

扩频多符号检测算法及实现

刘积学^{1,2}, 钟先信¹, 江洪敏², 彭江陵²

(1. 重庆大学光电技术及系统教育部开放实验室, 重庆 400044;
2. 中电科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

摘要: 本文研究了差分直接序列扩频多符号检测器算法及实现. 基于差分多符号检测算法, 导出了差分直接序列扩频多符号检测器算法; 采用声表面波(SAW)匹配滤波器和固定延迟线融合设计结构, 实现了增益为13、同检符号数 $N=4$ 的巴克码差分直接序列扩频多符号检测器. 并对检测器的解扩解调性能进行了测试和分析.

关键词: 声表面波; 差分直接序列扩频; 多符号检测器

中图分类号: O426.9 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2008)02-0261-05

Spread Spectrum Multiple-Symbol Detector Algorithm and Implement

LIU Jixue^{1,2}, ZHONG Xianxin¹, JIANG Hongmin², PENG Jiangling²

(1. The Key Laboratory for Optoelectronic Technology & System of Ministry of Education, Chongqing University, Chongqing 400044, China;
2. Sichuan Institute of Piezoelectric & Acoustooptic Technology, Chongqing 400060, China)

Abstract: The algorithm and implementation of the differential direct sequence spread spectrum multi sign detector was studied in this paper. The differential direct sequence spread spectrum multi sign detector algorithm was derived from the differential multi sign detecting algorithm. The Barker code differential direct sequence spread spectrum multi sign detector with the gain of 13 and the simultaneously detecting number of $N=4$ has been implemented by using the fusion design structure of SAW matching filter and fixed delay line. The de spread spectrum and demodulation performances of the detector have been tested and analyzed as well.

Key words: surface acoustic wave; differential direct sequence spread spectrum; multiple symbol detection

1 引言

在相干相移键控通信系统中, 基于信道中相干载波信号提取的困难以及系统稳定性和简单性等方面的原因, 信号广泛采用差分调制检测. 差分信号与相干信号相比, 在检测性能上有一定的恶化^[1,2]. 为了弥补这种性能恶化, D. Divsalar 等人提出了差分多相相移键控(DMPSK)信号(非扩频)的多符号检测理论^[3]. 据此理论, 对于 DMPSK 通信系统来说, 其误码性能将随同检符号数 N 的增加而获得改善, 当 $N \rightarrow \infty$ 时, 其性能达到相干信号检测的水平. 因此, 该理论对改善 DMPSK 通信系统的性能具有重要意义. 对于直接序列扩频信号, 由于其信号功率谱密度较非扩频信号更低, 差分调制被广泛采用^[4]. 基于上述理论, 本文研究了 DMPSK 直接序列扩频信号中的多符号检测算法, 同时采用声表面波(SAW)匹配滤波器和 SAW 固定延迟线融合设计结构, 实现了 N (同检符号数) = 4, M (相位) = 2 的 SAW 差分二相相移键控(DBPSK)直接序列扩频多符号检测器.

2 DMPSK 直接序列扩频多符号检测算法

考虑在 AWGN 信道中, 间隔 $KT \leq (t) \leq (k+1)T$ 上

的 MPSK 扩频信号可表示为^[3]:

$$s'_k(t) = \sqrt{2p}c(t)e^{j(\omega_0 t + \phi_k)} \quad (1)$$

其中 p 为信号功率; T 表示 MPSK 的比特持续时间; ϕ_k 为信号相位, 在 M 个均匀分布值 $\beta_m = 2\pi m/M, m = 0, 1, 2, \dots, M-1$ 上取值, ω_0 为信号载频; $c(t)$ 为扩频码, 如果是具有伪随机特性的 m 序列时, 其自相关特性为^[5]:

$$R(t) = \begin{cases} 1/L, & t \neq 0 \\ 1, & t = 0 \end{cases} \quad (2)$$

其中: L 为 m 序列码周期长度. 经过与 $S'_k(t)$ 的匹配滤波器相关处理后, 信号表示为:

$$s_k(t) = \sqrt{2p}R(t)e^{j(\omega_0 t + \phi_k)} \quad (3)$$

当发射信号为 $S'_k(t)$ 时, 在接收端, 收到的信号为:

$$r'_k(t) = s'_k(t)e^{j\theta_k} + n'_k \quad (4)$$

该信号经与 $S'_k(t)$ 信号的匹配滤波器处理后可表示为:

$$r_k(t) = s_k(t)e^{j\theta_k} + n_k \quad (5)$$

式(4)中: n'_k 为零均值复合高斯噪声的取样. 方差为: $\sigma_n'^2 = 2H'_0/T$. 其中 H'_0 为零均值复合高斯噪声功率谱密度, n_k 为 n'_k 与扩频码 $c^*(t)$ 的卷积, 当 $c(t)$ 的处理增益 $\gg 1$ 时, n_k 近似认为是零均值复合高斯噪声的取样, 其方差为: $\sigma_n^2 = 2H_0/T$, 在基带数据带宽内(远小于

扩频带宽)可以认为 H_0 与 H'_0 具有近似相同的分布^[6].
 对于接收序列长度为 N (即同检符号数), 且设 θ_k 与 k 无关(这与差分调制与解调得以实现的假设要求一致, 绝大多数信道满足这一条件), 即 $\theta_k = \theta$, 式(5)的 N 个 $r_k(t)$ 以矢量形式表示为^[3]:

$$r = se^{j\theta} + n \quad (6)$$

其中: r_k, s_k, n_k 分别是 N 维矢量 r, s, n 的第 k 次分量. 对于 AWGN 信道, 给定 s 和 θ , r 的后验概率为^[3]:

$$p(r/s, \theta) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^N} \exp\left\{-\frac{\|r - se^{j\theta}\|^2}{2\sigma_n^2}\right\} \\ = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^N} \exp\left\{-\sum_{i=0}^{N-1} [|r_{k-i}|^2 + |s_{k-i}|^2] \right. \\ \left. - 2 \left| \sum_{i=0}^{N-1} r_{k-i} s_{k-i}^* \right| \cos(\theta - \alpha) \right\} \quad (7)$$

其中:
$$\alpha = \tan^{-1} \frac{Im\left\{\sum_{i=0}^{N-1} r_{k-i} s_{k-i}^*\right\}}{Re\left\{\sum_{i=0}^{N-1} r_{k-i} s_{k-i}^*\right\}}$$

由于 θ 在 $[-\pi, \pi]$ 内均匀分布, 那么给定 s, r 对 θ 的后验概率积分可得:

$$P(r/s) = \int_{-\pi}^{\pi} P(r/s, \theta) P(\theta) d\theta \\ = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^N} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{N-1} [|r_{k-i}|^2 + |s_{k-i}|^2] \right\} \\ \times I_0\left[\frac{1}{\sigma_n^2} \left| \sum_{i=0}^{N-1} r_{k-i} s_{k-i}^* \right| \right] \quad (8)$$

$I_0(x)$ 为一阶修正贝塞耳函数, 对于 x 来说, $I_0(x)$ 为单调升函数, 因此, $P(r/s)$ 的最大值即为:

$$\max_i \left| \sum_{i=0}^{N-1} r_{k-i} s_{k-i}^* \right|^2 \quad (9)$$

将式(3)代入式(9)并展开, 得判决准则, 即: 选择 $\hat{\phi}$, 使

$$\left| \sum_{i=0}^{N-1} r_{k-i} e^{-j\hat{\phi}_{k-i}} \right|^2 \text{最大} \quad (10)$$

其中: $\hat{\phi} = \beta_m$ 中的一组值. 值得注意的是, 由于可以在选择的 $\hat{\phi}$ 中任意附加固定相位 ϕ_a , 使得式(10)的值不变, 从而使相位判决 $\hat{\phi}$ 产生一个相位模糊. 令 $\phi_a = \phi_{k-N-1}$, 得:

$$\eta \triangleq \left| \sum_{i=0}^{N-1} r_{k-i} e^{-j(\hat{\phi}_{k-i} - \hat{\phi}_{k-N-1})} \right|^2 \quad (11)$$

为了解决上述相位模糊, 对 MPSK 进行差分编码, 令:

$$\phi_k = \phi_{k-1} + \Delta\phi_k \quad (12)$$

则

$$\phi_{k-i} - \phi_{k-N+1} = \sum_{m=0}^{N-i-2} \Delta\phi_{k-i-m} \quad (13)$$

代入式(11)得:

$$\eta \triangleq \left| r_{k-N+1} + \sum_{i=0}^{N-2} r_{k-i} e^{-j\Delta\sum_{m=0}^{N-i-2} \phi_{k-i-m}} \right|^2 \quad (14)$$

此时, 在接收端的判决即为选择一组相位差 $\Delta\hat{\phi}$, 使式(14)最大. 当 $N = 2$ 时, 为 MDPSK 传统差分检测规则; 当同检符号数 $N = 4$ 时, 式(14)为:

$$\eta = \left| r_{k-3} + r_{k-3} e^{-j(\Delta\hat{\phi}_k + \Delta\hat{\phi}_{k-1} + \Delta\hat{\phi}_{k-2})} \right. \\ \left. + r_{k-1} e^{-j(\Delta\hat{\phi}_{k-1} + \Delta\hat{\phi}_{k-2})} + r_{k-2} e^{-j\Delta\hat{\phi}_{k-2}} \right|^2 \\ = |r_{k-3}|^2 + |r_{k-2}|^2 + |r_{k-1}|^2 + |r_k|^2 \\ + 2Re\{r_k r_{k-3}^* e^{-j(\Delta\hat{\phi}_k + \Delta\hat{\phi}_{k-1} + \Delta\hat{\phi}_{k-2})}\} \\ + 2Re\{r_{k-1} r_{k-3}^* e^{-j(\Delta\hat{\phi}_{k-1} + \Delta\hat{\phi}_{k-2})}\} \\ + 2Re\{r_{k-2} r_{k-3}^* e^{-j\Delta\hat{\phi}_{k-2}}\} + 2Re\{r_k r_{k-1}^* e^{-j\Delta\hat{\phi}_k}\} \\ + 2Re\{r_k r_{k-2}^* e^{-j(\Delta\hat{\phi}_k + \Delta\hat{\phi}_{k-1})}\} + 2Re\{r_{k-1} r_{k-2}^* e^{-j\Delta\hat{\phi}_{k-1}}\} \quad (15)$$

判决规则为: $\Delta\hat{\phi}_{k-2}, \Delta\hat{\phi}_{k-1}, \Delta\hat{\phi}_k$ 选择, 使得: $Re\{r_k r_{k-3}^* e^{-j(\Delta\hat{\phi}_k + \Delta\hat{\phi}_{k-1} + \Delta\hat{\phi}_{k-2})} + r_{k-1} r_{k-3}^* e^{-j(\Delta\hat{\phi}_{k-1} + \Delta\hat{\phi}_{k-2})} + r_{k-2} r_{k-3}^* e^{-j\Delta\hat{\phi}_{k-2}} + r_k r_{k-1}^* e^{-j\Delta\hat{\phi}_k} + r_k r_{k-2}^* e^{-j(\Delta\hat{\phi}_k + \Delta\hat{\phi}_{k-1})} + r_{k-1} r_{k-2}^* e^{-j\Delta\hat{\phi}_{k-1}}\}$ 最大
 其算法结构如图 1 所示.

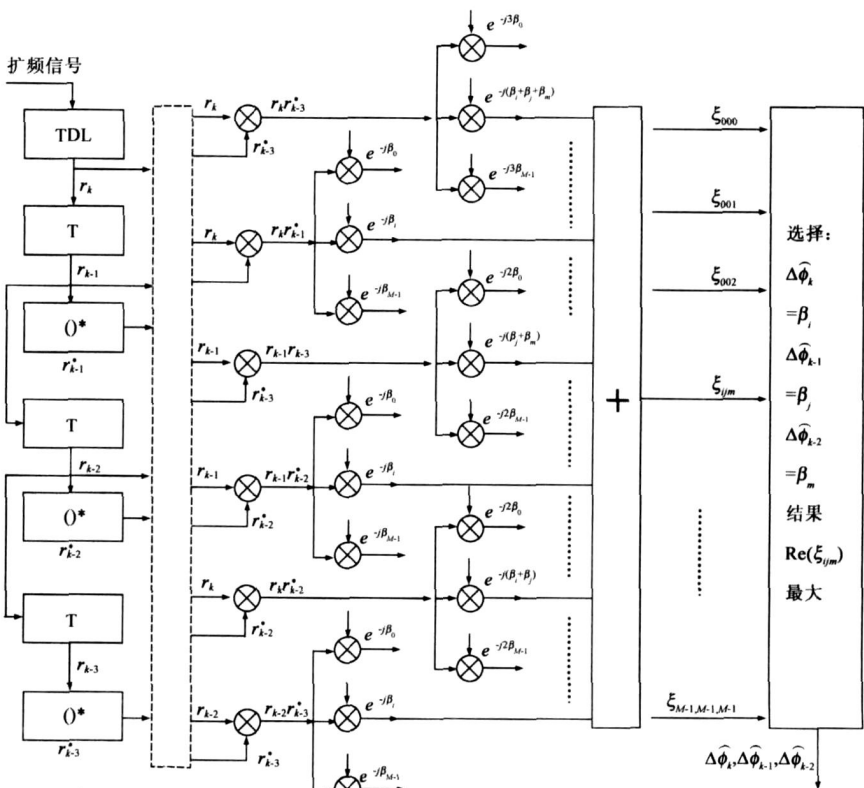


图 1 DMPSK 的扩频 4 符号检测算法结构

3 差分双相相移键控扩频多符号检测算法及实现

3.1 差分双相相移键控扩频多符号检测算法

当式(15)、(16)的 $M=2, N=4$ 时,即为差分双相相移键控(DBPSK)扩频信号的4符号检测,其算法结构如图2所示.从图2可以看出,实现DBPSK扩频信号多符号检测的基础是BPSK扩频信号的匹配滤波和三级延迟,实现这些信号处理的技术有多种技术选择,由于SAW匹配滤波器和延迟线在扩频信号处理上的特点,本文将采用SAW技术来实现DBPSK扩频信号的多符号检测.

3.2 DBPSK扩频多符号检测器算法实现

根据图1所示的算法结构,采用一个声表面波抽头延迟线(SAWTDL)和三个声表面波固定延迟线(SAWDL)器件实现 $N=4$ 的DBPSK扩频多符号检测器的原理框图如图2所示.在图2所示的DBPSK扩频多符号检测器中,SAWTDL器件完成BPSK扩频信号的匹配滤波,三个SAWDL器件完成对匹配滤波处理后的信号的延迟差分解调,从而为后端的四个符号的同时判决奠定基础.按照SAW器件的一般设计结构,实现上述匹配和延迟信号处理的需要四个独立的SAW器件来实现^[7].然而,F. Moeller等人已于1994年提出了SAWTDL与SAWDL融合设计方法^[8],根据图4所示的DBPSK扩频多符号检测器的结构特点,本文提出了一种融合SAWTDL和三级SAWDL器件功能的SAW DBPSK扩频多符号($N=4$)检测器的新设计结构,实现图2所示的DBPSK扩频多符号($N=4$)检测器.

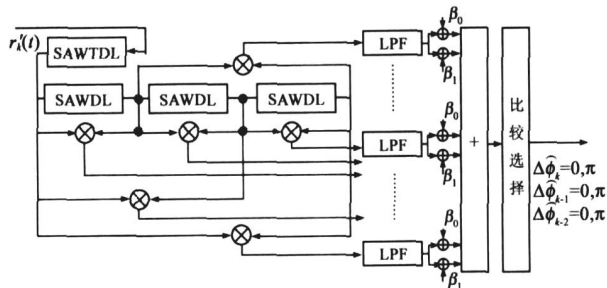


图2 DPSK的扩频4符号检测算法结构

3.3 融合SAW DBPSK扩频多符号检测器

采用分离结构实现的SAW扩频多符号检测器(SAW SS MSD)结构复杂,插入损耗大^[8].为此,本项目的SAW SS MSD将采用一种新的融合设计结构,该结构将解扩用SAWTDL和多符号差分解调用三级SAWDL融合设计于同一压电基片之上,由一个抽头阵列和四个间隔为 L (其中 $L=V \times T, V$ 为SAW速度)的窄带均匀叉指换能器(IDT)构成,抽头阵列与SAWTDL相同,4个IDT阵列的每一个都包括14对均匀IDT,结构如图3所示.扩频信号 $S'_k(t)$ 由 a 经SAWTDL的抽头阵列的匹

配滤波处理并耦合为SAW信号 b , b 沿基片右(左)向传输,并依次被 c, e, g, i 等IDT耦合、取样,得 $kT, (k-1)T, (k-2)T, (k-3)T$ 时刻自相关信号 $r_k(t), r_{k-1}(t), r_{k-2}(t), r_{k-3}(t)$.系统的技术参数要求:

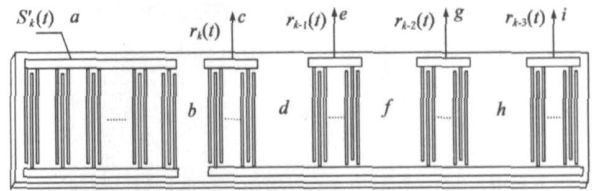


图3 融合SAW SS MSD设计结构示意图

中心频率: 70MHz; 扩频带宽: 10MHz; 扩频增益: 13; 数据速率: 384.615Kbps 当采用 112° 钽酸铌(LT)时,SAW SS MSD 芯片结构如图4所示,器件的结构参数为:

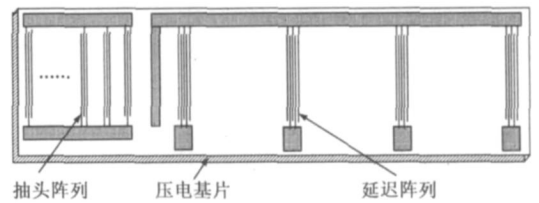


图4 融合SAW SS MSD器件芯片图

IDT 指条结构: 均匀分裂指; 指条宽度 $2.7\mu\text{m}$; 指条孔径: 6mm ; 指对数(SAWDL): 14对.

3.4 SAW SS MSD 模块

基于图4所示的DBPSK扩频多符号($N=4$)检测器算法结构和图5所示的融合SAW SS MSD器件结构,设计的DBPSK SAW SS MSD实验模块如图6所示.

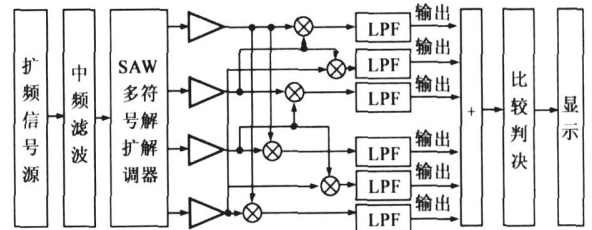


图5 DBPSK SAW SS MSD实验系统原理图

模块主要参数: 中心频率: 70MHz; 扩频码长: 13; 码时延: $2.6\mu\text{s}$; 同检符号数: 4; 扩频带宽: 10MHz.

4 SAW SS MSD 性能及分析

4.1 SAW SS MSD 性能

4.1.1 SAW 器件性能 根据上述结构实现的SAWSSMSD性能参数: 中心频率: 70MHz; 处理增益: 13; 插入损耗: 23dB, 24.0dB, 23.5dB, 25dB; 主旁瓣比: 22.3dB, 22dB, 22.6dB, 22.5dB.

这种结构输出的四级信号幅度误差主要由SAW传播损耗引起,理论上小于 $1\text{dB}^{[5]}$,这一差别对后级处理几乎不影响.SAW器件解扩压缩相关峰如图6所示.

从图6所示的融合设计SAW SS MSD所得每一级

延迟线的压缩相关峰的峰值来看, 比理论预计的 1dB 略大, 主要在于压电基片表面缺陷引起的 SAW 散射、反射等现象所造成的, 最大差值为 2.0dB, 可通过放大器补偿.

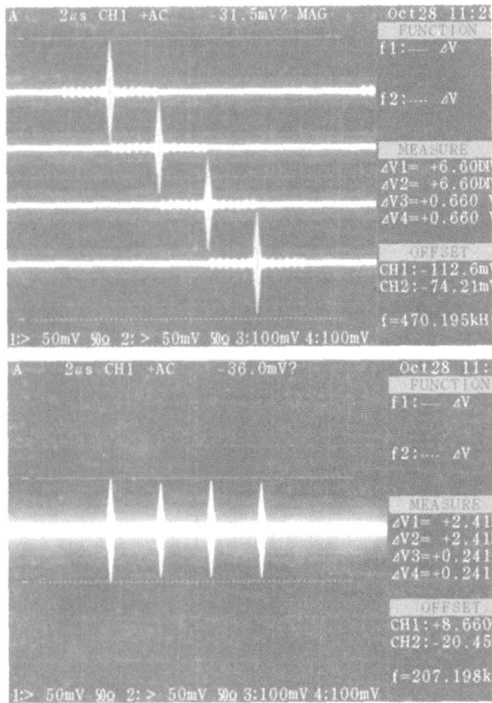


图 6 溶合设计 SAW SS MSD 相关峰

4.1.2 SAW SS MSD 模块性能 基于图 5 所示的 DBP-SK SAW SS MSD 模块恢复出的视频相关峰及时钟, 如图 7 所示.

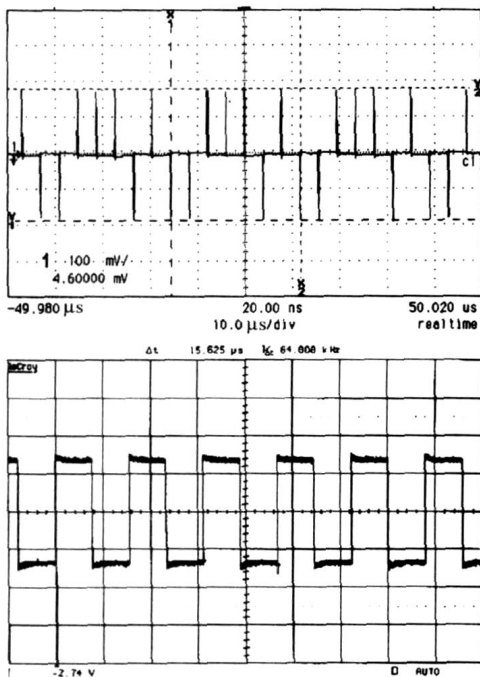


图 7 SAW SS MSD 系统试验结果

该模块已成功应用于某通信系统中, 系统误码性能获得 0.8dB 改善, 与理论预计的误码性能有约 0.2dB 的差距^[2], 这个误差除由于 SAW 器件工艺制造误差引入的外, 系统信号的后端处理, 包括时钟提取电路等也是引起该误差的主要因素之一.

4.2 SAWSSMSD 性能分析

与分离的 SAWSSMSD 相比, 结构上的差异导致其性能的不同, 如表 1 所示, 其根本原因在于二者的信号处理的物理基础不同, 传统分离结构的 SAWSSMSD 信号处理的物理过程是以电磁信号和机械振动信号 (SAW) 为基础的串行处理^[9], 由于 SAWTDL 和三个 SAWDL 器件的独立结构设计, 器件之间以电磁信号的方式传输, 而信号的相关、延迟等处理则是基于 SAW, 因此, 信号处理过程中不可避免存在多次机电/电机转换, 导致信号能量损耗增大, 信号带宽减小. 而新的 SAW SS MSD 信号处理的物理基础则是以 SAW 为基础的并行处理; 由一个抽头阵列、四个指数数为 14 的相距为 L 的 IDT 构成, 这 5 个 IDT 列于压电基片的同一声通道, 如图 3 所示; 器件左端的抽头阵列 IDT 把电信号 $r_k(t)$ 耦合为 SAW 并进行相关累积处理, 形成 $r_k(t)$ 的 SAW 自相关信号 $S_k(l)$ (其中 $l = \bar{N}$), $S_k(l)$ 沿压电基片右向传输依次被 c, e, g, i 等 IDT 取样并转换为电信号输出得 $s_k(t), s_{k-1}(t), s_{k-2}(t), s_{k-3}(t)$, 在这个过程中, 四个 IDT 所取样的信号为同个 SAW 信号 $S_k(l)$, 因此, 在形成各自的电信号输出中其机电/电机耦合次数仅为两次. 其信号能量损耗与传统结构 SAW SS MSD 的相比大大降低.

表 1 两种结构的 SAWSSMSD 性能对比

	$s_{k-3}(t)$	工艺	结构	工作	$s_{k-3}(t)$
	损耗	影响	复杂度	稳定性	机/电转换次数
分离结构	142dB	大	复杂	低	8 次
融合结构	22dB	极小	简洁	高	2 次

对比两种设计结构所导致的 SAW SS MSD 不同的性能结果, 其本质在于两种设计所操作的信号形式不同, 传统的分离方式设计中其操作的信号是电信号, 而融合设计的操作信号是 SAW 信号. 因此, 导致了两种设计结构器件的性能的差异. 这种基于 SAW 信号为基础的 SAW 器件设计将可能为单片多功能 SAW 器件设计开拓新的思路.

然而, 这种基于 SAW 信号的融合式设计实现的 DBPSK/ BPSK 信号处理器也存在由于压电材料的延迟温度特性、二阶效应、多次声反射效应等引起的器件性能变化问题, 对这些问题的探讨可参阅文献^[9], 解决问题目前已有比较成熟的技术, 如对于压电材料的温度稳定性问题, 通过选用高温稳定性材料来解决, 目前温度特性最好的应该是 ST- 石英材料, 其具有一阶

零延迟温度特性,但其机电耦合系数太低,使得器件,特别是宽带器件的插入损耗太大;二阶效应、指条的多次声反射问题,通过选用低耦合系数压电材料以及叉指换能器(IDT)采用分裂指结构可以得到很好的解决^[10],考虑到本试验系统是一个验证系统,其工作环境温度并不超过 $\pm 10^{\circ}\text{C}$,因此,SAW器件材料考虑采用 112°LT 材料,这使其插入损耗大大降低,进而降低系统成本和复杂度.当然,如果要使该结构的SAW SS MSD满足更宽温度使用范围,在SAW SS MSD设计结构不作任何改变的情况下,直接把基片材料更换为SI-石英材料即可.

5 结束语

多符号检测技术是改善差分直接序列扩频信号检测性能的一条有效的途径,通过SAW TDL和SAW DL实现的DBPSK SAW SS MSD,已在某实验通信系统获得应用,取得了较好的效果,该技术将在深空数据传输系统中获得应用.

参考文献:

- [1] M K Simon, et al. Spread spectrum Communications Handbook [M]. 北京: 人民邮电出版社. 2002.
- [2] 许树声. 信号检测与估计[M]. 北京: 国防工业出版社. 1985.
- [3] D Divsalar, M K Simon. Multiple symbol differential detection of MPSK [J]. IEEE Trans on communications, 1990, 38 (3):

300- 306.

- [4] R C 狄克逊. 扩展频谱系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1982.
- [5] 万哲先. 代数与编码[M]. 北京: 科学出版社. 1980.
- [6] C W HELSTROM. Statistical Theory of Signal Detection[M]. Pergamon Press. New York: 1960.
- [7] D P MORGAN. Surface Acoustic Wave Devices for Signal Processing[M]. Elsevier. New York: 1985.
- [8] F Moeller, et al. Differential phase shift keying direct sequence spread spectrum single SAW based correlation receiver [A]. 1994 IEEE Ultrason. symp [C]. Cannes : Proc. vol. 1: 189-193.
- [9] A A OLINER. Surface Acoustic Wave[M]. SPRINGER-VERLAG. New York: 1978.
- [10] KEN-YA HASHIMOTO. 声表面波器件模拟与仿真[M]. 北京: 国防工业出版社. 2002.

作者简介:



刘积学 男, 1966年生于四川安岳, 硕士, 研究员, 四川压电与声光研究所. 目前主要从事SAW技术及其在扩频信号处理中的应用、SAW无源信息敏感技术等的研究.
E-mail: sipat4@sipat.com

钟先信 男, 1936年生于重庆, 教授, 博士生导师, 重庆大学光电工程学院. 目前主要从事MEMS技术研究.