# 第 9 章 扩频通信概述

- **扩谱通信：信号传输的带宽 $W$ 与信息速率 $R_b$ (*bps*)之比远大于 1，即 $W/R_b$>>1。**
- 三种基本的扩频方法：

**1）直接序列扩频（DS, Direct Sequence Spreading）；**

**2）跳频式扩频（FH，Frequency Hopping）；**

**3）跳时式扩频（TH，Time Hopping）。**

三者都采用伪随机(PN)序列控制调制参数随机地改变而实现频谱扩展。

- **混合式扩频：DS 、FH 和 TH 三种扩频方式可以结合起来应用，构成混合式扩频系统，例如：FH-DS、FH-TH、DS-TH**
- **扩频通信系统可以在很宽的信号频带、很低的功率谱密度条件下传输信息，因此有许多重要特性和重要的应用。**

## 9.1 直接序列扩频通信系统

### 9.1.1 直接序列(DS)扩频通信系统的总体结构

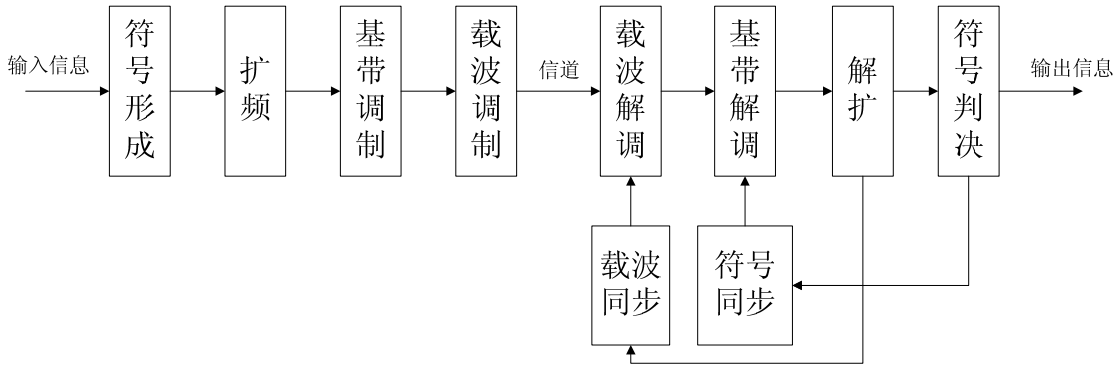



图 9-1-1 DS 扩频通信系统的结构

- 发送端

信息符号的矢量序列$\{\boldsymbol{v}_i, i=0,1,2,.....\}$ ，符号速率 $R_s$ ；

采用扩频 PN 码$\{p(k)$， $k=0,1,2,...,L_c-1\}$ ；

扩展为码片矢量序列$\{\mathbf{c}_k, k=0,1,2,.....\}$，码片速率$R_c = L_c\ R_s$

- **接收端**

对基带解调输出的码片序列估计$\{\hat{\mathbf{c}}_k, k=0,1,2,.....\}$，采用 PN 码$\{p(k)$，$k=0,1,2,...,L_c-1\}$进行同步相关解扩，获得符号矢量序列$\{\hat{\boldsymbol{v}}_i, i=0,1,2,.....\}$，再将它用于符号检测判决；而其中的载波跟踪和符号同步是利用解扩及符号判决之后所获得的反馈信息实现的。

- **两种 DS 扩频方式**

**① 只用一个 PN 码对每个符号进行的扩频；**

**② 采用 M 个相互正交的 PN 码分别表示 M 种符号,对每个 M 进制符号进行扩频，即 M 元扩频或软扩频；**

### 9.1.2 DS 扩频信号的产生

发射端产生 DS 扩频信号的步骤：

**(1) 符号的形成和矢量表示**

- 符号矢量的星座点集，通常只用 BPSK 的$\mathbb{S}$:$\{\boldsymbol{v}^{(0)}$=-1，$\boldsymbol{v}^{(1)}$=1$\}$或 QPSK 的$\mathbb{S}$:$\{\boldsymbol{v}^{(0)}$=1，$\boldsymbol{v}^{(1)}$=j，$\boldsymbol{v}^{(2)}$=-1，$\boldsymbol{v}^{(3)}$=-j$\}$。
- 将待传输的数据信息，表示为符号矢量序列$\{\boldsymbol{v}_i$，$i=0,1,2,.....\}$其中$\boldsymbol{v}_i = \boldsymbol{v}^{(m_i)}$表示第$i$个符号是第$m_i$种符号。
- 对于 M 元扩频，将输入的$K$比特($K = Log_2 M$)信息看作一个符号，根据其信息内容从一个包含有 M 种符号的符号集中找到相应符号，记下其种类的序号$m_i$，从而待传的数据流表示为符号种类序号序列$\{m_i$，$i=0,1,2,.....\}$。

**(2) 扩频**

- 对于常规 DSSS 系统，采用 PN 码为$\{p(0), p(1),..., p(L_c-1)\}$，乘以各个符号的矢量值$\boldsymbol{v}_i$，取代该符号；使速率为$R_s$的符号序列$\{\boldsymbol{v}_i\}$变为速率为$R_c = R_s . L_c$的码片序列$\{\mathbf{c}_k\}$，即

$$\mathbf{c}(k)=\sum_{i=0}^{L_c-1}\boldsymbol{v}_i.p(k-iL_c) \qquad k=0,1,2,.....\tag{9-1-1}$$

如果调制方式为 QPSK，那么符号矢量序列$\{\boldsymbol{v}_i \quad i=0,1,2,...\}$是复数形式的，因此扩频所得码片序列$\{\mathbf{c}(k)\}$也是复数序列。

- **M 元扩频系统**

设$\{p_m(0),p_m(1),...,p_m(L_c-1)\}|_{m=0,1,2,...,M-1}$为 $M$ 个相互正交的 PN 码，其中各码片的取值一般也为+1 或-1；对于一个待传输的符号矢量序列$\{\boldsymbol{v}_i \quad i=0,1,2,...\}$进行 M 元扩频，就是根据各个矢量符号$\boldsymbol{v}_i$的种类序号$m_i$找出相应那种 PN 码$\{p_{m_i}(n)\}$乘以该符号矢量，从而将速率为$R_s$的符号序列$\{\boldsymbol{v}_i \quad i=0,1,2,...\}$扩展为速率为$R_c$的码片序列$\{\mathbf{c}(k)\}$，即

$$\mathbf{c}(k)=\sum_{i=0}^{L_c-1}\mathbf{v}_i p_{m_i}(k-iL_c) \qquad k=0,1,2,.....\tag{9-1-2}$$

其中的$\boldsymbol{v}_i=\boldsymbol{v}^{(m_i)}$

**(3) 基带调制**

采用成形滤波器$g(t)$将扩频所得码片序列进行波形成形，即

$$\mathbf{s}_l(t)=\sum_{n=0}^{\infty}\mathbf{c}(k).g(t-kT_c)\tag{9-1-3}$$

采用频带效率很低的成形波进行码片成形，虽然可能使直扩倍数降低而降低了解扩处理增益，但是成形波的匹配滤波也可获得信噪比增益，因此在超宽带通信系统中常被采用。

**(4) 载波调制**

对于需要以带通信号形式进行传输，则将前一步得到的$\mathbf{s}_l(t)$进行载波调制，即$\mathbf{s}(t)=\mathbf{s}_l(t).\exp(j\omega_c t)$，就变为带通信号发送。

### 9.1.3 扩频信号的接收——解扩解调

#### (1) 载波解调

接收端先将接收到的带通型信号 $\mathbf{r}(t)=\mathbf{s}_l(t).\exp(j\omega_c t)+\boldsymbol{\eta}(t)$，采用本地振荡 $\exp(-j\hat{\omega}_c t-\varphi)$ 作为参考信号进行正交下变频，使之变为零中频信号 $\mathbf{r}_0(t)$，并采样率采样量化为零中频信号样点序列，即

$$\mathbf{r}_0(n)=\mathbf{s}_l(n).e^{j(\Delta\omega.n+\varphi)}+\boldsymbol{\eta}_0(n) \tag{9-1-4}$$

这是不完全的载波解调，只有在完全消除了残留频偏和相偏之后才能称得上完全的载波解调，但这一步只能在后面解扩之后才能实现。

#### (2) 基带解调和解扩

对零中频信号 $\mathbf{r}_0(n)$ 在每个码片的中点位置抽样，然后用与发射端相同的 PN 进行同步相关运算，每个接收符号求出一个相关量，设每个符号间隔 $T_s$ 的采样点数为 $\dddot{T}_s$，每个码片间隔 $T_c$ 的采样点数为 $\dddot{T}_c$，则第 $i$ 个符号的相关量为

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{v}}_i &= \frac{1}{L_c}\sum_{k=0}^{L_c-1}\mathbf{r}_0(i\dddot{T}_s+k\dddot{T}_c).p(k) \\
&= \frac{1}{L_c}\sum_{k=0}^{L_c-1}\{\mathbf{s}_l(i\dddot{T}_s+k\dddot{T}_c).e^{j[\Delta\omega.(i\dddot{T}_s+k\dddot{T}_c)+\varphi]}+\boldsymbol{\eta}_0(i\dddot{T}_s+k\dddot{T}_c)\}.p(k) \\
&= \frac{1}{L_c}\sum_{k=0}^{L_c-1}\hat{\mathbf{c}}(i\dddot{T}_s+k\dddot{T}_c).e^{j[\Delta\omega(i\dddot{T}_s+k\dddot{T}_c)+\varphi]}.p(k)+\tilde{\boldsymbol{\eta}}_0(i) \\
&= \mathbf{v}_i.e^{j(\Delta\omega.i\dddot{T}_s+\varphi)}\frac{1}{L_c}\sum_{k=0}^{L_c-1}e^{j\Delta\omega.k\dddot{T}_c}+\tilde{\boldsymbol{\eta}}_0(i) \qquad i=0,1,2,\ldots
\end{aligned} \tag{9-1-5a}$$

其中 $\mathbf{v}_i$ 是第 $i$ 个发送符号矢量，也就是当假定无信道噪声、无载波频偏、无载波相偏时接收信号与本地 PN 码的互相关量。噪声部分：

$$\tilde{\boldsymbol{\eta}}_0(i)=\frac{1}{L_c}\sum_{k=0}^{L_c-1}\boldsymbol{\eta}_0(i\dddot{T}_s+k\dddot{T}_c).p(k) \qquad i=0,1,2,\ldots \tag{9-1-5b}$$

仍然是一个零均值的高斯白噪声序列。

如果载波频偏值比符号速率 $R_s$ 小得多，例如：相对频偏 $\Delta\omega/(2\pi R_s)\le 1/5$，

即$(\Delta\omega\ L_c\ T_c)\le 2\pi/5$，则有$\sum_{k=0}^{L_c-1} e^{j\Delta\omega.k\dddot{T}_c}/L_c\approx 1$，此时(9-1-5a)式可近似表示为

$$\hat{\mathbf{v}}_i \approx \mathbf{v}_i.e^{j(\Delta\omega.i\dddot{T}_s+\varphi)}+\tilde{\boldsymbol{\eta}}_0(i) \qquad i=0,1,2,\ldots \tag{9-1-5c}$$

此时解扩所得相关值$\hat{\mathbf{v}}_i$与原发送符号矢量$\mathbf{v}_i$相比，除了$\tilde{\boldsymbol{\eta}}_0(i)$之外，还相差一个常数因子$e^{j[\Delta\omega.L_c+\varphi]}$。如果其中的频偏$\Delta\omega$和相偏$\varphi$可估计出，并采用锁相环消除，使$e^{j[\Delta\omega.L_c+\varphi]}\approx 1$；那么$\hat{\mathbf{v}}_i$用作第$i$个符号的判决量，其中含有相位信息，可实现相干解调判决。

如果载波的相对频偏值$\Delta\omega/(2\pi\ R_s)$较大，(9-1-5a)式中$\sum_{k=0}^{L_c-1} e^{j\Delta\omega.k\dddot{T}_c}/L_c$的值显著小于 1，那么解扩相关运算将产生显著的信噪比损失，甚至不能正常进行；这个问题对于同步捕获和锁相环入锁阶段的影响，是值得特别注意的。

- M 元扩频信号的接收检测：

需要对每个接收信号符号的要用 M 种符号的 PN 码分别进行相关运算，得到 M 个相关量，即

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{v}}_i(m) &= \frac{1}{L_c}\sum_{k=0}^{L_c-1}\mathbf{r}_0(i\dddot{T}_s+k\dddot{T}_c).p_m(k) \\
&= \frac{1}{L_c}\sum_{k=0}^{L_c-1}\{\mathbf{s}_l(i\dddot{T}_s+k\dddot{T}_c).e^{j[\Delta\omega.(i\dddot{T}_s+k\dddot{T}_c)+\varphi]}+\boldsymbol{\eta}_0(i\dddot{T}_s+k\dddot{T}_c)\}.p_m(k) \\
&= \frac{1}{L_c}\sum_{k=0}^{L_c-1}\hat{\mathbf{c}}(i\dddot{T}_s+k\dddot{T}_c).e^{j[\Delta\omega(i\dddot{T}_s+k\dddot{T}_c)+\varphi]}.p_m(k)+\tilde{\boldsymbol{\eta}}_0^{(m)}(i) \\
&= \mathbf{v}_i(m).e^{j(\Delta\omega.i\dddot{T}_s+\varphi)}\frac{1}{L_c}\sum_{k=0}^{L_c-1}e^{j\Delta\omega.k\dddot{T}_c}+\tilde{\boldsymbol{\eta}}_0^{(m)}(i)
\end{aligned} \tag{9-1-6}$$

$$m=0,1,2,\ldots,M-1 \qquad i=0,1,2,\ldots$$

其中$\mathbf{v}_i(m)$是假定无信道噪声和频偏相偏时第$i$个接收符号的码片序列与第$m$种符号 PN 码$\{p_m(k),k=0,1,2,\ldots,L_c-1\}$的互相关值。

**M 元扩频系统中常常采用非相干解调，一般不采用锁相环消除载波频偏，而直接采用零中频信号进行相关解扩运算；**如果相对频偏值$(\Delta\omega/(2\pi R_s))$大于

1/5 时，随着频偏的进一步增大，(9-1-6)式中的$\sum_{k=0}^{L_c-1} e^{j\Delta\omega.k\ddot{T}_c} / L_c$中各项不再是近似同相相加，因而其值将变得越来越小，使相关量$|\hat{\mathbf{v}}_i|$的幅度逐渐降低，即相关解扩运算的信噪比增益显著下降，甚至完全失去解扩效果。

**实际上，当频偏较大时，载波同步、符号同步和解扩处理获得信噪比增益这三问题是纠缠在一起的。必须采用符号同步和载波频率同步的时频二维搜索，才能建立初始同步。**

**(3)符号判决**

**解扩和基带解调过程中所得到的相关量$\hat{\boldsymbol{v}}_i$，一般应该是复数，是含有相位角信息的；如果在进行符号判决时需要利用此相位信息，那么前面所进行的载波解调必须是相干解调，即消除了频偏相偏的。**基于$\hat{\boldsymbol{v}}_i$到各个符号星座点欧氏距离最小的准则进行符号判决。

**对于 M 元扩频系统，进行符号判决时可以利用$\{\hat{\mathbf{v}}_i(m)$，$m=0,1,2,...,M-1\}$的相位信息，也可以不用其相位信息而只用其幅度信息；二者性能有差别。**

**当需要利用相位信息时，进行载波解调时应该消除频偏相偏。**由于发送端的符号星座点一般都是 BPSK 星座点，基于相干解调所得基带信号进行相关解扩，其相关量的有用信号也应该在实轴上，因而可以只取$\hat{\mathbf{v}}_i(m)$的实部、而舍弃虚部，这就可使所得判决量$\mathrm{Re}[\hat{\mathbf{v}}_i(m)]$的信噪比提高一倍，使性能改善。

**当不用$\{\hat{\mathbf{v}}_i(m)\}$的相位信息进行符号判决时，则取其幅度$|\hat{\mathbf{v}}_i(m)|$作为判决量来进行符号判决，其判决准则就是最大相关幅度准则，这是基于非相干的符号判决；其误码特性与基于相干解调的系统相比要差 1.5~3dB。**

### 9.1.4 扩频通信系统 PN 码的产生

最广为人知的 PN 码是 $m$ 序列——最大长度移位寄存器序列；是一种周期性序列，其周期长度为 $n=2^m-1$，每个周期包含 $2^{m-1}$ 个 1，$2^{m-1}-1$ 个 0。它由 $m$ 级线性反馈移位寄存器生成；它具有很好的自相关特性。

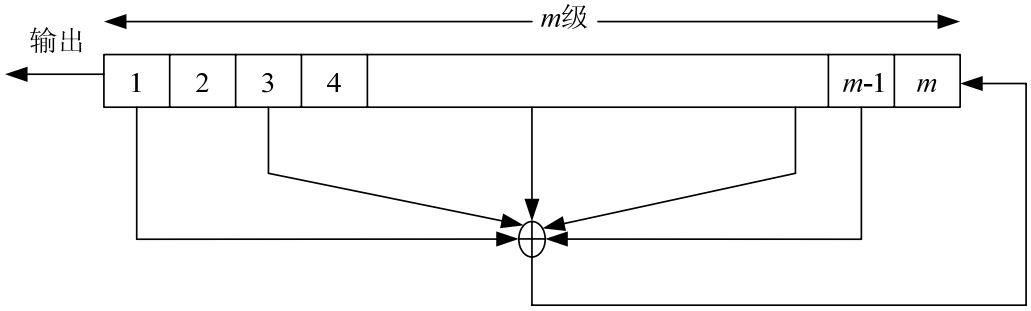



图 9-1-2 m 级线性反馈移位寄存器

- 降低 PN 码被敌方猜测到而截获信息的办法：
  - 将移位寄存器的几级输出序列或几个不同 $m$ 序列的输出以非线性方式组合起来，构成一种周期非常长的序列；
  - 扩频时每个符号从这个长码中截取一段。
  - GPS 导航中的军用 PN 码就是一种周期长达一年多时间的长码，安全性很强。

- Gold 码

对于用于码分多址的 DSSS 系统来说，关键是要求不同 PN 码之间具有很小的互相关值；$m$ 序列的互相关特性不好，由 $m$ 序列导出的 Gold 序列具有良好的互相关性因而应用广泛。

### 9.1.5 DS 扩频与编码相结合

#### (1)二进制重复码与 DS 扩频的级联

**将速率为 $R_b$ 的输入信息比特流，每个比特重复 $n_1$ 次，然后每比特用 $n_2$ 长的 PN 码扩频，使码片速率达到 $n_1 n_2 R_b$，扩频增益即可达到 $n_1\ n_2$ 倍，而其解扩处理比 $n_1\ n_2$ 长的 PN 码扩频要简单一些。**

例如：GPS 的民用导航定位码就是采用这种方式。其缺点是扩频码的频谱具有类谐波特性，而且存在一些敏感频点极易受干扰；其同步捕获也不方便。

#### (2) DS 扩频过程与编码直接结合

采用线性分组码技术将信息速率为 $R$ 的输入信息比特流 $k$ 比特分为一组，采用很低的码率($k/n\,L_c$)将每个组组直接编码成 $n\,L_c$ 比特，使其速率达到 $R*n\,L_c/k$，

即实现了扩频；然后与 PN 码同步地进行模 2 加实现频谱打乱，再作载波调制。

接收端先采用 PN 码与接收到的码片序列相乘后就进行译码。

**这种方法原理上可以得到更高的处理增益，而且扩频信号的抗截获性能更好；但是接收检测过程的复杂度很高，远远高于相关解扩过程。这是因为当 $L_c$ 很大时，编码器的码字很长，码率($k/n\,L_c$)非常低，其译码过程复杂度必然很高。**

**(3) DS 扩频过程与编码过程级联**

采用线性分组码技术或卷积码技术将信息速率为 $R$ 的输入信息比特流进行编码，使其速率达到 $n_1R$，然后将此比特流进行 $n_2$ 倍直接序列扩频，再作调制发送。

接收端先进行相关解扩处理，得到复数形式的判决变量后，暂不判决而是作为解调译码的输入，进行解调译码联合判决，即软判决译码。

**这样不仅可以获得完全的解扩处理增益，也可以得到较高的编码增益。**

## 9.2 DS 扩频通信系统的特点和应用

### 9.2.1 DS 扩频通信系统的主要特点

- **伪随机性**：扩频信号的频谱类似于白噪声谱，特别是在伪随机码较长的情况下；
- **隐蔽性**：扩频信号可以在很低信噪比的条件下(例如-30dB)正确接收；
- **抗截获性**：在没有先验知识的情况下，较难获得其信号的参数和所携带的信息，例如：频谱带宽、载波频率、信息速率、扩频码和传输的信息内容等，都必须采用特别的通信侦察手段才能获得。
- **具有较强的抗窄带干扰能力**：可以在解扩之前通过预处理抑制很强的窄带干扰，使系统的干扰容限大幅度提升。
- **不同扩频码可存在相关意义上的正交性：可作为码分复用传输**，也可构成 CDMA 多址接入方式。

### 9.2.2 DS 扩频信号的频谱

采用离散卷积方式描述 DS 扩频信号的产生过程；将符号矢量序列$\{\mathbf{v}_i\ i=0,1,2,...\}$每两个符号之间插入$L_c$-1 个零值样点，使之变为一个$\delta$脉冲样点序列$\{\tilde{\mathbf{v}}(k)\}$，即

$$\tilde{\mathbf{v}}(k)=\sum_{i=0}^{\infty}\mathbf{v}_i\delta(k-iL_c) \qquad k=0,1,2,.....,\tag{9-2-1}$$

其样点速率就是码片速率$R_c$。那么扩频过程就可看作是$\{\tilde{\mathbf{v}}(k)\}$与 PN 码序列$\{p(k)\}$的卷积，即：

$$\mathbf{c}(k)=\tilde{\mathbf{v}}(k)*p(k)=[\sum_{i=0}^{\infty}\mathbf{v}_i.\delta(k-iL_c)]*p(k)=\sum_{i=0}^{\infty}\mathbf{v}_i.p(k-iL_c) \qquad k=0,1,2,.....\tag{9-2-2}$$

同理，将码片序列$\{\mathbf{c}(k)\}$每两个码片之间插$\ddot{T}$-1 个零值样点，就变为一个样点速率为$\ddot{T}\ R_c$的$\delta$脉冲样点序列$\{\tilde{\mathbf{c}}(n)\}$，即

$$\tilde{\mathbf{c}}(n)=\sum_{k=0}^{L_c-1}\mathbf{c}(k)\delta(n-k\ddot{T}) \qquad n=0,1,2,.....\tag{9-2-3}$$

再将$\{\tilde{\mathbf{c}}(n)\}$与同样采样速率的成形波样点序列$\{g(n)\}$相卷积，就得到基带预包络信号$\mathbf{s}_l(t)$的离散采样信号，即

$$\mathbf{s}_l(n)=\tilde{\mathbf{c}}(n)*g(n)=[\sum_{k=0}^{L_c-1}\mathbf{c}(k).\delta(n-k\ddot{T})]*g(n)=\sum_{k=0}^{L_c-1}\mathbf{c}(k).g(n-k\ddot{T})\tag{9-2-4}$$

总之，DS 扩频信号的预包络信号样点序列$\{\mathbf{s}_l(n)\}$是三个序列的离散卷积，即

$$\mathbf{s}_l(n)=\tilde{\mathbf{v}}(n)*\tilde{p}(n)*g(n)\tag{9-2-5}$$

$\{\mathbf{s}_l(n)\}$的频谱$\mathbf{S}_l(f)$是这三个序列频谱的乘积，即

$$\mathbf{S}_l(\omega)=\tilde{V}(\omega).\tilde{P}(\omega).G(\omega)\tag{9-2-8}$$

- 注意到$\tilde{V}(\omega)$和$\tilde{P}(\omega)$的频谱幅度都是平坦的，因此$|\mathbf{S}_l(\omega)|$的形状主要取决于$|G(\omega)|$。

- 如果$|G(\omega)|$很平坦，因此 DS 扩频信号近似于带通型白噪声。
- 单 PN 码扩频信号的功率谱形状实际上是一种梳状谱，存在类谐波结构；
- 采用 M 元扩频方式，M 种 PN 码随机出现，这就使其频谱更加接近与白噪声，不仅抗侦察能力显著改善，而且消除了谐波谱结构，对于其它共享频带的系统的干扰也显著减小。

### 9.2.3 DS 扩频通信系统的干扰容限

**(1)关于解扩处理增益**

- DS 扩频信号解扩时可以获得信噪比增益，称为解扩处理增益，其大小取决于扩频码长度$L_c$。
- 采用扩频码序列与接收信号进行同步互相关计算，本质上可以看作是$L_c$个同均值的高斯随机变量求平均值，因此解扩之后得到每个符号的判决量，其信噪比相当于解扩之前输入信号信噪比的$L_c$倍。
- 这是因为其中有用信号的能量提高了$(L_c)^2$倍，而其中噪声能量只提高$L_c$倍，因此可获得$10LogL_c$(dB)信噪比增益。

**也可从另一个角度来理解解扩处理增益：**

由于扩频信号解扩时，接收信号乘以本地 PN 码，就将其中背景噪声和干扰的能量扩展到整个信号频带了，而其中有用信号在整个符号间隔中都具有相同的值，即能量集中到零频附近；因此再在一个符号间隔中积分或求累计平均，就相当于用一个带宽为符号速率的低通滤波器进行滤波，提取了有用信号的能量，而排除了大部分噪声干扰的能量，因此可获得$10LogL_c$(dB)的信噪比增益。

**(2) 常规 DS 扩频系统的干扰容限**

设一个信道编码与 DS 扩频相级联的系统，编码器的码率为$N/K<1$，编码后进行扩频的每个符号为$K$比特，信号带宽为$W$，码片速率为$R_c$，扩频倍数为$L_c=R_c/R_s$；接收到的信号中有用信号功率为$P_{av}$，包括干扰在内的总噪声干扰

功率为 $J_{av}$，即接收信号的信噪比为 $(P_{av}/J_{av})$；那么接收端在进行码片波形匹配滤波和同步相关解扩后输出信号的信噪比为：

$$(SNR)_{dB} = 10\,\mathrm{Log}\,L_c + 10\,\mathrm{Log}(W/R_c) + 10\,\mathrm{Log}(P_{av}/J_{av}) \qquad (9\text{-}2\text{-}4)$$

其中 $10\,\mathrm{Log}\,L_c$ 为解扩处理增益，$10\,\mathrm{Log}(W/R_c)$ 为码片波形匹配滤波的处理增益。将上式换算为归一化的信噪比，有

$$\gamma_{E_b/N_0} = (SNR/N)_{dB} = 10\,\mathrm{Log}\,L_c + 10\,\mathrm{Log}(P_{av}/J_{av}) - 10\,\mathrm{Log}\,N_{\text{(dB)}} \qquad (9\text{-}2\text{-}5)$$

设要达到某个给定的误码率值，进行解调、译码判决时所需的归一化信噪比为 $\gamma_0$(dB)，那么系统允许的最大干扰容限（Jamming Margin）为：

$$(J_{av-\max}/P_{av})_{dB} = (L_c)_{dB} + (W/R_c)_{dB} - (L_s)_{dB} + (G_{cd})_{dB} - \gamma_0 \qquad (9\text{-}2\text{-}6)$$

其中 $L_s$ 为解扩解调接收的系统损耗，$G_{cd}$ 为信道编码器的编码增益；编码增益对于提高干扰容限的作用,是因为纠错译码能降低误码率，而使系统在达到同样的误码率时所需的信噪比降低。

此处定义的干扰容限包括了接收机的噪声功率在内，是相对于接收到的有用信号功率值的干扰和噪声的总强度。

**(3) M 元扩频系统的干扰容限**

将 $K$ 比特输入信息看作一个符号，采用 $M = 2^K$ 个相互正交的 PN 码对应与 M 种不同的符号分别进行直接序列扩频。M 元扩频也可以看作是一种随机码编码方法的一个特例。

与常规的 DS 扩频 BPSK 调制系统相比，在输入信息比特率相同、输出的扩频码片速率相同的情况下，M 扩频的扩频倍数可提高 $K$ 倍，那么解扩所得信噪比增益也就提高 $K$ 倍。当然 $K$ 比特的符号的判决与 1 比特符号的判决相比，达到同样的误码率所需的符号信噪比更高一些；因此虽然解扩处理增益提高了 $K$ 倍，并不能使系统的干扰容限也提高 $K$ 倍，但确实有一定的提高。

**M 元扩频与常规 DS 扩频本质上不同的一点是**

**随着 M 值和扩频倍数的增大其误码特性越来越好，原理上无误码传输所需**

**$E_b/N_0$ 值可逼近香农极限-1.6dB，不过需要 M 和 $L_c$ 的值趋于无穷大；而常规 DS 扩频无论扩频倍数 $L_c$ 怎么增大，达到同样误码率所需的 $E_b/N_0$ 值都保持不变，而不随 $L_c$ 的增大而减小。**

### 9.2.4 DS 扩频通信信号中窄带干扰的消除

解扩过程会使分散在整个信号频带有用信号功率集中到基带信号带宽内，而使干扰功率分散到整个信号频带。因此，如果在解扩之前先用窄带陷波器消除窄带强干扰，就可以使系统的干扰容限大幅度提高。

消除窄带干扰的四种有效方法：

**(1)自适应横向滤波器**

由于有用信号的频谱近似为白噪声，而窄带强干扰的频谱有明显的峰，可以用一个全极点滤波器近似表示。因此采用一个自适应 FIR 滤波器可以使谱白化，消除窄带干扰的影响。但是，这个自适应滤波器会引起有用信号波形失真，使解扩过程产生信噪比损耗，因此总的效果不佳。

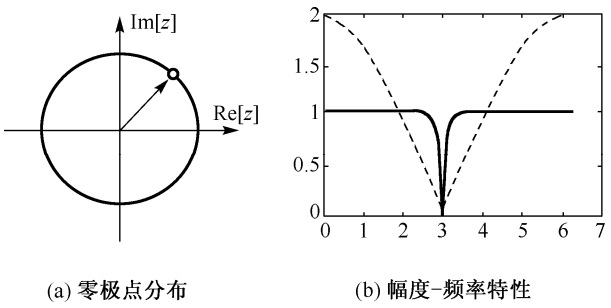
**(2) 非线性自适应滤波器**

上述自适应滤波抑制窄带干扰效果不好的原因，可以解释为 DS 扩频信号的分布并不是高斯随机过程，因此基于 LMS 算法的自适应 FIR 滤波器系数不是最佳估计，采用卡尔曼滤波估计其系数，就可以改善其滤波效果。不过这种方法也不能从本质上改善处理效果。

**(3) 自适应陷波器**

自适应陷波器是一种零极点成对出现的自适应 IIR 滤波器，其频率响应值仅在某几个频点附近下陷，其余频率上几乎等于 1。

由于每个零点对应有一个离它很近的极点，并且处在同一条半径上，因此可在该频点附近形成一个很深的零陷，能非常有效地挖去该处的强干扰；对于远离该频点的信号分量其放大倍




(a) 零极点分布　　(b) 幅度-频率特性

图 9.2-4　陷波器的零极点分布和频率响应

数近似等于 1，相移近似等于零。采用这种自适应陷波器不仅能有效消除或减小窄带干扰，又能很好地保护有用信号，可大幅度提高系统的干扰容限。陷波器的总带宽应小于扩频信号总带宽的 1/10。

**(4) 基于频域的窄带干扰抑制**

采用短时傅立叶变换将接收信号变为时频二维信号，并在变换域捡出窄带干扰，并将它限幅或置零，然后再变回时域或直接在频域进行解扩解调处理，可使系统的干扰容限大幅度提高。这种方法的关键是短时付立业变换中窗函数的选取；应该选用旁瓣泄漏非常小的窗函数，例如贝克曼窗，才能获得良好的效果，否则因窗函数的截取而使那些很强的窄带干扰经旁瓣泄漏到其它频点处。

### 9.2.5 DS 扩频通信的应用

**(1)用于对抗人为干扰：**

系统的干扰容限与扩频码长、编码方法、调制/解调方法都有关，增加码长虽然可提高干扰容限，但是带宽也相应地变宽。采用编码方法提高干扰容限可以付出较低的带宽代价。采用 M-元扩频可以在带宽不变的条件下有效地提高干扰容限，而且比常规 DS 扩频信号具有更低的截获概率和更强的保密性。

**(2)码分复用(CDM)：**

在某些特殊场合下，可以采用码分复用技术进行点对点的多路信息传输，即某一个站点同时用不同的 PN 码在同一频带内发送多路不同的信息，接收站点分别接收检测各路信息。

**(2) 码分多址(CDMA)：**

多个用户每个各用一个独特的 PN 码以 DS 扩频方式发同时在同一频带内送信息；这些用户的特征 PN 码都是相互正交的，或近似地相互正交的，因此接收机都可以将各个用户的发送信息分别捡测出来。

# 9.3 跳频通信系统

## 9.3.1 跳频系统的结构原理

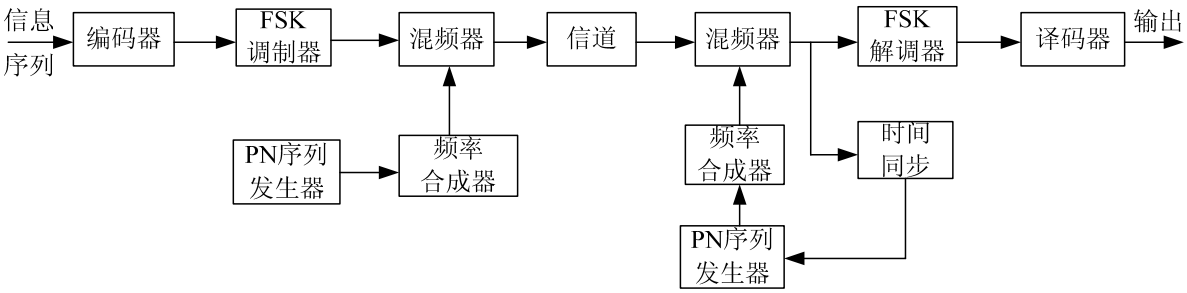



图 9-3-1 FH 扩频系统框图

信道频带被划分成许多频率间隙，即频隙；发送端按照 PN 码发生器的输出序列所决定的跳频图案，跳变地选择一个或多个频隙发射经过编码和载波调制的信号；接收端则采用相同的同步跳频图案所提供的参考频率进行正交下变频，使载波调制的带通信号变为零中频信号，或恢复等效低通复信号，并实现解调译码。

- **快速跳频和慢速跳频：**

**快速跳频**--每个信息传输间隔 *Tc* 内载波频率按照跳频图案跳变多次的；

**慢速跳频**--载波频率只在每个信息传输间隔 *Tc* 内，甚至在多个信息传输间隔内跳变一次。

- **跳频信号的调制方式：**

由于信号在多个频隙中跳变，接收端很难实现载波相位同步，因此通常不用 PSK 调制方式，而常采用基于非相干解调的 FSK 调制等调制方式。

- **频谱扩展与处理增益：**

频谱扩展决定于跳频码片速率 $1/T$ 和互不重叠的频隙数 $N$，信道带宽为 $W=N/T$。这是因为长度为 $T$ 的矩形窗，其频率响应为主瓣带宽等于 $2/T$ 的 *Sinc* 函数，$N$ 个这样的 *Sinc* 函数，如果其中心频率以 $1/T$ 为间隔排列，那么它们是相互正交的。

**处理增益为 $W/R$，这里 $R$(bps)为信息符号速率。 $N/T$ 越大，即总带宽越大，**

**则每个比特发送的码片数越多，信息传输的比特差错率越小，抗干扰能力越强；因此在传输信息速率固定不变的情况下，减小 *T* 可提高处理增益。在差错率要求不变的情况下，*N*/*T* 越大，可传输的信息速率越高。**

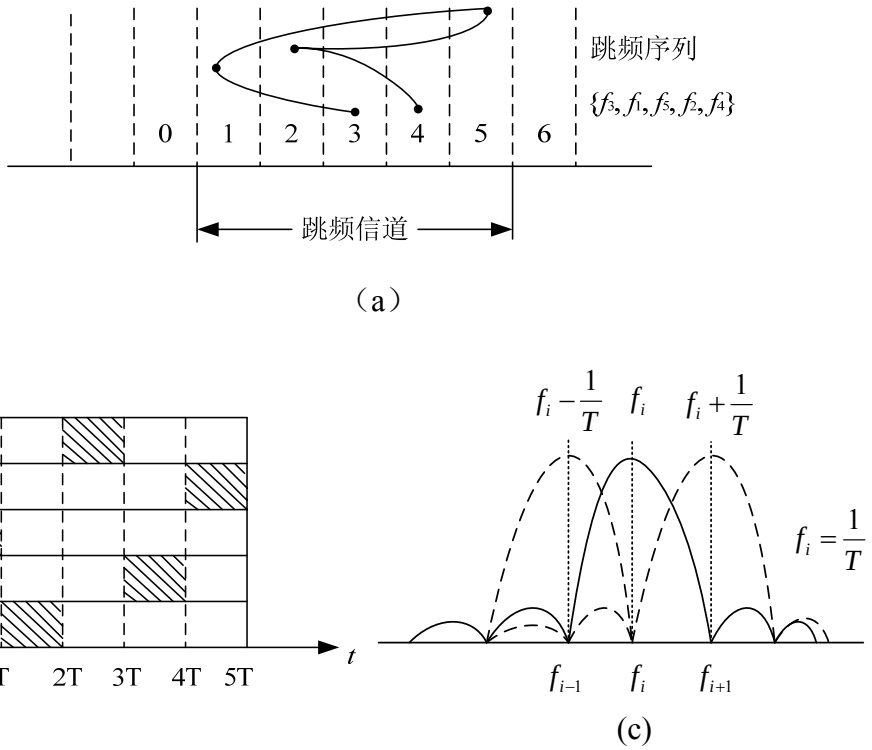



图 9-3-2 跳频时频矩阵图

### 9.3.2 跳频系统的特点

跳频系统的核心是跳频器，它决定于伪码发生器和频率合成器的结构和技术指标，它要求频率合成器输出的频谱要纯，转换速率尽可能高，达到稳定所需的时间尽量短。

跳频和解跳的实现，一般都是基于频率合成技术；

由于直接频率合成(DDS)直接产生的本地振荡频率最高只能到几百 MHz，而且相位噪声较大，因此要使载波频率能在较高的射频频率范围中跳变，并且具有较小的相位噪声，必须借助锁相环和压控振荡器(VCO)进行频率合成；但是这种频率合成器专用芯片的频率转换稳定时间较长，一般需要上百微秒，因此用它很难实现高速跳频，一般最高只能达到每秒几千跳。

- **高速跳频、解跳的实现**

更高速率的跳频及其解跳，可以基于高速 A/D 和 D/A，采用 FPGA 芯片中进行基带信号处理实现；在 FPGA 中进行并行信号处理，可以合成几百 MHz、甚至 2GHz 的正弦波，可直接产生很宽频率范围的跳频调制基带信号，然后通过高速 D/A 变换器变为模拟信号，再采用正交调制器专用射频芯片，将跳频信号搬移到更高的中心频率后再发射。接收端同样可以采用高速 A/D，直接将很宽频率范围的跳频信号采样，送到 FPGA 中进行包括高速解跳在内的数字信号处理，实现解跳和解调译码。这样就可以实现很高速率的跳频通信系统。

- **跳频系统的关键环节--同步单元**

要使接收机中的跳频图案与发射机中的跳频图案完全同步，才能通过混频器实现解跳。**同步建立过程包括：同步捕获、粗同步、细同步。**

当扩频处理增益、信道带宽和传输的信息速率都相同的情况下，跳频系统比直扩系统的同步精度要求可以低得多。这是因为该跳频系统的码片速率 $1/T=W/N$ 比相应的直扩系统的码片速率 $R_c = W/\eta$ 低得多，这里 $\eta$ 为码片成形滤波器的频带效率。

- **跳频系统的主要特点：**

**①与 DS 扩频相比，FH 更容易实现很高的处理增益和扩展到很宽的频带。**

**②以躲避方式提高抗干扰性能，容易避开瞄准式干扰；**

**③几乎没有远近效应，可在非常临近的强电台干扰下进行通信；**

**④具有多址能力和高的频带利用效率；**

**⑤易与其它扩频方式或调制方式相结合，构成混合式系统；**

**⑥易与已有通信体制兼容，因为其信息调制方式灵活；**

**⑦具有频率分集作用。**

### 9.3.3 跳频与编码相结合

- **编码器与跳频器相级联：**

编码/译码过程嵌套在跳频/解跳之外，无论采用软判决还是硬判决，都可获得编码增益。

- **编码器与跳频器相融合：**

例如采用非二进制编码与 *M*-FSK 相结合，进行快速跳频，可获得附加的性能改善。

### 9.3.4 基于 FH 扩频信号的 CDMA 系统

采用跳频构成的 CDMA 系统有以下特点：

- 同步要求比基于 DS 的 CDMA 系统的低；
- 容易达到很宽的频率范围，比基于 DS 的 CDMA 系统容易获得更高的处理增益；
- 远近效应不像基于 DS 的 CDMA 系统那样明显。

## 9.4 其它扩频方式

#### (1) 跳时扩频方式

将时间间隔 $T$ 划分为 $N$ 个时隙，则其码片速率为 $N/T$ (b/s)，若要传输速率为 $R$ (b/s)的信息，可以采用编码方法将它的信息速率提高 $r$ 倍，即达到 $MR$(b/s)。发射机在每个时间间隔中，采用 PN 码选择一个时隙发送 $rRT/N$ 比特信息。由于它在每个时间间隔中只有 $1/N$ 的时间发送信息，$(N\text{-}1)/N$ 的时间休止，因此可以在时域躲避大部分宽带干扰。接收端采用同样的 PN 码同步地选择时隙，实现解跳恢复信号，进行解调译码。

这种扩频方法可以有效对抗宽带尖脉冲干扰，对于窄带强干扰，如果在解扩之前进行自适应窄带干扰抑制也可获得很高的干扰容限。

#### (2) 混合扩频方式

跳频和直扩相结合是最简单方便的扩频方式；跳频信号的每一跳中都发送以 DS 扩频方式所产生的信号，便可以将 FH 和 DS 扩频两种扩频方式的优势结合起来了；不仅容易实现超宽频带的快速跳频，实现极低功率谱密度的通信，而且使同步捕获和跟踪变得更加方便。其中的 DS 扩频可以采用 M 元扩频方式，也可以采用常规 DS 扩频方式；调制方式也可以采用 PSK 调制方式，结合相干

解调。

DS 扩频和 TH 扩频方式相结合，可以实现无载波调制的超宽带室内宽带通信，并且容易结合 RAKE 接收机以便充分利用丰富的多径信号功率，以便能以极低功率谱密度发射信号，重叠在其它无线系统信号的频谱之上进行通信；既可实现近距离的高速率信息传输，也可以结合载波调制实现远距离的低速隐蔽通信。

## 9.5 扩频通信系统的同步

同步接收两个步骤：

①同步捕获：调整本地 PN 码的时相，使之与接收信号中隐含 PN 码的相位差小于半个码片宽度，同时使本地振荡器的频率调整到与接收信号中隐含载波频率相近，以便实现扩频信号能同步接收；

②同步跟踪：在捕获到扩频信号后精确调整同步时钟和频率，并锁定同步跟踪环路，以便稳定地进行正确的解扩、解调和信息检测。

### 9.5.1 DS 扩频通信系统的同步

**(1) 同步捕获**

DS 扩频信号同步捕获的主要困难是：实现同步相关解扩和正确估计并消除载波频偏两个问题纠缠在一起；使同步捕获通常都需要在时频二维空间中进行搜索才能实现。

对于像 GPS 定位中 P 码那样的扩频信号的同步捕获，由于它在不同时刻所用的 PN 码是从一个非常长的伪随机序列中不同位置截取一段得到的，其时间不确定性的搜索范围可能很大；而扩频倍数又很高，其最大频偏可能比符号速率还大许多倍，因而频率维的搜索范围也很大。对这种扩频信号进行同步捕获的计算复杂度很高。

DS 扩频信号的同步捕获有多种方法，例如串行搜索法、并行搜索法、基于 FFT 的快速相关法等。我们这里重点介绍一种通用性很强而实现复杂度较低的捕

获方法，称为基于部分相关和 FFT 的二维搜索法。

**(2) 基于部分相关和 FFT 的二维搜索同步捕获法**

部分相关 FFT 同步捕获法的原理框图如图 9-5-1 所示。考虑到最大频偏可能比符号速率还高得多，因此不能用整个符号长度($L_c$ 个码片)的 PN 码直接对接收信号进行滑动互相关运算，否则就可能使解扩处理起不到提高信噪比的作用；而必须将此 PN 码分成 N 段分别进行滑动相关，因此称为部分相关。

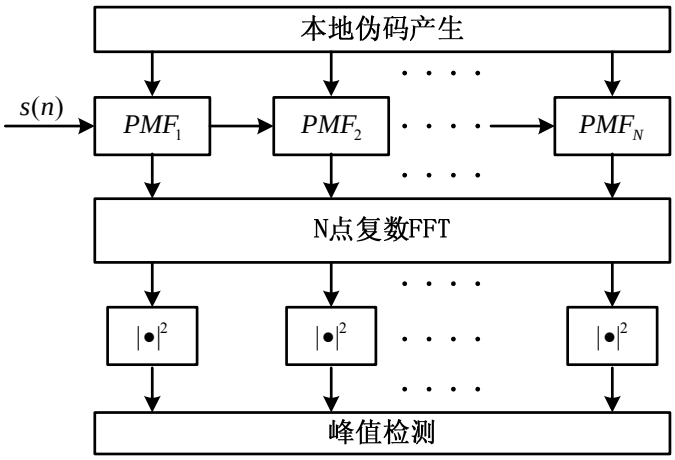



图 9-5-1 部分相关 FFT 同步捕获法

设接收信号是一个采样速率为 3(样点/码片) 的零中频信号样点序列 $\{\mathbf{r}_0(n)\}$；为了将它与本地 PN 进行滑动互相关运算，将每个符号的 PN 码在相邻两个码片值之间插入两个零值样点，然后分成 N 段：$\{p_0(n)\}$，$\{p_1(n)\}$,…，$\{p_{N-1}(n)\}$，于是滑动相关在每一样点时刻 $n$ 得到 N 个相关量为：

$$\mathbf{R}_i(n)=\sum_{k=1}^{3L_c/N}\mathbf{r}_0(n+k+3iL_c/N)p_i(k) \qquad \begin{matrix} i=0,1,2,\ldots,N-1 \\ n=0,1,2,\ldots\ldots \end{matrix} \qquad (9\text{-}5\text{-}1)$$

这种滑动相关运算每一时刻输出的相关量$\{\mathbf{R}_i(n)$，$i=0,1,2,\ldots,N-1\}$中，包含有零中频信号中频偏引起的相位累进，即 $\mathbf{R}_i(n)$ 中含有一个相位旋转因子 $e^{ji\Delta\varphi}$；因此不能将它们直接相加得到整个符号的相关量，而应该纠正这个相偏后再相加，即

$$\mathbf{R}(n)=\sum_{i=0}^{N}\mathbf{R}_i(n)e^{-ji\Delta\varphi} \qquad n=0,1,2,..... \tag{9-5-2a}$$

这个纠相偏后累加的运算可以采用 FFT 实现；这只要在{ $\mathbf{R}_i(n)$，$i=0,1,2,...,N-1$ }之后添加 3N 个零，然后进行 4N 点 FFT 计算，即

$$\mathbf{R}(n,k)=\sum_{i=0}^{N-1}\mathbf{R}_i(n)e^{-j2\pi ik/(4N)} \tag{9-5-2b}$$

$$k=0,1,2,...,4N-1;n=0,1,2,.....$$

这里用 $2\pi k/(4N)$ 代替 $\Delta\varphi$，本质上是对 $\Delta\varphi$ 进行各种可能的猜测；也就是将{ $\mathbf{R}_i(n)$，$i=0,1,2,...,N-1$ }看作是一个存在频偏的序列，其频偏大小为每个样点推进 $\Delta\varphi$ 的相位；由于 $\Delta\varphi$ 的值未知，所以令 $\Delta\varphi=2\pi k/(4N)$，$k=0,1,2,...,4N-1$。

这样，每一时刻得到一组相关量{ $\mathbf{R}(n,k)$，$k=0,1,2,...,4N-1$ }，反映了各种可能的频偏条件下的解扩相关值；$|\mathbf{R}(n,k)|$ 取得最大值的时刻 $\hat{n}$ 和频偏 $2\pi\hat{k}/(4N)$，就是同步点的正确估计，即

$$(\hat{n},\hat{k})=\underset{\substack{n=0,1,2,...\\k=0,1,2,...}}{Arg\max}\ |\mathbf{R}(n,k)| \tag{9-5-3}$$

部分相关 FFT 同步捕获法很适于采用 FPGA 实现，对于相对频偏很大、码相位时间模糊度很高、扩频倍数很高的情况都适用。

**(3) 同步跟踪**

**同步跟踪包括两个方面，一个是 PN 码的时间同步跟踪，另一个是载波频率和相位的跟踪；都应该采用反馈控制环路实现，前者采用延迟锁定环，后者采用锁频环、锁相环。**PN 码跟踪锁时环的结构框图如图 9-5-2 所示。

**对于扩频增益较高、信息速率较低的系统，一般都必须将锁频环与锁相环级联起来运用。因此应该先采用锁频环使频偏范围减小，再通过锁相环实现载波瞬时相位的精确跟踪；因为锁相环往往只能允许最大频偏不超过 1/5，甚至 1/10 以下。**

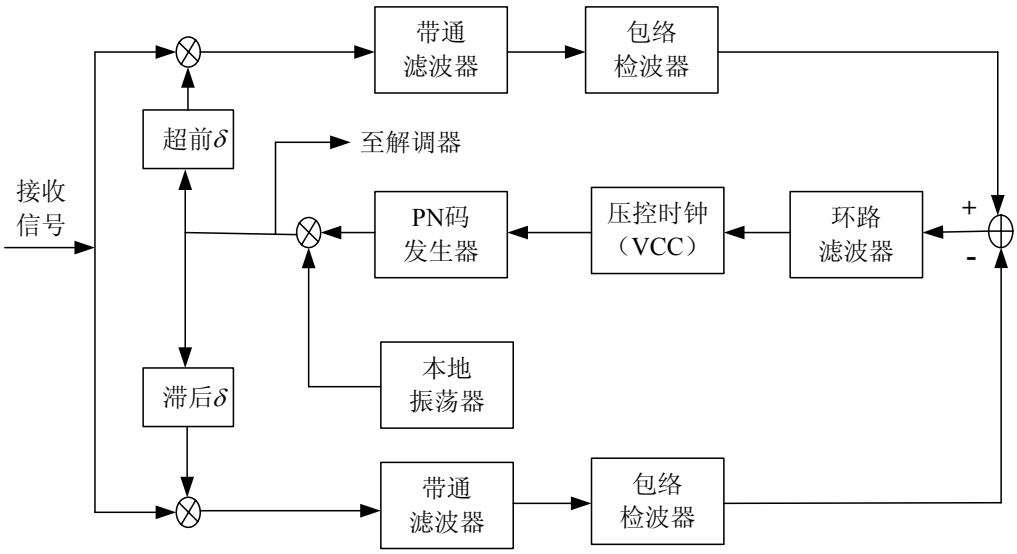



图 9-5-2 PN 码跟踪锁时环

### 9.5.2 跳频通信系统的同步

**(1) 同步捕获**

跳频信号的同步捕获的特点是，要在很宽的频率范围、很大的时间不确定性范围中找到同步的跳频图案；跳频随机码往往是一个周期以年计算的长码，接收机在进行同步捕获时跳频码进行到哪一时相，只能靠接收端的时钟来猜测；即使采用高稳时钟守时，如果较长时间没有开机与标准时校对，就可能产生秒数量级的时间模糊度。采用 GPS 授时可以减小时间模糊度，也就可以减小同步搜索的时间范围，降低同步捕获单元的实现复杂度。

**跳频信号同步捕获主要有两种方法：**

**1）并行处理方法**，如图 9-5-3 所示。跳频信号的解跳本来应该是估计每一时段信号中隐含的载波频率，然后产生与此相同频率的本地震荡作为参考信号进行正交下变频和包络检测。等价地，可以采用带通滤波器组和包络检测器检测接收信号，并按照跳频图案延迟相加，如果接收信号与预定的跳频图案相符，其输出值将超过门限，即同步捕获成功。

这种并行搜索法需要针对每个跳频频点设置一个带通滤波器来提取信号，可采用基于 FFT 的滤波器组实时实现。

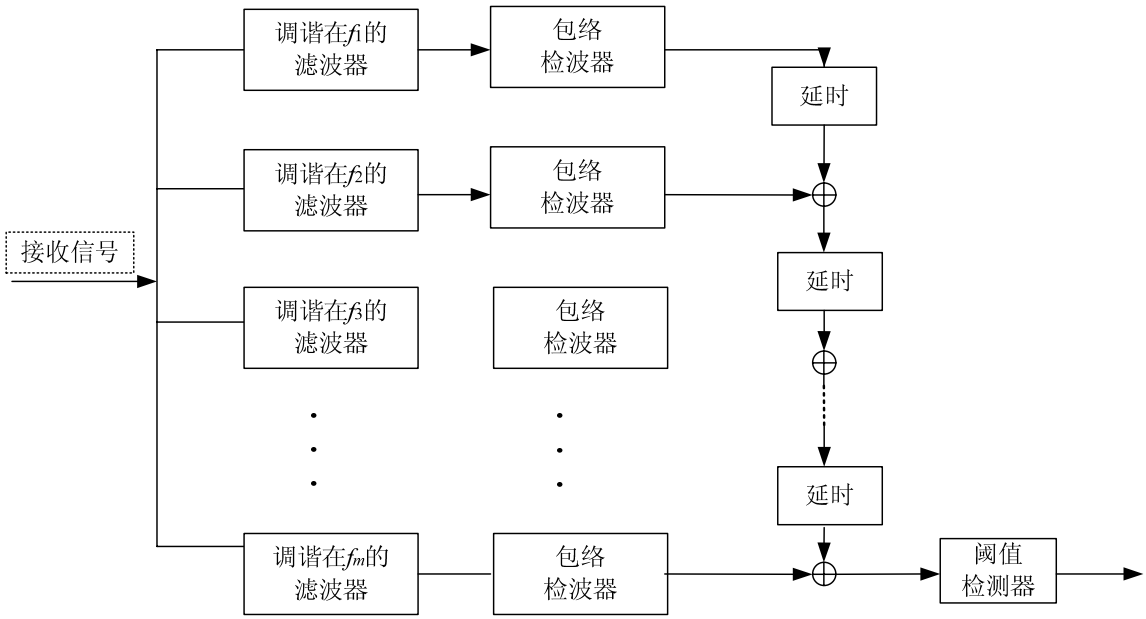



图 9-5-3 FH 信号同步捕获的并行搜索法

**2）第二种同步捕获方法为序贯搜索法**，如图 9-5-4 所示。它是一种串行顺序搜索方法，原方法是基于电路实时实现的。目前都是以数字信号处理方式实现，可以像前面那样采集和存储一段接收信号数据进行串行搜索。与并行搜索法相比，它可以消耗较少的硬件资源，但需在更长的时间中完成同步捕获；捕获成功后再跳到所估计出的当前跳频图案进行同步跟踪。

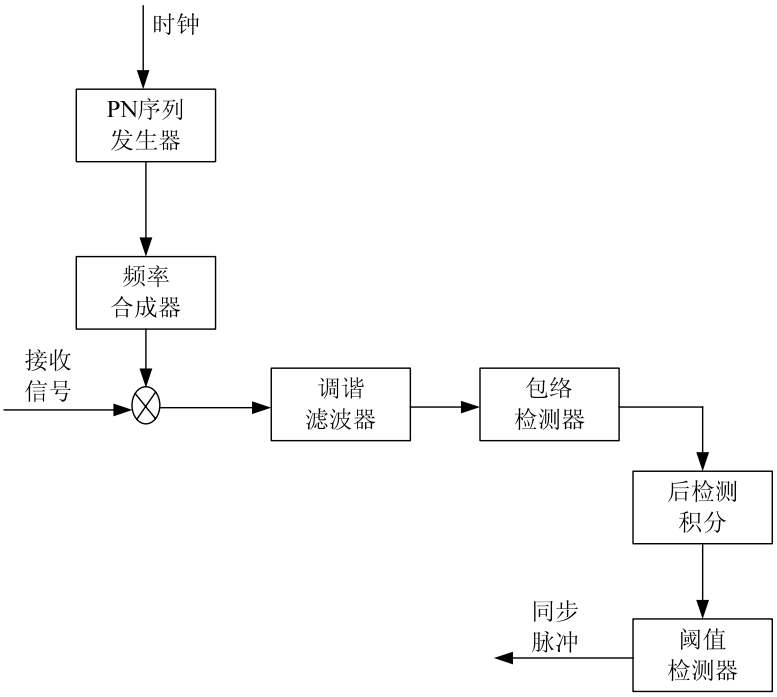



图 9-5-4 跳频信号同步捕获的序贯搜索法

### (2) FH 信号的同步跟踪

初始捕获解决码片同步的基础上，进行同步微调跟踪；其框图如图 9-5-5 所示。采用反馈控制方式进行同步跟踪，可以防止接收信号中随机地出现的强干扰破坏同步的稳定性，环路中的低通滤波器就可以起到平滑某些偶然因素的影响，改善系统的顽健性。

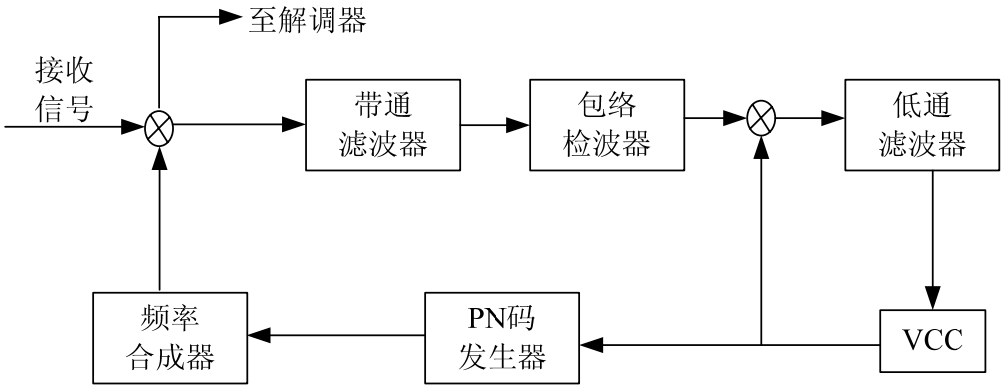



图 9-5-7 FH 信号的跟踪环

# 第 9 章 习 题

9-1 设一个基于 BPSK 调制的 DS 扩频通信系统的处理增益为 53dB，如果期望的比特误码率为 $10^{-4}$，试求该系统的干扰容限。

9-2 既然 DS 扩频系统对于宽带白噪声或窄带干扰都具有相同的处理增益，为什么它对于窄带干扰可以获得更大的干扰容限？如何提高其窄带干扰容限？

9-3 设某个基于二进制 FSK 调制的 FH 通信系统，采用长度为 $L$=1023 的 $m$ 序列作为跳频 PN 码，每跳从 $L$ 个非重叠频带中选择一个，信息比特率为 100bps，跳频速率为每秒 1 次，解调器采用非相干检测，试求：

a) 该信道的跳频带宽；

b) 处理增益。

9-4 为什么 FH 扩频通信系统不宜采用 PSK 调制方式？如果 FH 与 DS 扩频结合构成高增益扩频通信系统，可以采用 BPSK 调制吗？如何构成？

9-5 一扩频系统信息速率为 16Kbps，要求系统具有 50dB 的处理增益。请问：（1）如果用 DS 方式实现，码片速率为多少？如果采用 BSPK 调制，所需通带信号带宽至少为多少？（2）如果采用 DS/FH 混合扩频，DS 此阿勇码长为 1023 的 m 序列，则要满足系统增益要求，FH 方式要提供多少增益？如果 FH 增益与跳频数等价，则需要多少跳频点？（3）比较（1）、（2）两种实现方式，那种更容易实现？为什么？