

# 新颖的Chirp通信系统同步方法

刘 皓

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

**【摘要】**提出的同步方法把Chirp信号扫频频率范围和扫频时间都扩展了一倍的本地信号与接收信号相乘,并利用乘积信号中主要频率分量的强度来构成反馈环路,再通过该反馈环路来对输入信号的延迟进行跟踪和锁定。分析和仿真结果表明,该方法可以完成系统的时间同步任务。该方法的核心在于把本地参考信号的扫频频率范围和扫频时间进行了扩展,从而排除了常用方法在宽带、超宽带情况下受信道影响的问题,同时由于避免了使用滑动相关器,也因此降低了复杂度。

**关键词** Chirp; 相关检测; 个域网(PAN); 同步技术; 超宽带

中图分类号 TN929.5

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2009.06.004

## Novel Synchronization Method for Chirp Communication System

LIU Hao

(National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

**Abstract** A new synchronous method is suggested to mitigate the negative impact of channel in ultra-wide band system. The new method uses a local reference signal whose sweeping frequency and time are expanded multiply with the input signal, and then the strength of the strongest part of the product is used in a feedback loop to capture and track the timing of input signal. The method has low complexity and eliminates the influence of channel.

**Key words** Chirp; correlation detectors; PAN; synchronization; ultra wide band (UWB)

在802.15.3a超宽带个域网(personal area network, PAN)标准退出历史舞台之后, 802.15.4a被认为将可能成为PAN领域的核心(UWB)应用之一。负责开发低速率工业无线局域网标准的IEEE 802.15.4a任务组已经选定了由Nanotron Technologies GmbH公司建议的啁啾扩频(Chirp spread spectrum)物理层技术作为物理层的两个标准之一。Chirp技术在PAN和其他通信领域中的研究和应用引起了许多研究者的兴趣。通常情况下, Chirp信号的产生和匹配滤波都可以用声表面波器件(SAW)来完成。使用SAW来完成对接收信号的压缩,具有系统简单、功耗低的优点,但也有十分明显的缺点,就是不容易改变Chirp的各种参数,如扫频速率、扫频起始频率和扫频时间等等。因此一些新颖的技术就难以实现,如文献[1]建议的多址技术。此外,当Chirp信号扫频时间长时,SAW的体积也相应会增大,因此使用数字手段来实现超宽带Chirp通信系统有着诱人的前景。使用数字技术实现超宽带Chirp通信首先要解决同步问题,主

要是低复杂度的同步方法问题。

除了在超宽带通信领域的应用外,一些宽带通信系统中也有研究者提出一些利用Chirp来进行系统同步的方法,有关情况可参见文献[1-4]。

在Chirp超宽带系统中,常用SAW器件做的匹配滤波器来完成时间同步的工作。但使用数字方法来实现系统时,该匹配滤波器的规模太大。除了使用匹配滤波器而外,也可以把系统输入信号与本地的参考信号相乘,利用乘积中的频率分量来估计系统输入与本地信号的时间差,从而通过负反馈环路来实现系统本地信号与系统输入的同步。但在超宽带系统中,由于通信带宽很宽,通信带宽内信道特性复杂,所以这种方法受信道影响很大。

本文通过分析现有的可适用于Chirp通信系统的几种同步方法的特点,提出了一种新颖的同步方法来解决以上方法没有解决的问题。该方法把本地信号的扫频范围和扫频时间都进行了扩展,从而避免了信道给同步带来的不良影响。

收稿日期: 2009-06-12; 修回日期: 2009-09-10

基金项目: 部级基金

作者简介: 刘皓(1969-),男,博士,副教授,主要从事通信中的数字信号处理、超宽带通信技术等方面的研究。

# 1 常用的Chirp扩频通信系统同步方法及其不足

Chirp信号是一种线性调频信号。在发射脉冲持续时间 $T$ 之内，信号频率随时间线性增加的Chirp信号叫做Up-Chirp；相反，信号频率随时间线性减小的信号被叫做Down-Chirp。当Chirp信号通过它的匹配滤波器后，匹配滤波器输出信号的包络是一个主瓣很窄的脉冲，这即是脉冲压缩的概念。为了获得高的扩频增益，需要在匹配滤波器输出的最高信噪比时刻对其输出进行采样，即在上述窄脉冲的最大值处进行采样。为达到该目的，接收机中必须具有必要的定时同步手段。当Chirp信号的时间、带宽积( $TB$ )越大，匹配滤波器输出的脉冲的宽度越窄，相应地对采样同步的要求就越高。

无线接收机中对Chirp信号进行同步，可以通过把匹配滤波器输出的窄脉冲与判决门限做比较，然后再用延时锁定环路来恢复出所需要的采样定时信号。在此基础上，研究者们提出了一些改进方法<sup>[2]</sup>，采样该方法时，Chirp信号的产生和匹配滤波都可以用声表面波器件(SAW)来完成。而如果使用数字匹配滤波器技术来实现Chirp通信系统的同步<sup>[5-6]</sup>则由于复杂度太高，规模大、成本高而实际并不可行。

也可以采用如图1所示的方法来完成Chirp通信系统的同步<sup>[2,4,7-8]</sup>。在该方法中，把接收到的信号与具有同样线性调频参数的本地Chirp信号相乘，由于接收信号与本地Chirp信号存在时间差，因此乘法器之后的信号中就包含有 $\Delta\omega_1$ 和 $\Delta\omega_2$ 两个单音信号，如图2所示。通过对乘法器之后的信号进行功率谱估计，并根据功率谱最大值处对应的频率可以估计出最强单音信号的频率。最强单音信号的频率同接收信号与本地信号的时差有着简单的换算关系，从而可以估计出延时 $\tau$ ，再由此去改变本地信号的产生时间，对输入信号的 $\tau$ 进行跟踪并锁定，从而完成时间同步过程。

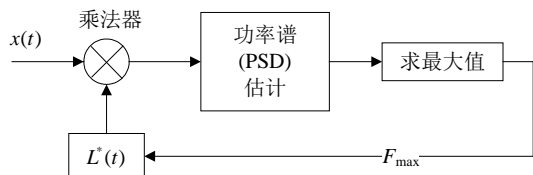


图1 一种利用频率差的同步方法

但是该方法具有两个明显的缺点，第一是要求频率估计的精度很高。因此，通常需要对很长的输入数据序列进行功率谱估计<sup>[4-5]</sup>。这种高精度的频率估计的复杂度仍然很高。第二是产生的两个单音信号所对应的频段分别对应了系统工作频段的一部

分，而且没有重叠，如图2中 $\Delta\omega_1$ 和 $\Delta\omega_2$ 所示。因此，当信道具有不平坦的频率特性时，两个单音信号的强度将随信道发生变化，从而影响同步准确度。在宽带、超宽带系统中，信道在频域上通常都是不平坦的，因此该方法的应用受到了限制。

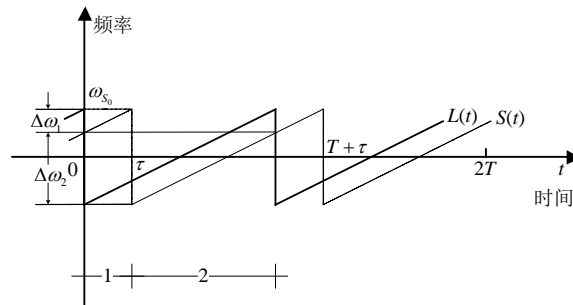


图2 接收信号与本地信号的延时与频率差

# 2 一种新的Chirp通信系统同步方法

为了降低系统复杂度并解决上述同步方法的不足，本文提出了如图3所示的一种新颖的Chirp通信系统同步方法。与图1所描述的同步方法类似，也是用本地的Chirp信号 $L(t)$ 取共轭后与接收信号相乘。但是这里的本地信号 $L(t)$ 不再是与接收信号具有同样参数的Chirp信号，而把本地信号的持续时间和扫频范围都增大了一倍。然后对二者的乘积进行功率谱估计，并把估计出的功率谱按正负频率分为两部分，在各自频段内求出极大值，再把两个极大值相减，把差值通过积分器、环路增益 $K$ 和低通滤波器LPF后，再用于调整本地信号的产生时间，这样就构成了一个负反馈的环路。

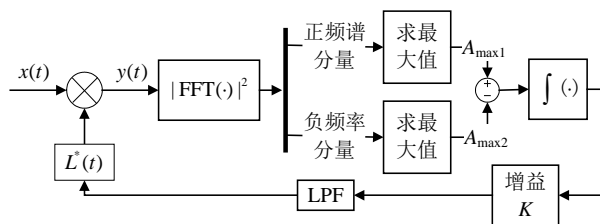


图3 一种新的同步方法

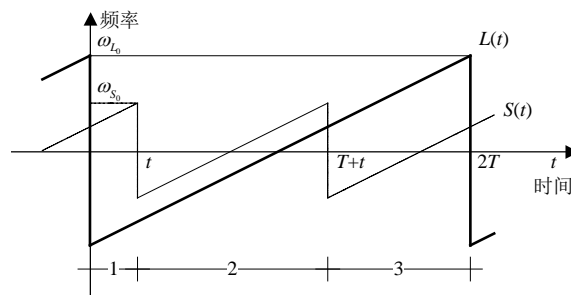


图4 一种新颖的同步方法的接收信号与本地信号

由图4可知，在环路锁定时， $\tau = 0$ ，此时 $y(t)$ 中将包含两个单音信号，两个单音信号都由各自对应的完整的全频段Chirp输入符号与本地信号 $L(t)$ 相

乘所产生，所以只要信道是一个慢变的信道，两个单音信号的幅度就都同样反应了系统工作的全部信道频段的影响。

图3中输入信号  $x(t) = s(t) + n(t)$ ，其中  $n(t)$  是噪声，在下面的分析中假设噪声是零均值的高斯白噪声。信号  $s(t)$  为：

$$s(t) = A_s(t) e^{j[-\omega_{s_0}(t-2nT) + \frac{\mu}{2}(t-2nT)^2]}$$

$$y(t) = s[t-\tau]L^*(t) + n(t)L^*(t) = \begin{cases} A_s(t-\tau) e^{j[-\frac{1}{2}\mu T\tau + \frac{1}{2}\mu\tau^2]} e^{j[\frac{3}{2}\mu T - \mu\tau]t} + n(t)L^*(t) & 0 < t < \tau \\ A_s(t-\tau) e^{j[\frac{1}{2}\mu T\tau + \mu\tau^2]} e^{j[\frac{1}{2}\mu T - \mu\tau]t} + n(t)L^*(t) & \tau < t < T + \tau \\ A_s(t-\tau) e^{j[\frac{3}{2}\mu T\tau + \mu T^2 + \frac{1}{2}\mu\tau^2]} e^{j[-\frac{1}{2}\mu T - \mu\tau]t} + n(t)L^*(t) & T + \tau < t < 2T \end{cases} \quad (3)$$

当  $0 \leq t \leq 2T$  时，构成  $y(t)$  的3段信号中，每段都可以看作是在一个正弦信号上加了一个矩形窗后，再加上噪声与  $L^*(t)$  的乘积。暂不考虑其中噪声的部分，因此  $y(t)$  的功率谱就是正弦信号的功率谱与矩形脉冲信号功率谱的卷积。 $\tau \neq 0$  时， $y(t)$  的功率谱表现有3个主要的峰值。在每个主峰值之外，还存在着旁瓣。为简化分析，现假设每段信号对应的旁瓣远小于主瓣，那么每个峰值处的极大值分别为：

$$\begin{cases} |Y(\omega)|_{\max}^2 = |A_s(\omega)|^2 \tau^2 & 0 < t < \tau \\ |Y(\omega)|_{\max}^2 = |A_s(\omega)|^2 T^2 & \tau < t < T + \tau \\ |Y(\omega)|_{\max}^2 = |A_s(\omega)|^2 (T - \tau)^2 & T + \tau < t < 2T \end{cases} \quad (4)$$

不失一般性，假设  $|\tau| < |T - \tau|$ ，因此，正负频率域上功率谱极大值分别为：

$$\begin{cases} A_{\max 1} = |A_s(\omega)|^2 T^2 \\ A_{\max 2} = |A_s(\omega)|^2 (T - \tau)^2 \end{cases} \quad (5)$$

$$A_{\max 1} - A_{\max 2} = |A_s(\omega)|^2 [T^2 - (T - \tau)^2] = |A_s(\omega)|^2 (2T\tau - \tau^2) \quad (6)$$

该差值反馈给本地信号发生器。当差值为正时，延迟本地信号的产生时间，即相应减小  $\tau$ ；当差值为负时，提前本地信号的产生时间。经过一定的时间， $\tau \rightarrow 0$ ，环路锁定。

在考虑到旁瓣的存在时，环路趋向锁定的路径上存在着许多局部极小值，因此环路的锁定过程可以被看作是一个逐步逼近全局最小值的优化过程。因此本文提出利用信号分量的强度与延迟  $\tau$  的关系构成反馈环路的方法，避免了高精度的频率估计，从而降低了复杂度；同时利用扩展了扫频范围和扫频时间的本地信号避免信道的影响。

$$nT < t < (n+1)T, \omega_{s_0} = \frac{\mu}{2}T, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1)$$

本地Chirp信号的表达式为：

$$L(t) = e^{j[-\omega_{l_0}(t-2nT) + \frac{\mu}{2}(t-2nT)^2]}$$

$$2nT < t < 2(n+1)T, \omega_{l_0} = \mu T, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2)$$

那么当  $0 \leq t \leq 2T, \tau \geq 0$  时：

### 3 仿真结果与结论

本文利用Simulink对上述同步方法进行仿真。仿真中信号带宽为20 MHz，扫频时间为51.2  $\mu$ s。同步模块中使用的功率谱估计的FFT长度为512。信道为AWGN信道，SNR为0 dB，仿真结果如图5所示。

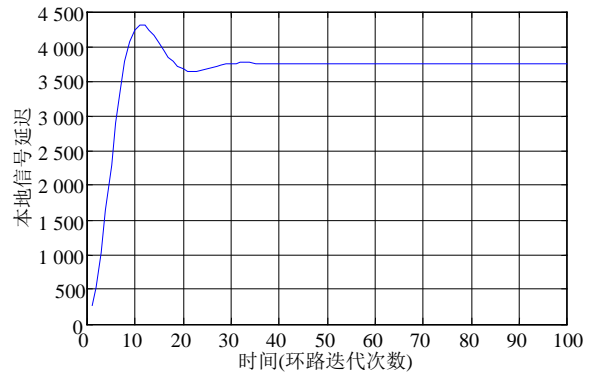


图5 环路收敛过程示意图

仿真起始时，人为设定输入信号与本地信号存在时间差。图5的纵坐标轴是环路中本地信号的延迟，单位为系统时钟运行周期数。环路锁定过程中，链路自动依据本文提出的方法不断调整该延迟值。图5的仿真结果表明，本文提出的方法可以通过调整本地信号发生的时间，去跟踪并锁定输入信号的延迟，使得本地信号与输入信号的时间差迅速减小到一定范围，从而初步完成对Chirp信号的时间同步任务。图6是仿真过程中，环路接近锁定时，输入信号与本地信号的乘积的功率谱密度。可以看到由于环路已经接近锁定，正负频率域上各自的功率谱极大值已经接近相同。

(下转第926页)