

# 一种非线性 chirp 扩频的高效多址接入技术

孟繁宇, 顾学迈, 郭 庆

(哈尔滨工业大学 电子与信息工程学院, 150001 哈尔滨, fanyu. m@gmail. com)

**摘 要:** 为提高基于 chirp 调制技术的无线通信系统的多址接入能力, 提出一种基于非线性 chirp 扩频的高效多址接入技术. 该技术利用 chirp 扩频的独特技术优势以及非线性 chirp 信号自身的特性来抑制 MAI. 仿真结果显示, 这一新的多址接入技术可以容纳较多的用户同时接入, 而不明显降低系统的误码率性能, 与现有的利用 chirp 扩频的多址接入技术相比较, 本文提出的新技术在同样条件下具有更好的 BER 性能.

**关键词:** chirp 扩频; 多址接入; 非线性 chirp 信号; MAI

中图分类号: TN914. 4; TN914. 5

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2012)01-0047-06

## An efficient multiple access technique using non-linear chirp signal

MENG Fan-yu, GU Xue-mai, GUO Qing

(Communication Research Center, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China, fanyu. m@gmail. com)

**Abstract:** This paper presents an efficient multiple access technique using non-linear chirp signal to enhance the multiple access capacity of a chirp modulation communication system. It makes use of the unique advantages of chirp spread spectrum and the characters of non-linear chirp signals to suppress the multiple access interference (MAI). Simulation results show that this new technique can allow a larger number of users without an obvious degradation in performance which is important for multiple access. Compared with exiting techniques, the new one also has a lower BER under the same conditions.

**Key words:** chirp spread spectrum; multiple access; non-linear chirp signal; MAI

Chirp 调制作为一种独特的扩频技术, 因其高增益、低功耗以及良好的抗多径、抗多普勒频移能力<sup>[1]</sup>, 近年来日益受到重视. 利用线性 chirp 信号进行无线通信的想法最早是由 Winkler 提出的<sup>[2]</sup>. 近年来, 一些新的利用 chirp 扩频技术的调制方法也陆续提出, 其大致可以分为两类: 一类是利用 chirp 扩频本身的自相关特性进行的调制<sup>[3]</sup>, 另一类是将 chirp 信号与其它调制技术相结合的调制方法<sup>[4-5]</sup>.

利用 chirp 扩频的多址接入技术最早是由 Cook 提出的<sup>[6]</sup>, Cook 的想法是为每 1 个用户分配 1 个具有独特 chirp 率的 chirp 信号, 并利用其良好的自相关性来区分用户. 这一方法虽然简单, 易

实现, 但是由于受到 MAI 的影响极大, 其多址能力并不强. EL-Khamy 等<sup>[7]</sup>于 1994 年提出了一种基于这一思想的改进方法, 即将两段具有不同 chirp 率的 chirp 信号组合起来使用. 这一想法大大提升了系统多址性能, 但是随着用户数的增多, 系统误码率显著下降. Ju Y 等<sup>[8]</sup>于 2004 年提出一种基于分时傅里叶 (FrFT) 的多址技术以抑制 MAI, 并且获得了良好的效果. 2006 年, Zhang Peng 等<sup>[9]</sup>提出了一种结合 chirp 信号和 walsh 码的想法来提高系统多址能力, 这一想法利用 walsh 码的正交性获得了很好的效果, 但其接入用户数也受到了 walsh 码的限制. 以上提到的所有多址接入的想法都是基于线性 chirp 信号的, 而非线性 chirp 信号由于其形式复杂, 而且难于准确产生, 所以早期主要是应用在雷达系统<sup>[10]</sup>. 但是近年来, 随着技术的进步, 很多能够准确快速的产生非线性 chirp 信号波形的的方法都被提出<sup>[11-12]</sup>, 这

收稿日期: 2010-09-24.

基金项目: 国家基础研究重大项目资助(2009ZX03005).

作者简介: 孟繁宇(1982—), 男, 博士研究生;

顾学迈(1957—), 男, 教授, 博士生导师;

郭 庆(1964—), 男, 教授, 博士生导师.

也为使用非线性 chirp 信号提供了坚实的基础. Shen Hanbing 等<sup>[13-14]</sup>提出了一种采用非线性 chirp 信号抑制窄带干扰的 UWB 系统,利用非线性 chirp 信号的特性取得了良好的效果,也为非线性 chirp 信号在通信领域中的应用做出了初步探索. Li Xiaotong 等<sup>[15]</sup>在此基础上又做了更进一步的探讨,对于如何构建非线性波形给出了更优解. 本文提出了一种基于非线性 chirp 扩频的多址接入技术,该技术利用非线性 chirp 信号的特性,将不同信号间的互相关系数降得很低,使信号之间准正交,以达到抑制 MAI,提高系统多址能力的目的.

### 1 多址接入系统模型

首先给出多址系统的整体结构描述如图 1. 在发送端,第  $K$  个用户数据通过 DBPSK 调制成为调制序列  $b_K(t)$ .  $c_K(t)$  是用来调制  $b_K(t)$  的 chirp 信号. 本文中 will 使用非线性 chirp 信号进行调制.

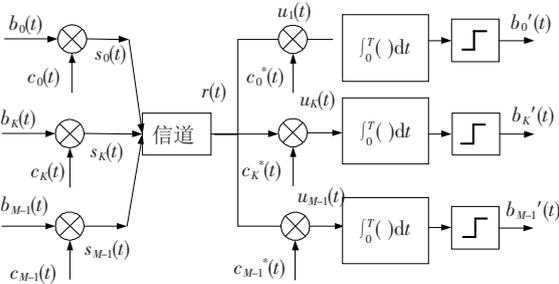


图 1 多址接入模型

第  $K$  个用户的基带传输信号可以表示为

$$s_K(t) = b_K(t) \cdot c_K(t).$$

在接收端,假设系统已经同步,基带接收信号的表达式为

$$r(t) = \sum_{k=0}^{M-1} s_k(t) + n(t).$$

其中  $n(t)$  是 高斯白噪声的复数形式.

将接收信号与本地生成副本 chirp 信号相乘得到的第  $K$  条支路上的待判决变量  $u_K(t)$  为

$$u_K(t) = \int_0^T r(t) c_K^*(t) dt = b_K(t) + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq L}}^{M-1} b_L(t) \rho_{KL} + \int_0^T n(t) c_K^*(t) dt.$$

其中  $c_K(t)$  和  $c_L(t)$  的互相关系数为

$$\rho_{KL} = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} c_K(t) c_L^*(t) dt.$$

经过滤波器后,通过判决模块可以得到所希望获得的二进制数据.

通过  $u_K(t)$  的表达式可以看出,最后一项是由信道上的噪声导致的;而第二项则是由于多用户同时接入所引起的码间干扰;第一项即为有用数据. 后两项都是系统所不希望存在的,最后一项可以通过提高信噪比来克服,而第二项则只能通过尽可能的减小互相关系数  $\rho_{KL}$  来解决.

### 2 非线性 Chirp 信号

#### 2.1 Chirp 扩频理论

Chirp 信号的一般表达式可以写成如下形式:

$$c(t) = \begin{cases} \cos(\theta(t)), & -T/2 < t < T/2; \\ 0, & \text{其他.} \end{cases}$$

其中  $\theta(t)$  是相位函数.

因此,  $c(t)$  的瞬时频率和 chirp 率可以分别表示为

$$f_c(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt},$$

$$\mu(t) = \frac{df_c(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d^2\theta(t)}{dt^2}.$$

对于 1 个线性 chirp 信号而言,瞬时频率  $f_c(t)$  是时间  $t$  的线性函数,即  $f_c(t) = f_0 + \mu t$ ,其中  $f_0$  是 chirp 信号的中心频率. 此时, chirp 率为 1 个常数,即  $\mu(t) = \mu$ . 线性 chirp 信号的匹配滤波器冲击响应为

$$h(t) = \sqrt{4\mu} \cos\left(2\pi\left(f_0 - \frac{\mu t^2}{2}\right)\right), \quad -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}.$$

在忽略掉高频分量的情况下,匹配滤波器在  $-T < t < T$  范围内的输出为

$$g(t) = \sqrt{BT} \frac{\sin\left(\pi Bt\left(1 - \frac{|t|}{T}\right)\right)}{\pi Bt} \cos \omega_0 t.$$

输出波形在  $t = 0$  达到最大,并且在  $t = \pm B^{-1}$  时刻第 1 次通过零点. 脉冲压缩的概念也正是由此而来,即发送的信号是 1 个持续时间较长、幅度变化较小的 chirp 信号,而在接收端经过匹配后,得到了 1 个具有 sinc 函数形式的输出,绝大部分能量都被聚集到了  $-B^{-1} \leq t \leq B^{-1}$  范围内. 而输入与输出的脉冲压缩比可以用带宽与信号持续时间的乘积  $BT$  表示,  $BT$  同时也可以理解为 chirp 扩频的系统增益.

对于 1 个非线性 chirp 信号来说,瞬时频率随着时间  $t$  呈现出一种非线性的变化关系,进而 chirp 率也不再是 1 个常数,而是随时间  $t$  变化的. 目前,诸如 sin chirp 信号, tan chirp 信号和 arcsin chirp 信号等几种典型非线性 chirp 信号都可以通过器件准确的产生出来. 图 2 给出了这些非线性 chirp 信号的瞬时频率变化情况.

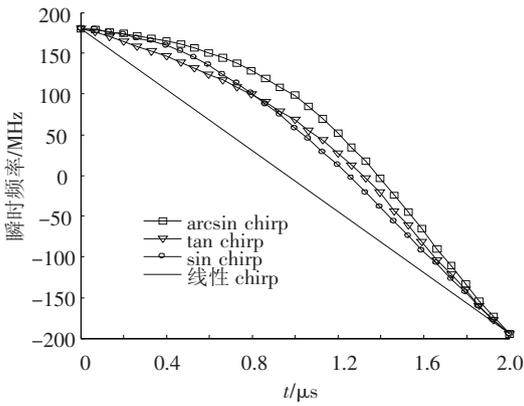


图2 非线性 chirp 信号的瞬时频率

以 sin chirp 信号为例说明,如图2所示,其瞬时频率与时间不再呈线性关系变化,而是以 sin 函数的波形规律来进行变化的,其数学表达式为

$$f_c(t) = \frac{B}{2} \sin(kt).$$

因此其 chirp 率的表达式可以推导如下:

$$\mu(t) = \frac{df_c(t)}{dt} = \frac{kB}{2} \cos(kt).$$

由上两式可以发现, sin chirp 信号的形式并不唯一,而是根据 sin 函数中  $k$  的取值不同而发生变化的. 可以说 sin chirp 信号是一组瞬时频率变化规律符合 sin 函数的非线性 chirp 信号. 同理, tan chirp 信号和 arcsin chirp 信号分别是瞬时频率变化规律符合 tan 函数和 arcsin 函数的两组非线性 chirp 信号.

## 2.2 最优非线性 Chirp 信号设计

尽管上文给出了非线性 chirp 信号的数学产生原理,但是并非所有的非线性 chirp 信号都能够对多址接入有良好的适应性. 在这一节中将对它们分别进行分析,并设计最适合本系统多址接入的一组非线性 chirp 信号.

仍然以 sin chirp 信号为例,为了方便构建所需要的信号,将瞬时频率重写成:

$$f_c(t) = \frac{B}{2} \sin\left(\pi \frac{\Omega}{T} t\right).$$

其中  $B$  是信号所占带宽,  $T$  是信号持续时间. 由上式,可以推导出相位表达式为

$$\theta(t) = 2\pi \int f_c(t) dt = \pi B \int \sin\left(\frac{\Omega}{T} t\right) dt =$$

$$\frac{TB}{\Omega} \cos\left(\pi \frac{\Omega}{T} t\right).$$

通过以上两式的推导,可以知道在信号带宽和持续时间给定的条件下,信号的瞬时频率以及瞬时相位仅与参数  $\Omega$  有关. 因此在构建一组所需要的非线性 chirp 信号时,可以通过仅改变  $\Omega$  的

值来实现,此时信号除了 chirp 率发生改变,其他特性都是保持不变的. 在本文的多址系统中,将具有不同  $\Omega$  值的非线性 chirp 信号分配给不同的接入用户,当用户数增加时,系统只需要增加  $\Omega$  值就可以实现扩容. 通过这样一种简单的构建准则,既能保证信号构建的快速和准确,而且能够方便的随时为新接入的用户分配相应的 chirp 信号. 参数  $\Omega$  实际上表示了 sin chirp 信号在信号持续时间内的扫频次数,即在信号每次持续时间内,频率在  $-B/2$  到  $B/2$  范围内遍历所有值的次数.

不同用户由于被分配了具有不同  $\Omega$  值的 sin chirp 信号,因此它们之间的互相关系数可以进一步表示为

$$\rho_{KL} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [e^{j\Omega_K \cos(\frac{\Omega_K}{T} t)^2}]^* e^{j\Omega_L \cos(\frac{\Omega_L}{T} t)^2} dt.$$

该表达式的闭合形式由于非线性信号的引入而变得十分复杂,因此本文中通过仿真的方法来进行计算. 图3给出了在  $TB = 100$  时,两个 sin chirp 信号的互相关值,从图中可以看到,当  $\Omega_K$  与  $\Omega_L$  相等时,  $\rho_{KL}$  可以达到最大值1,这一结果和之前的分析是一致的. 因为  $\Omega_K = \Omega_L$  表示接收端接收到的信号是来自与之对应的发送端,即所需要的有用信号,由于 chirp 信号具有良好的自相关特性,故相关系数达到最大. 而当  $|\Omega_K - \Omega_L| \leq 0.5$  时,  $\rho_{KL}$  值相对都比较高,这说明当两个 sin chirp 信号的相关距离很近的时候,MAI 的影响仍然较强,如果将相关距离  $|\Omega_K - \Omega_L| \leq 0.5$  的 sin chirp 信号分配给用户,则必然影响到系统的多址性能.

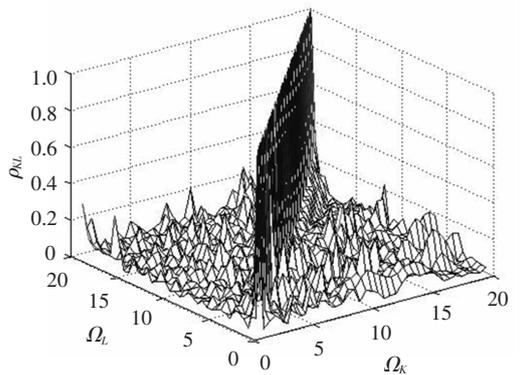


图3 sin chirp 信号的互相关系数

因此在构建信号组时,必须满足边界条件  $|\Delta\Omega_{\min}| > 0.5$ , 以保证系统的多址性能,同时该边界条件以及器件产生 sin chirp 信号的能力也共同限制了系统的最大接入用户数量. 因此系统的可接入用户数量可以写成:

$$M = \frac{\Omega_{\max} - \Omega_{\min}}{|\Delta\Omega_{\min}|} + 1 \leq 2(\Omega_{\max} - \Omega_{\min}) + 1.$$

本文在构建 sin chirp 信号组时, 令  $|\Omega_k - \Omega_L|_{\min} = 1$ , 满足了构建信号的边界条件, 从而也保证了 MAI 的影响达到最小, 也就是说设计的这一 sin chirp 信号组具有非常良好的正交特性, 而且经证明是优于一般线性 chirp 信号的.

针对 tan chirp 信号和 arcsin chirp 信号, 进行了类似的信号构建和仿真分析, 并得到了其互相关系数的结果. 令人遗憾的是, 如 sin chirp 信号组那样良好的正交性结果并没有出现在这两种非线性信号组上, 也就是说这两种形式的非线性 chirp 信号组对于系统的多址接入性能的提升并不能起到积极的作用. 尤其是 tan chirp 信号, 其不同取值的信号之间都存在着很大的相关性, 根本无法利用其来区分用户. 通过这样的计算和比较, 本系统最终选取经过优化构建的 sin chirp 信号组作为多址接入所采用的非线性 chirp 信号.

根据互相关系数的数学表达式可以知道,  $\rho_{KL}$  的取值并不仅仅取决于非线性信号组中不同的  $\Omega$  值, 同时也与  $TB$  值有关. 图4给出了当  $\Omega_L = 2$  时,  $\rho_{KL}$  随  $TB$  的变化情况. 随着  $TB$  的增加,  $\rho_{KL}$  逐渐减小, 这表示较大的  $TB$  值可以支持更多的用户接入系统. 当  $TB \geq 200$  时, 几乎所有的互相关系数都

低于 0.1, 即信号之间都可以被认为是准正交的. 但是可以注意到, 随着  $TB$  值的进一步提高,  $\rho_{KL}$  的减小趋势逐渐变得缓慢. 这一方法实际上是通过提高系统增益, 使得边界条件  $|\Delta\Omega_{\min}|$  减小, 从而增加了系统的多址用户数. 但是, 系统增益的增加与  $|\Delta\Omega_{\min}|$  的减小并非线性关系, 所以提高系统增益来换取多址用户数量的增加, 其代价是否合理是需要仔细衡量的, 在后文的仿真中也做了相应的分析.

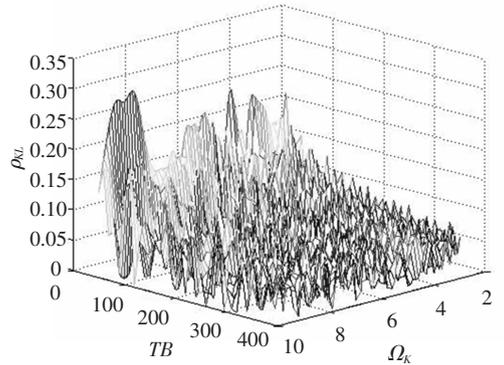


图4 互相关系数随  $TB$  的变化关系

表1是1个8用户同时接入的相关系数计算结果, 其中  $\Omega$  取值分别为 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8. 从该表中可以清楚地看出被分配了 sin chirp 信号组的用户之间的相关系数非常低, 即保证了 MAI 可以充分的被抑制.

表1  $M$  用户的  $\rho_{KL}$  值 ( $M=8$ )

$\rho_{KL}$	$c_0(t)$	$c_1(t)$	$c_2(t)$	$c_3(t)$	$c_4(t)$	$c_5(t)$	$c_6(t)$	$c_7(t)$
$c_0(t)$	1.000 0	0.028 9	0.042 7	0.014 0	0.031 9	0.020 8	0.126 9	0.025 3
$c_1(t)$		1.000 0	0.098 5	0.020 3	0.060 3	0.018 0	0.032 8	0.003 8
$c_2(t)$			1.000 0	0.045 2	0.065 2	0.057 5	0.049 6	0.047 1
$c_3(t)$				1.000 0	0.144 7	0.023 5	0.036 4	0.056 5
$c_4(t)$					1.000 0	0.082 3	0.041 4	0.057 3
$c_5(t)$						1.000 0	0.112 5	0.091 4
$c_6(t)$							1.000 0	0.120 2
$c_7(t)$								1.000 0

### 3 仿真结果分析

这一部分给出了一些利用 Monte - Carlo 仿真得到的基于非线性 chirp 信号的多址接入技术的性能结果. 同时文献[9]中利用 chirp 码实现多址通信的一些结果也一并给出, 以进行对比. 文献[9]提出了一种利用线性 chirp 信号和 walsh 码组合的方式进行多址接入的技术. 在仿真过程中, 信号带宽  $B = 200$  MHz, 信号持续时间将会根据仿

真需要进行改变从而获得所需的  $TB$  值.

图5给出了在白噪声信道下, 4用户应用本文所提出的机制同时接入系统的误码率性能. 4用户所采用的 sin chirp 信号的  $\Omega$  值分别设定为 1, 2, 3, 4. 同时, 图中也给出了单用户接入的误码率曲线、DPSK 调制的理论误码率曲线以及采用文献[9]方法的误码率曲线. 与单用户接入情况相比, 采用 sin chirp 信号组的多址接入机制和文献[9]提出的方法误码率性能都有所下降. 但

是本文提出的方法, 随着  $E_b/N_0$  的增大, 误码率性能更优于文献[9]提出的方法约 1~2 dB. 而相对于单用户, 误码率性能下降主要是因为信号之间并非绝对的正交, 互相关系数虽然很小, 但是仍然不为零, 这也是在前文理论分析中已经预见到的.

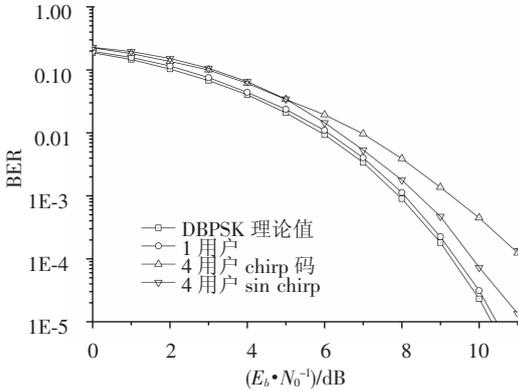


图 5  $M=4$  用户的误码率性能,  $TB=100$

图 6 给出了在白噪声信道下, 随着同时接入用户数量  $M$  的增加, 系统的误码率性能变化情况, 通过这一曲线可以方便的观察到采用了 sin chirp 信号组的多址接入系统的误码率与多址能力之间的关系. 在该仿真过程中,  $M$  的取值分别为 4, 8, 12, 16 和 20, 仿真结果显示随着  $M$  取值的增加, 系统的误码率性能并没有明显的下降. 当 20 个用户同时接入时, 其误码率与 4 用户接入相比, 下降最大值约 1.5 dB. 这一结果说明采用本文所设计的 sin chirp 多址接入系统能够很好的抑制多用户之间的 MAI, 其误码率表现对于系统用户数量的增加并不敏感, 从而说明了该系统具有很强的多址能力.

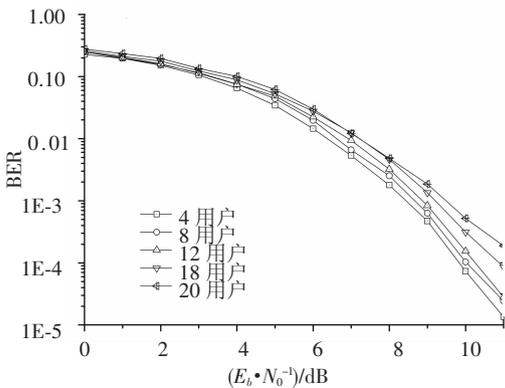


图 6 不同用户数的误码率性能比较,  $TB=100$

图 7 给出的结果是系统误码率性能随  $TB$  变化的情况. 在前文已经分析过, 增加  $TB$  值, 等效于

减小  $|\Delta\Omega_{\min}|$ , 从而提高系统的多址性能, 但是二者之间并非线性变化关系. 从仿真结果可知, 图中误码率并没有随着  $TB$  的增加而持续下降, 而是在  $TB$  增大到 400 以后基本保持不变. 这说明通过提高  $TB$  值来降低互相关系数, 从而提高系统误码率性能的效果是十分有限的, 当系统增益增加到一定程度之后, 继续提高系统增益是无法提高系统的误码率性能的. 注意到这一现象对于设计实际系统是十分必要的, 因为单纯的增加  $TB$  值只会增加系统功率, 而对系统性能提升帮助有限. 所以在设计实际系统时, 必须选取 1 个合适的  $TB$  值, 即系统增益, 使其能够在系统功率和系统多址性能之间获得最佳的平衡.

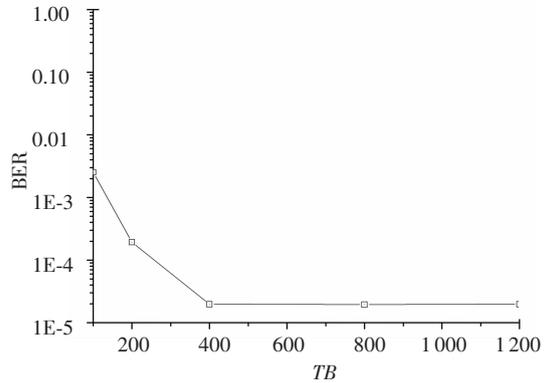


图 7 不同  $TB$  值的误码率性能,  $E_b/N_0=8$  dB,  $M=8$

## 4 结 论

本文提出了一种基于非线性 chirp 扩频的高效的多址接入技术, 并分析了影响系统多址性能的主要原因. 该技术实现简单, 并且能够随时增加接入用户而不必改变系统其它参数. 通过分析和计算几种常用非线性 chirp 信号的互相关系数特性, 最终选取 sin chirp 信号组应用于多址接入系统中, 并且针对系统结构, 对如何构建一组最优的 sin chirp 信号进行了分析和验证, 并给出了系统能够容纳的最大用户数的理论值. 仿真结果表明本文提出的机制对于 MAI 有着很好的抑制效果, 与现有的基于 chirp 扩频的多址接入机制相比较, 本文所提出的方法有着更好的误码率性能. 同时, 此方法还能够容纳较多的用户同时接入, 而误码率性能没有明显的下降. 所以, 采用 sin chirp 信号的多址接入系统在未来将会有更广阔的发展空间.

## 参考文献:

[1] GUGLER G W, SPRINGER A, WEIGHEL R. A chirp-

- based wideband spread spectrum modulation technique for WLAN applications [C]//Proceedings of the 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Piscataway: IEEE, 2000, 1:83 - 87.
- [2] WINKLEY M R. Chirp signals for communications [C]//Proceeding of WESCON Conference. Piscataway: IEEE, 1962; 14 - 17.
- [3] SPRINGER A, GUGLER W, HUEMER M, *et al.* Spread spectrum communication using chirp signals [C]//EUROCOMM 2000 Information Systems for Enhanced Public Safety and Security. Piscataway: IEEE/AFCEA, 2000; 166 - 170.
- [4] HENGSTLER S, KASILINGAM D P, COSTA A H. A novel chirp modulation spread spectrum technique for multiple access [C]//7th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Piscataway: IEEE, 2002, 1:73 - 77.
- [5] GUGLER W, SPRINGER A, WEIGHEL R. A robust saw-based chirp  $\pi/4$  DQPSK system for indoor applications [C]//ICC 2000. Piscataway: IEEE, 2000, 2: 773 - 777.
- [6] COOK C E. Linear FM signal formats for beacon and communication systems [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1974, 10(4): 471 - 478.
- [7] EL-KHAMY S E, SHAABAN S E, THABET E A. Efficient multiple access communications using multi-user chirp Modulation signals [C]//4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings. Piscataway: IEEE, 1996, 3: 1209 - 1213.
- [8] JU Y, BARKAT B. A new efficient chirp modulation technique for multi-user access communications systems [C]//ICASSP 04. Piscataway: IEEE, 2004, 4:937 - 940.
- [9] ZHANG Peng, LIU Hao. An ultra-wide band system with chirp spread spectrum transmission technique [C]//6th International Conference on ITS Telecommunications Proceedings. Chengdu: ITS, 2006; 294 - 297.
- [10] COLLINS T, ATKINS P. Nonlinear frequency modulation chirps for active sonar [J]. IEEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, 1999, 146(6): 312 - 316.
- [11] PAN Yichun, PENG Shirui, YANG Kefeng, *et al.* Optimization design of NLFM signal and its pulse compression simulation [C]//2005 IEEE International Radar Conference. Piscataway: IEEE, 2005; 383 - 386.
- [12] WANG Chao, YAO Jianping. Nonlinearly chirped microwave pulse generation using a spatially discrete chirped fiber Bragg grating [C]//International Topical Meeting on Microwave Photonics. Piscataway: IEEE, 2009; 1 - 4.
- [13] SHEN Hanbing, ZHANG Weihua, KWAK K S. DS-PAM UWB system using non-linear chirp waveform [J]. ETRI Journal, 2007, 29(3): 322 - 328.
- [14] SHEN Hanbing, ZHANG Weihua, KWAK K S. Modified Chirp Waveforms in Cognitive UWB System [C]//ICC Workshops 08. Piscataway: IEEE, 2008; 504 - 507.
- [15] LI Xiaotong, BAI Zhiqian, KWAK K S. NBI suppression UWB system based on novel nonlinear chirp pulses [C]//9th International Symposium on Communications and Information Technology. Piscataway: IEEE, 2009; 1167 - 1170.

(编辑 张宏)