

# 时域处理模式扩频系统\*

何世平

(电子工程学院电子研究所 合肥 230037)

**摘要** 本文介绍了表面声波 (SAW) 存储相关器的结构和工作原理; 提出了 SAW 存储相关器时域处理模式扩频系统; 分析了系统的误码率和抗干扰性能; 并进行了实验. 理论分析和实验结果基本一致.

**关键词** 时域处理, 扩频系统, 存储相关器

## 1 引言

扩频通信系统由于其有优越的抗干扰能力而成为在恶劣传输条件下传递信息的重要通信制式. 对于直接扩频信号, 我们可根据伪随机码序列的相关特性, 利用 SAW 存储相关器进行相关运算, 实现中频上对所要信号的解扩. SAW 存储相关器在中频上解扩的模式分两类: 第一类是空域处理模式. 它是将本地参考信号预先存储在 SAW 存储相关器的存储单元中. 一旦接收到扩频信号就可以解扩. 该模式是等待式的同步, 同步系统非常简单. 第二类是时域处理模式. 该模式扩频系统的同步电路较复杂, 但它的时带积很大, 可以处理码长为 1023 位的扩频信号, 处理增益可提高 30dB 以上. 时带积可达到  $10^6$ . 本文从发展大时带积扩频通信系统的需要出发, 针对器件的时域处理原理, 提出时域处理扩频通信系统. 作者根据 SAW 存储相关器的工作特点, 分析了人为干扰和器件读写擦过程造成的误码情况对系统性能的影响, 导出了误码率的公式, 并用实验验证了理论分析.

## 2 器件原理

SAW 存储相关器的结构如图 1 所示. SAW 相关器制备在压电半导体 ZnO 薄膜上, 二极管阵列制备在  $n$ -Si 上. 器件的中心频率为 76MHz, 带宽为 7MHz, 相互作用时间为  $5.2\mu s$ , 相关效率为  $-62\text{dB}$ , 存储时间长于  $1s$ .<sup>[1]</sup>

SAW 存储相关器工作过程分写入和读出两个过程<sup>[2]</sup>.

信号的写入过程如图 2 所示. 参考信号  $V_A(t)\exp(j\omega t)$  从叉指换能器输入, 经过声延时后作用到位于 Z 点的二极管上; 写入信号  $V_W(t)\exp(j\omega t)$  作用在板极上, 在这两个信号电压共同作用下, 二极管势垒电容的充电电流为

$$J(z, t) = f_1\{V_A(t - z/v)\exp[j(\omega t - kz)], V_W(t)\exp(j\omega t)\}. \quad (1)$$

根据少子连续方程和高斯定理, 得出存储在二极管阵列中的电荷  $Q_t$  为

1993-09-13 收到, 1994-02-22 定稿

\* 国家博士后科学基金资助项目

何世平 男, 1957 年生, 博士, 教授, 现从事信号处理、通信的教学和研究工作。

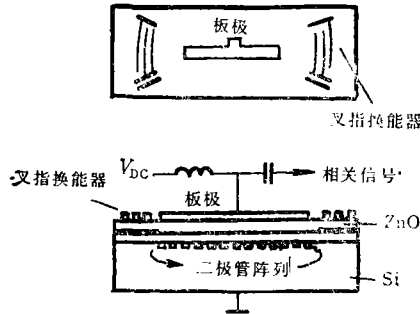


图 1 器件结构图

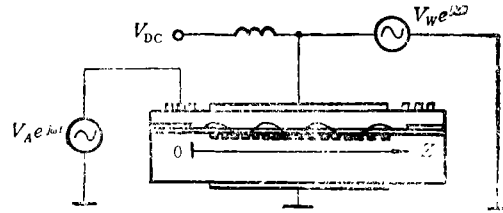


图 2 写入过程

$$Q_s = Q_0 + K_1 \exp(-ikz) \int_0^z V_A(t' - \tau) V_W(t') d\tau, \quad (2)$$

式中  $K_1 = \partial^2 f_1 / (\partial V_A \partial V_W)$ ,  $Q_0$  表示直流分量形成的存储电荷,  $k$  为波矢,  $z$  为沿声波传播方向的坐标位置.  $\tau = z/v$ ,  $v$  为表面声波的相速.

读出过程如图 3 所示. 当叉指换能器加读信号  $V_R(t)e^{j\omega t}$  时, 流出二极管的电流应是读信号和存储电荷的函数, 表示为

$$I(z, t) = f_2 \{ V_R(t - z/v) \exp[j(\omega t - kz)], Q_s(z) \}, \quad (3)$$

板极输出信号是读信号和存储信号的相关峰.

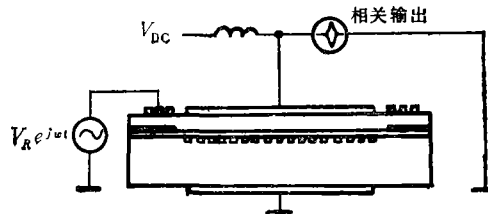


图 3 读出过程

通过理论分析可得

$$V_{out} = K_2 \int_{-\infty}^{\infty} V_R(\tau) V_s(t - \tau) d\tau, \quad (4)$$

$$K_2 = \gamma v R_i \exp(j\omega t) [\partial^2 f_2 / (\partial V_R \partial V_s)], \quad (5)$$

式中  $\gamma$  为表面声波传播衰减常数,  $R_i$  是叉指换能器的内阻,  $V_s(t)$  是存储信号的电势.

### 3 系统模型

SAW 存储相关器用于时域处理扩频系统时, 写信号是接收到的扩频信号  $X_c(t)$ , 参考信号与扩频信号经时域积分后, 以相关峰形式存入二极管阵列, 然后用窄脉冲  $\delta(t)$  将相关峰读出. 由于二极管阵列存储时间长达几百毫秒至几秒, 而时域积分限取决于二极管阵列的存储时间, 因此可处理码长达毫秒量级的扩频信号<sup>[3]</sup>.

接收到的扩频信号从板极输入, 参考信号从叉指换能器输入, 写入器件的存储信号为

$$Q_2 = \exp(jkz) \int_0^T X_r(t - z/v) X_c(t - T_L) dt = c(z/v) \exp(jkz), \quad (6)$$

式中  $T_L$  为互作用区时延,  $T$  为扩频信号的周期,  $c(z/v)$  为参考信号与扩频信号的相关函

数。

每隔周期  $T$  读一次相关峰, 窄脉冲从叉指换能器输入, 板极输出的信号为

$$R(z) = \exp(j\omega t) \int_0^L c\left(\frac{z}{v}\right) \delta\left(t - \frac{z}{v}\right) dz = Ac(t), \quad (7)$$

式中  $A$  为读出系数, 由于相关峰的信息仅存储在小范围内的二极管中, 读脉冲必须很窄才能精确地读出相关峰<sup>[4]</sup>。

时域处理扩频系统的原理图如图 4 所示。图中 SAW 存储相关器用来解扩, 一旦参考信号与发射的扩频信号获得同步, 积分间隔就可以锁定在信息速率上。信息可以通过检测相关峰获得。同步调整是通过观察峰相关峰的位置。

设进入 SAW 存储相关器的接收信号为 BPSK 信号, 即

$$X_e(t) = \sqrt{2P_e} d(t) C_i(t) \cos \omega_0 t + j(t) + n_e(t), \quad (8)$$

式中  $P_e$  为信号的发射功率,  $d(t)$  为信息数据序列, 取值  $\pm 1$ ,  $n_e(t)$  为加性高斯噪声, 双边功率谱密度为  $N/2$ ,  $C_i(t)$  为 PN 码,  $j(t)$  为系统的人为干扰,  $C_i(t)$  和  $j(t)$  分别表示为

$$C_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n f_T(t - nT_c), \quad (9)$$

$$j(t) = \sqrt{2P_j} A(t) \cos(\omega_0 t + \theta). \quad (10)$$

这里  $C_n = \pm 1$ ;  $f(t)$  为宽度, 是  $T$  的门函数;  $T_c$  为码元宽度;  $\theta$  为独立的均匀分布的随机变量。

进入 SAW 存储相关器的参考信号是接收信号的逆码序列, 表示为

$$X_r(t) = \sqrt{2P_r} C_i(T - t) \cos \omega_0(T - t) + n_r(T - t), \quad (11)$$

其中  $P_r(t)$  为参考信号的功率,  $n_r(t)$  为参考信号中的噪声。

显然  $X_r(t)$  恰是匹配于  $X_e(t)$  的匹配滤波器的脉冲响应, 则写入 SAW 存储相关器的存储信号为

$$Q = \int_0^T X_e(t - T_L) X_r(T - T_L - t) dt. \quad (12)$$

周期地读出器件中的相关峰, 并对匹配滤波后的相关峰提取载波进行相干解调, 恢复传送的信息数据信号。

#### 4 性能分析

设码位为  $M$  的扩频码序列为  $\{C_i\}_M = \{C_0, C_1, \dots, C_M\}$ , 且参考信号码序列为扩频码序列的逆序列, 则器件输出的相关峰高为  $M$ , 其余为  $-1$ 。在时域处理扩频系统中, 每读一次相关信号就擦除一次存储信号。读擦过程所需时间为  $T_r$ , 这相当于接收信号与参考信号相关后至少损失  $T_r/T_c$  比特信息, 致使 SAW 存储相关器的输出相关峰下降。由于  $T_c$  很长而  $T_r$  很短, 损失  $T_r/T_c$  比特的信息对系统性能的影响是很小的。

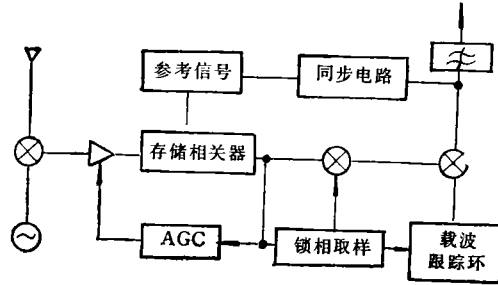


图 4 系统模型

在时刻  $t$ , 输入 SAW 存储相关器的扩频码序列  $\{C_i\}_N = \{C_i\}_M - \{C_i\}_L$ , 其中  $\{C_i\}_L$  为读擦过程损失的码序列, 此时损失的信息为  $T_r/T_c$  比特。相应的扩频信号为

$$X_c(t - T_L) = \sqrt{2P_c} d_n(t - T_L) (\{C_i\}_M - \{C_i\}_L) \cos \omega_0 t (t - T_L) + j(t - T_L) + n_c(t - T_L). \quad (13)$$

输入 SAW 存储相关器中参考信号为

$$X_r(T - t) = \sqrt{2P_r} (\{\bar{C}_i\}_M - \{\bar{C}_i\}_L) \cos \omega_0 (T - t) + n_r(T - t). \quad (14)$$

写入二极管阵列中存储信号为

$$R(T) = \int_0^T X_c(t - T_L) X_r(T - T_L - t) dt \\ = R_{X_c'X_r'}(T) + R_{jX_r}(T) + R_{n_cX_r}(T) + R_{n_rX_c}(T), \quad (15)$$

存储的相关峰值为

$$R_{X_c'X_r'}(T) = 2\sqrt{P_c P_r} \int_0^T d_n(t - T_L) (\{C_i\}_M - \{C_i\}_L) (\{\bar{C}_i\}_M - \{\bar{C}_i\}_L) \\ \times \cos \omega_0 (t - T_L) \cdot \cos \omega_0 (T - T_L - t) dt \\ = 2\sqrt{P_c P_r} \int_0^T d_n(t - T_L) (\{C_i\}_M \{\bar{C}_i\}_M - \{C_i\}_M \{\bar{C}_i\}_L \\ - \{\bar{C}_i\}_M \{C_i\}_L + \{C_i\}_L \{\bar{C}_i\}_L) \times \frac{1}{2} [\cos(2t - T) \\ + \cos(T - 2T_L)] dt. \quad (16)$$

经过滤波后得

$$R_{X_c'X_r'}(T) = \sqrt{P_c P_r} \cos \omega_0 (T - 2T_L) \int_0^T d_n(t - T_L) (\{C_i\}_M \{\bar{C}_i\}_M - \{C_i\}_M \{C_i\}_L \\ - \{\bar{C}_i\}_M \{C_i\}_L + \{C_i\}_L \{\bar{C}_i\}_L) dt \\ = \sqrt{P_c P_r} \cos \omega_0 (T - 2T_L) (R_{M\bar{M}} - R_{M\bar{L}} - R_{\bar{M}L} + R_{L\bar{L}}) d_n, \quad (17)$$

式中  $d_n$  表示在  $T$  周期内信息比特的取值 (+1 或 -1),  $R_{M\bar{M}}$  表示整相关函数,  $R_{M\bar{L}}, R_{\bar{M}L}, R_{L\bar{L}}$  表示部分相关函数。可以证明, 在同步情况下,  $R_{M\bar{L}}, R_{\bar{M}L}, R_{L\bar{L}}$  三者相等, 即

$$R_{M\bar{L}} = R_{\bar{M}L} = R_{L\bar{L}} = L, \quad R_{M\bar{M}} = M, \quad (18)$$

这里  $L = T_r/T$ , 它表示扩频信号损失  $L$  个比特信息。经过整理后, (17) 式为

$$R_{X_c'X_r'}(T) = \sqrt{P_c P_r} \cos \omega_0 (T - 2T_L) (M - L) d_n. \quad (19)$$

(19) 式表明, 在同步情况下, 时域处理扩频系统输出的相关峰要下降  $L$  个比特。

在同步情况下, 用窄脉冲读出 SAW 存储相关器中相关信号。输入信号经检波, 抽样后, 可表示为

$$R_{X_c'X_r'} = \sqrt{P_c P_r} (T - T_r) d_n. \quad (20)$$

干扰信号与参考信号的相关函数经检波和抽样后得

$$R_{jX_r} = \frac{1}{2} \sqrt{P_r P_j} \cos \theta \frac{T - T_r}{M - L}. \quad (21)$$

接收信号中噪声与参考信号的相关为

$$R_{n_cX_r}(T) = \int_0^T n_c(t - T_L) [\sqrt{2P_r} (\{\bar{C}_i\}_M - \{\bar{C}_i\}_L) \cos \omega_0 (T - T_L - t) \\ + n_r(T - T_L - t)] dt, \quad (22)$$

参考信号中噪声与接收信号的相关为

$$R_{n_r, x_c}(T) = \int_0^T n_r(T - T_L - t) [\sqrt{2P_c} d(t - T_L) (\{C_i\}_M - \{C_i\}_L) \times \cos \omega_0(t - T_L) + j(t - T_L) + n_c(t - T_L)] dt, \quad (23)$$

设  $n_c(t)$  和  $n_r(t)$  互不相关, 它们的零均值功率谱密度分别为  $N_c/2$  和  $N_r/2$ , 则在输出端, 噪声干扰和信号相关输出的方差分别为

$$\begin{aligned} \text{Var}[R_{n_x}] &= \text{Var}[R_{n_c, x_r}] + \text{Var}[R_{n_r, x_c}] \\ &= \frac{P_r N_c}{4} (T - T_r) \left[ 1 + \frac{N_r P_c}{P_r} \left( 1 + \frac{P_i}{P_c} \pm 2 \sqrt{\frac{P_i}{P_c} \frac{\cos \theta}{M - L}} \right) \right]. \end{aligned} \quad (24)$$

通过数学处理, 系统的平均误码率为<sup>[5]</sup>

$$P_e = 1 - \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{1}{(1 - 1/\pi)X_1 + (1/\pi)\sqrt{X_1^2 + 2\pi} \sqrt{2\pi}} \frac{1}{e^{-\frac{X_1^2}{2}}} + \frac{1}{(1 - 1/\pi)X_2 + (1/\pi)\sqrt{X_2^2 + 2\pi} \sqrt{2\pi}} \frac{1}{e^{-\frac{X_2^2}{2}}} \right\} d\theta, \quad (25)$$

这里

$$X_1 = - \frac{2\sqrt{P_r P_c} (T - T_r) d_n + \sqrt{P_r P_i} \cos \theta [(T - T_r)/(M - L)]}{\sqrt{P_r N_c} (T - T_r) \{1 + (N_r P_c / P_r) [1 + P_i / P_c + (2P_i / P_c) \cos \theta / (M - L)]\}}, \quad (26)$$

$$X_2 = - \frac{2\sqrt{P_r P_c} (T - T_r) d_n - \sqrt{P_r P_i} \cos \theta [(T - T_r)/(M - L)]}{\sqrt{P_r N_c} (T - T_r) \{1 + (N_r P_c / P_r) [1 + P_i / P_c - (2P_i / P_c) \cos \theta / (M - L)]\}}. \quad (27)$$

(27)式表明系统的误码率主要取决于干扰信号功率, 参考信号和接收信号中的噪声功率, 以及 PN 码长等因素. 图 5, 图 6 分别为有噪声时, 短码系统和长码系统性能受干扰信号影响的比较, 由曲线可知, PN 码加长后, 时带积增大, 误码率恶化限向右移动, 改善了系统性能. 图 7 为参考信号中无噪声时, 系统性能受干扰信号的影响. 与图 6 比较可见, 有噪声时误码率随干扰信号增大, 性能恶化限向左移动, 无噪声时性能改善.

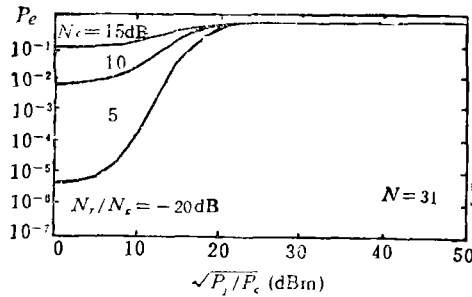


图 5 有噪声时短码系统的  $P_e$  随  $P_i$  的变化关系

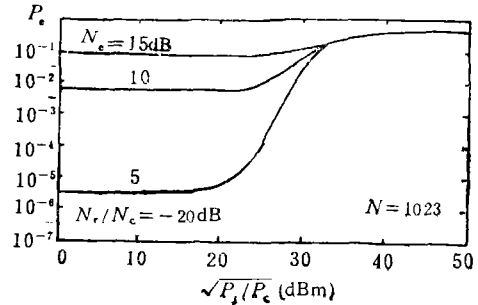


图 6 有噪声时长码系统的  $P_e$  随  $P_i$  的变化关系

图 8 是采用 SAW 存储相关器时域模式来解扩淹没在干扰和噪声中扩频信号的实验结果. 信号码长为 63 位, 载波中心频率为 76MHz, 读信号幅度 16V, 读出时间为 3μs, 系统的相关峰值为 57 位, 读擦过程使相关峰值损失了 6 位, 理论系统处理增益为 17.9dB, 损失 6 位后处理增益为 17.5dB, 这个实验结果与理论分析基本一致.

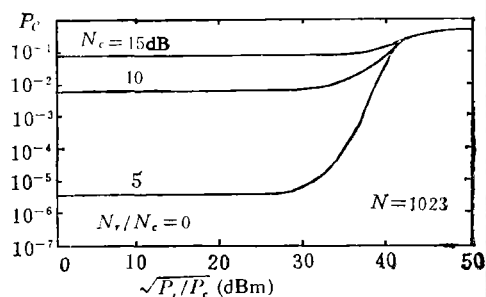
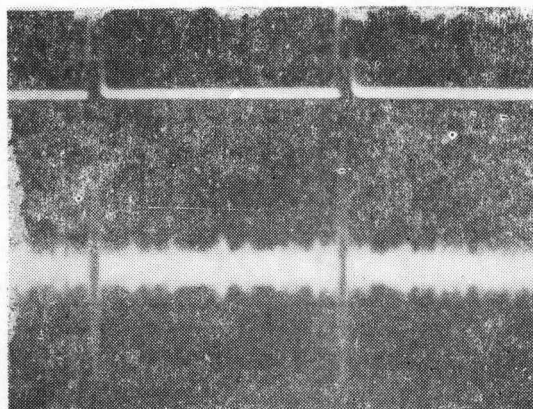
图 7 无噪声时扩频系统的  $P_e$  随  $P_i$  的变化关系

图 8 解扩相关峰输出

## 5 结论

存储相关器时域处理模式的积分时间取决于二极管阵列存储时间,因此时域处理扩频系统的时带积很大,系统的处理增益很高。由于写入的相关峰仅存储在部分二极管中,从而使系统动态范围受限。今后的研究方向主要是寻找复合码,使写入的相关峰存储在二极管阵列中,读出时循环积累成一个相关峰,增大系统的动态范围,使时域处理扩频系统实用化。

## 参 考 文 献

- [1] 何世平,吴伯修,刘光廷. 电子学报,1990,18(4): 114—117.
- [2] 何世平,朱俊樵,严晓兰,等. 压电与声光,1989,11(2): 162—169.
- [3] He Shiping, Hong Haitao, Wu Boxiu. Proc. 1989 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, NAGOYA, Japan: 1989, 913—916.
- [4] Wu Boxiu, He Shiping. Proc. of 1991 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Cape Cod, USA: 1991, 2609—2612.
- [5] 何世平,洪海涛,水永安. 通信学报,1991,12(3): 76—82.

## A TIME DOMAIN PROCESSING MODE SPREAD SPECTRUM SYSTEM

He Shiping

(Department of Electronics, Hefei Institute of Electronic Engineering, Hefei 230037)

**Abstract** The construction and specifications of a SAW storage correlator are described. A time domain processing mode spread spectrum system is presented. An analysis of interference rejection for this system is provided. The calculating formula for the probability of error of system is given. The calculating results by using this formula agree with the experimental results.

**Key words** Time domain processing, Spread spectrum system, Storage correlator