技术指标要求。

同意转入正式样机研制阶段。

组长（签字） 张汉三

2000年3月20日

七、存在问题及解决情况：

存在问题	解决措施	实施结果	验证

- 注：(1)“存在问题”由鉴定组组长签署；
(2)“解决措施”由有关设计师提出，上级设计师批准；
(3)“实施结果”由实施人填写；
(4)“验证”由上级设计师和质量师共同完成。

附录 D

见附页

参 考 文 献

- [1] 张厥盛、郑继禹、万心平:《锁相技术》,西北电讯工程学院出版社,1986。
- [2] 万心平、张厥盛、郑继禹:《通信工程中的锁相环路》,西北电讯工程学院出版社,1980。
- [3] 刘松强:《数字信号处理系统及其应用》,清华大学出版社,1996。
- [4] 宗孔德、胡广书:《数字信号处理》,清华大学出版社,1988。
- [5] A.V.奥海姆, R.W.谢弗著,董士嘉等译:《数字信号处理》,科学出版社,1980。
- [6] L.R.拉宾纳, B.戈尔德著,史令启译:《数字信号处理的原理及应用》,国防工业出版社,1982。
- [7] R.J.Hinggens:《Digital Singnal Processing in VLSI》, Prentice-Hall, 1990。
- [8] A.Mar:《Digital Singnal Processing Applications Using the ADSP-2100 Family》, Prentice-Hall, 1992。
- [9] DSP-Chip Directory.END Vol.39, No.12, June 9, 1994。
- [10] B.Fine and G.McGuire: Considerations for selecting a DSP processor, Microprocessors and Microsystems, Vol.18, No.6, July 1994。
- [11] SPOX: The Standard In DSP Sofeware, Spectron Microsystems, Inc., 1995。
- [12] 樊昌信、徐炳祥、詹道庸、吴成柯:《通信原理》,国防工业出版社,1988。
- [13] R.G.Gallager, Information Theory and Reliable Communication, JohnWiley, New York, 1968。
- [14] W.B.Davenport, Jr., W.L.Root, An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise, McGraw-Hill, New york, 1958。
- [15] C.赫尔斯屈朗著,陈宗鹭等译,《信号检测的统计理论》,上海科学技术出版社,1965。
- [16] 徐炳祥:《数字动态滤波器》,电子科学技术出版社,1981。
- [17] A.D.惠伦著,刘其培等译,《噪声中信号的检测》,科学出版社,1977。
- [18] K.S.Shanmugan, Digital and Analog Communication Systems, Jonh Willy & Sons, 1979。
- [19] 广田宪一郎著,数据传输系统翻译组译,《数据传输系统》,人民邮电出版社,1978。
- [20] 蒋锦星、应新瑜:《信号检测与估值理论》,西安电子科技大学出版社,1993。
- [21] 鞠德航、林可祥、陈捷:《信号检测理论导论》,科学出版社,1977。
- [22] Harry L.Van Trees, Detection、Estimation and Modulation Theory,1968。
- [23] 李承恕、赵荣黎:《扩展频谱通信》,人民邮电出版社,1996。
- [24] 朱近康:《扩展频谱通信及其应用》,中国科技大学出版社,1993。

-
- [25] Pursley M B. Performance evaluation for phase coded spread spectrum multiple access communication —Part I. IEEE Trans Commun, 1997, COM—25 (8).
- [26] Gilhousen K S, et al, On the capacity of a cellular CDMA system. IEEE Trans Vehic Technol, May 1991, 40 (2): 303—312.
- [27] Salmasi A, Gilhousen K S. On the system design aspects of code division multiple access (CDMA) applied to digital cellular and personal communications networks. In : proc IEEE Vehic Techn conf, 1991 (5): 57~62
- [28] 胡健栋等:《码分多址与个人通信》,人民邮电出版社,1996。
- [29] A.J.维特比著,李世鹤译,《CDMA 扩频通信原理》,人民邮电出版社,1997。