

一种新型解扩多道编程 SAWF 技术

蒋磊, 苟彦新

(空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

摘要:在常规 M-ary 扩频通信解扩解调方案的基础上,提出了利用虚拟匹配滤波器技术对多个携带数据流的扩频码同时进行相关解扩的思想,并对由此技术构成的 M-ary 扩频通信的解扩解调方案进行了介绍。理论研究结果表明,此方案对 M-ary 扩频通信的解扩解调是行之有效的。

关键词:扩频通信;M-ary 通信;声表面波滤波器

中图分类号:TN914.1 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2000)05-0028-04

实际应用中的 M-ary 扩频通信的解扩解调方案,大都采用了多个并行的 SAW 器件对多个扩频码分别进行相关解扩的思想,接收机高的硬件复杂度使得 M-ary 扩频通信技术的实际应用变的较为困难。鉴于此,本文提出了一种新型的解扩技术—多道编程 SAWF 技术。利用它可实现单片 SAWF 对多个扩频码同时进行相关解扩的处理,并且由此技术为核心而构成的解扩解调方案,可使接收机的硬件量大幅度降度,为 M-ary 通信技术的实际应用与发展提供了一条新的思路与途径。

1 方案原理

1.1 方案的关键技术

1.1.1 多道编程 SAWF 技术

多道编程 SAWF 如图 1 所示,它综合利用 SAW 器件具有的诸多特性,如中心频率的选择性、结构特性、频率响应特性等,来同时完成对载频相异、伪码不同的多个扩频信号的解扩处理。为了分析方便,图中用并行的虚拟 SAWF 代替了多道编程 SAWF。每个虚拟 SAWF 分别与不同载频、扩频码相异的扩频信号相匹配,实际这些虚拟并行的 SAWF 是并不存在的。由于 SAW 器件是线性、无源等待器件,因此它对输入信号的响应满足线性叠加原理^[1]。如果输入信号是不同载频的多路信号,则多道编程 SAWF 由于具有对不同频率的选通特性,其输出应是每路相应响应输出的叠加。因此,可对 SAW 器件的叉指结构、叉指宽度、叉指间距、指长重叠的大小进行设计,使其单位冲激响应与每个虚拟 SAWF(分别对载频不同、伪码相异的扩频信号进行匹配)的单位冲激响应之和对应,从而可把每个虚拟 SAWF 的单位冲激响应进行叠加来用一片 SAWF 实现。

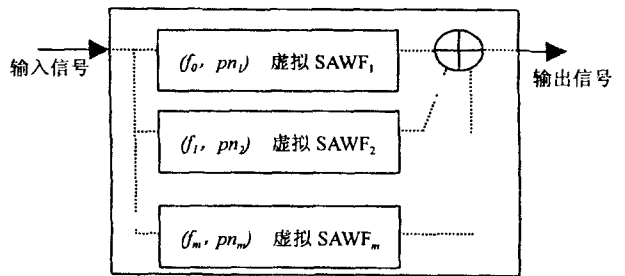


图 1 多道编程 SAWF 示意图

现以 2-ary 扩频通信为例,设扩频码 1 为 100011110101100,扩频码 2 为 000111111010110 分别表示数据信息 0 和 1,它们经过不同载频的 BPSK 调制($f_1=0.5f_2$)后的输出 $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$ 波形分别如图 2(a)、2(b)所示。虚拟 SAWF₁,虚拟 SAWF₂ 分别对应这两个载频不同、扩频码不同的输入信号的单位冲激响应 $h_1(t)=k_1 \cdot u_1(t_0-t)$ 、 $h_2(t)=k_2 \cdot u_2(t_1-t)$ 如图 2(c)、2(d)所示;根据线性叠加原理,多道编程 SAWF 的单位时间冲激响应应为每个虚拟 SAWF 的单位冲激响应之和,即: $h(t)=h_1(t)+h_2(t)$,如图 2(e)所示。因此可以通过改变 SAW 器件的叉指宽度、叉指间距、指长重叠的大小来实现图 2(e)所示的单位时间冲激响应,即可用一片

收稿日期:2000-04-07

作者简介:蒋磊(1974-),男,江苏无锡人,硕士生,主要从事通信系统的研究。

多道编程 SAWF 实现同时对多个扩频码进行相关解扩的处理。

图 1 中 $(f_0, pn_1) \cdots (f_m, pn_m)$ 分别代替各个虚拟的 SAWF 的中心频率和与之匹配的码型。

1.1.2 梳齿产生器

本方案为了完成同时对多个扩频信号的解扩,必须预先对待解扩的信号进行频分处理^[2],将输入的单载频信号通过混频产生多载频信号。根据多道编程 SAWF 的频率选通功能,便可将各路信号同时解扩而不至于输出频谱混叠。因此,必须有能同时产生多个载波的功能单元—梳齿产生器,它可同时产生多个频率彼此相差为常数的正弦载波。因其产生信号的频谱(如图 3 所示)在频谱图上是间隔均匀的谱线,其形状很象梳子,故称为梳齿产生器。

1.2 方案组成及各部分功能

M-ary 通信的新型解扩解调方案框图如图 4 所示:

它在实际应用中可集成为一个相关解扩解调器件^[3]。此方案由四部分组成。第一部分为梳齿产生器。它能够同时产生多个频率不同的正弦波,而每个正弦波频率之间依次相差一个频率常量 Δ (常量 Δ 一般取输入扩频信号的数据带宽的整数倍)。第二部分为多道编程 SAWF。它可以近似为内有多多个虚拟并行的 SAWF,每个虚拟 SAWF 完成特定载频、特定码型的扩频信号的滤波处理。第三部分为带通滤波器组。

它由多个并行的中心频率不同的带通滤波器组成,每个带通滤波器的中心频率与一个虚拟 SAWF 的中心频率相对应,可由它对多道编程 SAWF 的输出进行分离。第四为检测部分。它又可分为两个部分:①包络检测器和时窗产生器,包络检测器对每个带通滤波器的输出信号进行包络检测。时窗产生器的功能是周期的产生一个时间窗,由于相关峰信号是每隔一扩频码时长周期的产生,所以时间窗可以使窗外的输出信号对判决的影响减弱,从而降低了噪声与其他干扰对检测的影响。②比较判决器,它把各个包络检测器输出的信号进行比较,选择超过预设电平的各路信号,经过译码器而输出相应的数据。比较器中还包括了地址产生器,数据码表。

1.3 方案的工作原理

M-ary 扩频通信需要 M 个扩频码与 $\log_2 M$ 位数据的 M 个不同组合相映射^[4],且要求所用的伪码具有严格的正交性和良好的自相关性。具体的工作过程分析如下:

设输入信号为 BPSK 调制,载频为 $f(f = \omega/2\pi)$,可以是射频,也可以是经过下变频器以后的中频;但根据 SAW 器件的频率响应特性, f 不能是基频,一般应为 100 MHz~200 MHz)。即 $s(t) = pn_1(t)\cos(\omega t)$ 。

输入信号首先与梳齿产生器产生的多个正弦波相乘完成载频搬移(这里忽略了噪声与其它干扰对接收

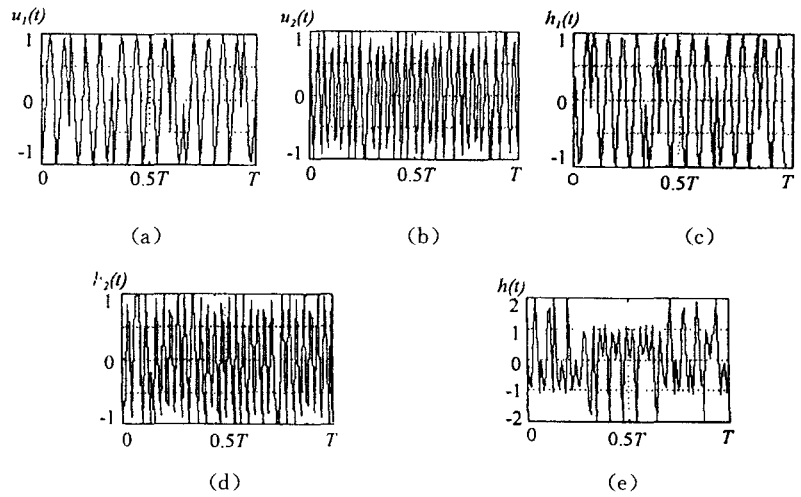


图 2 $u_1(t), u_2(t), h_1(t), h_2(t), h(t)$ 波形示意图

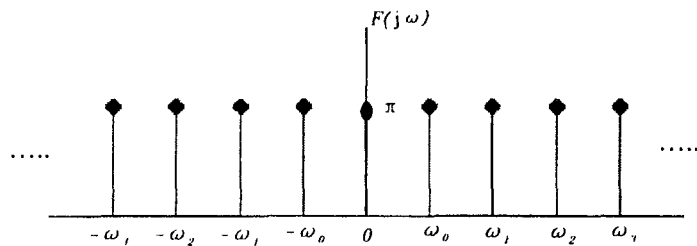


图 3 梳齿产生器产生信号的频谱图

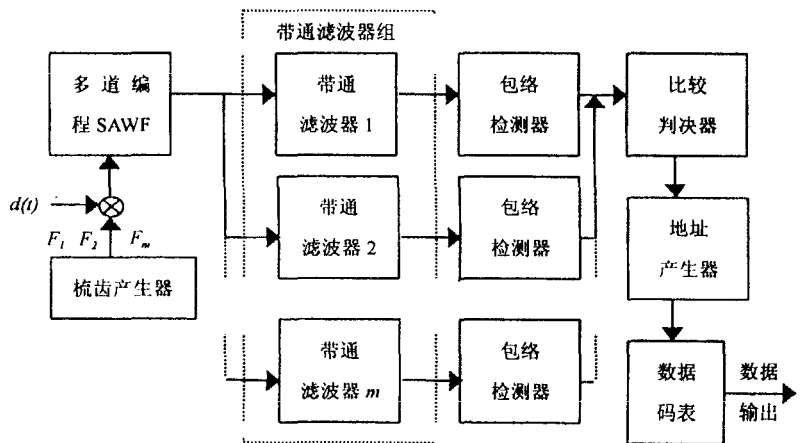


图 4 M-ary 扩频通信的新型解扩解调方案框图

信号的影响),其表达式为

$$s(t) \times [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t) + \dots + \cos(\omega_m t)] \quad (1)$$

式中, $p_{n_1}(t)$ 为携带有数据的特定扩频码, $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_m$ 是梳齿产生器产生的多个载频, 其间隔大小为一常量 Δ , $\omega_1, \omega_2, \omega_m$ 是一等差数列。再经过乘法器处理后输出的是一组多个频率的叠加信号, 取其差频, 得

$$s_1(t) = p_{n_1}(t)\cos(\omega_0 t) + p_{n_1}(t)\cos[(\omega_0 - \Delta)t] + \dots + p_{n_1}(t)\cos\{[\omega_0 - (m-1)\Delta]t\} \quad (2)$$

式中, $\omega_0 = \omega_1 - \omega$ 为第一路虚拟匹配滤波器的中心频率。由多道编程 SAWF 对其作匹配滤波处理, 多道编程 SAWF 器件可以等效为内有 M 个虚拟并行 SAWF, 而每个虚拟 SAWF 都与一个扩频码相匹配, 且它们的中心频率与式(2)中的各个频率分量相一致, 依次为 $\omega_0/2\pi, (\omega_0 - \Delta)/2\pi, \dots, (\omega_0 - (m-1)\Delta)/2\pi$ 。由于虚拟 SAWF₁ 与 $p_{n_1}(t)\cos(\omega_0 t)$ 相匹配, 因此多道编程 SAWF 可同时对多个扩频码进行相关解扩处理。

由于 SAW 器件对于远离其中心频率的输入信号衰减很大, 以至于不会在输出端有明显的信号输出, 这一点可以从以下推导中得以证明: 设待解扩的信号为 $y(t)$

$$y(t) = Ad(t)\cos(2\pi(f + \Delta f)t) \quad (3)$$

式中, f 为 SAWF 的中心频率, Δf 为输入信号相对于 SAWF 的中心频率的偏离。经过中心频率为 f 的 SAWF 的匹配滤波器处理后的输出信号为

$$y_0(t) = R_c(t)\cos(2\pi ft) - R_s(t)\sin(2\pi ft)$$

$$\text{式中 } R_c(t) = \int_{-1/2}^{1/2} A/2c(x)c^*(t-x)\cos(2\pi\Delta fx)dx \quad R_s(t) = \int_{-1/2}^{1/2} A/2c(x)c^*(t-x)\sin(2\pi\Delta fx)dx$$

从上式可得, 当 $t=0$ 时, SAWF 输出信号的包络取最大值, 其值为

$$|y_0(t)| = 1/2ANT_c |\rho| \quad \rho = \sin(\pi\Delta f n T_c) / \pi\Delta f N T_c$$

上式不难发现, 频偏与响应包络幅值呈现辛格函数形式^[5], 当频偏为整数倍的数据带宽时, 输出的包络就为零。将该理论应用到本方案中, 可以得到, 只有中心频率与之对应, 伪码与之相同的虚拟 SAWF₁ 输出一个相关峰信号, 而其它虚拟 SAWF 无明显输出, 输出信号可表达为

$$s_2(t) = [p_{n_1}(t)\cos(\omega_1 t) \quad p_{n_1}(t)\cos(\omega_2 t) \quad \dots \quad p_{n_1}(t)\cos(\omega_m t)] * [h_1(t) \quad h_2(t) \quad \dots \quad h_m(t)]^T = \rho_{p_{n_1}}(t)\cos(\omega_0 t) + n_1 + n_3 + \dots + n_m \quad (4)$$

式中, $h_1(t) \quad h_2(t) \dots$ 分别是 $p_{n_1}(t)\cos(\omega_1 t), p_{n_2}(t)\cos(\omega_2 t) \dots$ 所对应的各个虚拟 SAWF 的单位冲激响应。其中, $\omega_1 = \omega_0, \omega_2 = \omega_0 - \Delta, \omega_m = \omega_0 - (m-1)\Delta$ 。 $\rho_{p_{n_1}}(t)$ 为 $p_{n_1}(t)$ 码的自相关函数, 其自相关函数包络呈三角波形式, n_1, n_2, \dots, n_m 分别是噪声与其它信号经过各个虚拟 SAWF 的输出。

多道编程 SAWF 输出的混叠信号 $s_2(t)$ 虽然在时域是不可分的, 但在频域上却是可分的, 它可经过带通滤波器组进行滤波分离出各路, 其中心频率分别为: $\omega_0/2\pi, (\omega_0 - \Delta)/2\pi, \dots, [\omega_0 - (m-1)\Delta]/2\pi$ 。因此, 带通滤波器 1 便把虚拟 SAWF₁ 输出的 p_{n_1} 码的相关峰信号滤出, 而滤掉了其它虚拟 SAWF 输出的信号。其它带通滤波器依次输出 n_2, n_3, \dots, n_m (n_2, n_3, \dots, n_m 都远小于 $\rho_{p_{n_1}}(t)$ 的峰值), 并将结果送往包络检测器进行包络检测。在检测的过程中, 还有时间窗作为辅助, 其作用就不累述了。最后, 比较判决器恢复出所发送的数据。

1.4 预频分干扰

在上述分析中, 为了论述问题方便, 没有考虑输入信号与梳齿产生器产生的多个频率的组合干扰, 由于混频是通过非线性器件完成的, 所以不可避免的会产生非线性产物。其中对输出产生不良影响的干扰主要是输入信号与多个频率的组合干扰^[6], 由于所选码的互相关性实际上不可能做到完全正交, 所以除有用中频外的其它频率分量, 如果多个落在其它虚拟滤波器的中心频率上, 干扰响应会在输出叠加, 影响判决结果, 产生错码。

设输入信号载频为 f , 梳齿产生器产生的多个频率为 $f_L(f_1, f_2, \dots)$, 虚拟滤波器对应的中心频率为 $f_i(f_0, f_0 + \Delta, f_0 + 2\Delta \dots)$, 如果能产生干扰, 就要满足 $pf_L - qf = \pm f_i$, 通过推导可得 $x \frac{\Delta}{f_i} = \pm [(p-q) \frac{f_i}{f_i} + p] - 1$ 。将上式计算可得出表 1 关系。从表中可见, 在具体工程实现时, 只要合理选择 Δ 与 f_i , 使 x 尽可能得不取整数, 就可有效使组合干扰得到抑制。

表 1 组合干扰中 p 与 q 的组合与 $\frac{f_i}{f_c}$ 的取值关系

编号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
p	0	1	1	2	1	2	3	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	1	2
q	1	2	3	3	4	4	4	5	5	5	5	6	6	6	6	7	7	7	8	8
$\frac{f_i}{f_c}$	1	2	1	3	$\frac{2}{3}$	$\frac{3}{2}$	4	$\frac{1}{2}$	1	2	5	$\frac{2}{5}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{4}{3}$	$\frac{5}{2}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{5}{2}$	1	$\frac{2}{7}$	$\frac{1}{2}$

2 方案的应用前景

本文提出的 M-ary 扩频通信的新型解扩解调方案,其核心是多道编程 SAWF 技术对多个并行的虚拟 SAWF 的合成。它可同时对多个扩频码进行相关处理,从而使接收机相关器的数量大幅度减少,非常适合 M-ary 扩频通信方式的实际应用需求。并且此方案也可同时检测出一个扩频码周期内的多个并发扩频码,因此也很适合 Mb-ary 扩频通信方式、多码扩频通信方式(在每一个信息时长内,依次发送多个不同的扩频码)。而且,在此方案的基础上,只要有多道编程 SAWF 的后端加上一次混频,将梳齿产生器同时产生的多个频率分量改为只能产生一个随伪码变化的频率分量,就可实现对多子信道扩频通信(在一个信息时长内,依次发送载频不同的伪码,载频按伪随机的方式跳变)的解扩解调。不仅如此,它在实际应用中还较适合基于 CDMA 技术的蜂窝移动通信:当移动台(手机)采用了这项技术,在移动台处于两小区共同覆盖区时,较易实现越区切换,移动台同时与相邻的多个基站同时保持通信,以实现无缝切换。

参考文献:

- [1] Colin k. Applications of Surface Acoustic and Shallow Bulk Acoustic Wave Devices[J]. Proceedings of the IEEE, 1989, 3(10):1453 - 1484.
- [2] Nanayakkara S. High Speed Receiver Designs Based on Surface Acoustic Wave Devices[J]. Sixth International Conference On Digital Satellite Communications, 1983, 3(7):16 - 22.
- [3] Smith, Richard W. SAW Filters For CPSSM Spread Spectrum Communications[J]. IEEE National Telecommunications Conference, 1980, 3(4):22 - 23.
- [4] 曾兴雯,刘乃安.通信中的扩展频谱技术[M].西安:电子科技大学出版社,1995.
- [5] 朱近康.扩展频谱通信及其应用[M].北京:中国科学技术大学出版社,1993.
- [6] 沈允春.扩谱技术[M].北京:国防工业出版社,1995.

The Study on Multi-SAWF Technology

JIANG-Lei, GOU Yan-xin

(Telecommunication Engineering Institutc, AFEU., Xi'an 710077, China)

Abstract: Based on the traditional spreading and demodulating scheme for M-ary communication, the idea that the spread spectrum code of many data flows can be spread at the same time is firstly presented by using virtual matched filter technology. Furthermore, the new spreading and demodulating scheme based on this idea is also introduced and analyzed. Researching result shows that this new scheme is very valid for spreading and demodulating of M-ary communication.

Key words: spread spectrum communication (SSC); M-ary communication; surface-acoustical-wave filter (SAWF)