

文章编号:1001-893X(2012)08-1251-04

超宽带低截获率扩频系统实现^{*}

沈 志,周世平,胡 哲,韩建莉

(湖北航天技术研究所,武汉 430040)

摘 要:在现有器件工作速度受限条件下,提出了一种超宽带扩频系统实现方案。通过对扩频后的信号频域进行多载波二次扩展,提高了扩频系统的可实现带宽,从而在保持高扩频增益的前提下获得了高传输速率,降低了有效信号的功率谱密度要求,达到了隐藏有效信号频谱、降低截获率的目的。最终系统实现结构统一,扩展形式灵活,解决了现有条件下宽带高速率扩频系统的实现困难。

关键词:超宽带;扩频通信;直接序列扩频;多载波调制;低截获率

中图分类号:TN975;TN924 **文献标志码:**A **doi:**10.3969/j.issn.1001-893x.2012.08.006

Implementation of Ultra-wideband Low Interception Probability Spread Spectrum System

SHEN Zhi, ZHOU Shi-ping, HU Zhe, HAN Jian-li

(Hubei Institute of Spaceflight, Wuhan 430040, China)

Abstract: A novel implementation of ultra-wideband(UWB) spread spectrum system is presented under the condition of device operating frequency limitation. This architecture, which utilizes the characteristics of direct spectrum spreading and multicarrier modulation for signal spectrum two-dimensional spreading, has increased the realizable spectrum bandwidth. Therefore it obtains faster bit-rate in the condition of higher spread spectrum gain and lower requirement of power spectral density, and leads to the results of signal concealment and low probability interception. The practical design achieves the purpose of uniform structure and flexible extension ability, and solves the problem of ultra-wideband high bit-rate spread spectrum system implementation hardness.

Key words: ultra-wideband; spectrum spreading communication; direct spectrum spreading; multicarrier modulation; low interception probability

1 引 言

扩频通信由于采用伪随机码作为扩频调制的基本信号,展宽了通信频带,降低了信号功率谱密度,具有抗干扰强、信号隐蔽、截获率低、码分多址、易于组网等特点,被广泛应用于军民用通信、电子对抗、导航及测量等领域。直接序列扩频^[1](Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)是扩频通信最主要的一种实现方式,在发送端通过利用高码率的扩频序列对发送信号进行调制,展宽其频带,在接收端再使

用相同扩频序列进行解码,从而获得较高的等效调制增益。

相对于原始信号带宽,更大的扩频比率可以带来更高的扩频增益,以及更低的有效功率谱密度,从而加大第三方探测难度,降低被截获概率,但受限于现有硬件实现能力,传统单载波扩频系统的扩频能力非常有限。本文将多载波(Multi-Carrier, MC)调制系统引入到扩频通信中,使用多个载波同时传输有效信号,达到进一步增大扩频比的目的,同时利用基带混频调制与超外差解调方式,使得中射频部分

^{*} 收稿日期:2012-02-20;修回日期:2012-05-02

尽可能使用统一结构实现,降低了系统实现复杂度。

2 扩频系统超宽带实现的硬件局限

在窄带干扰条件下,通过对扩频后带宽为 W 的信号解扩,可以使功率为 P_I 的干扰信号 $i(t)$ 带宽扩展到频带 W ,则噪声功率谱密度 $I_0 = P_I/W$ 。解扩后的信号通过带宽为 R 的匹配滤波器,则解调器输出端的干扰总功率为^[2]

$$I_0 R = P_I R/W = \frac{P_I}{W/R} = \frac{P_I}{L_c} \tag{1}$$

因此干扰信号功率的下降量与带宽的扩展因子 W/R 相等, $L_c = W/R$ 为扩频系统的处理增益。

在解扩后带宽 R 一定的条件下,为了获得尽可能大的处理增益,则需要增大扩频后带宽 W 。现有以软件无线电架构的扩频通信系统通常以 FPGA 为核心,其系统全局时钟主频一般在 200 ~ 300 MHz 级别,当实现逻辑使用量较多时,综合后可用时钟会降低至 100 MHz 级别,常用的高速 DAC 数模转换芯片也多位于此主频范围内,由于基带信号需要完成基带成形、插值处理等操作,其处理载波带宽一般在 20 ~ 40 MHz 级别,这就导致扩频系统可实现的扩频因子非常有限。如果要实现更高带宽的载波输出,一种可行的方法是在 FPGA 内对高于系统主频的采样率信号在数字域作多相位处理,在输出转换端再完成多相位合并,再由吉赫级别的超高主频 DAC 转换输出^[3]。但该方法的实现代价较大,不光实现逻辑复杂,超高速 DAC 成本较高,并且板级信号完整性控制难度也快速上升。其扩频后带宽增大的本质是通过提高处理速度获得,其方法对系统能力提升有限,存在应用局限性。

3 直扩及多载波调制二维扩频

为了进一步拓展直扩信号的频带宽度,本文将传统多载波调制方式^[4]引入到扩频系统。在基带成形之前,就将数据以位宽分离或者码片分离的方式,分解为多路并行数据,在各自独立扩频后,由多个独立单载波调制模块进行调制,在模拟域上再进行功率合成,从而实现超宽带调制。在接收端,使用多个独立解调模块并行处理各自频带信号,在基带之后再行数据合并。该方法使用更多的并行处理资源换取更大的频带宽度,其基本实现框图如图 1 所示。

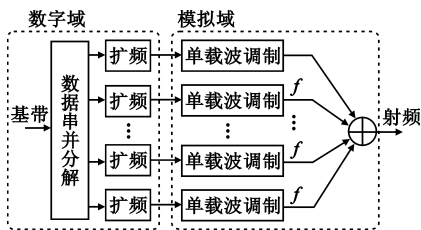


图 1 多载波扩频系统实现结构
Fig.1 Architecture of multi-carrier spread spectrum system

设单个载波宽度为 f_{BW} , N 个独立载波在频谱上相邻存在,使用正交调制方式,则最终全系统的载波信号模型可以表示为

$$S_{mul} = \text{Re} \left[\sum_{i=1}^N (I_i - jQ_i) e^{j\omega_i t} \right],$$
$$\omega_{i+1} - \omega_i = \omega_{BW} = 2\pi f_{BW} \tag{2}$$

频域分布如图 2 所示。

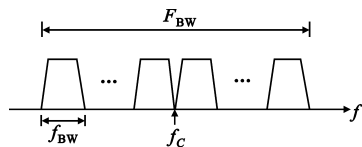


图 2 多载波扩频频谱分布
Fig.2 Multi-carrier spread spectrum profile

可以看到,在频域上各个载波呈独立分布,但又彼此相邻。对于全频带来说,除了各频带自身去码间串扰的滚降保护带占据了一定带宽以外,与单一载波超宽频谱相比,基本没有浪费更多频带资源。

4 基带变频与统一上变频结构

在公式(2)中,由于各频点载频 ω_i 不同,上变频系统对于每一路载波在进行调制或解调时,需要使用完全不同频率的载波信号,这无疑加大了多载波系统硬件设计与调试的复杂度。

设最终输出频带的中心频点为 ω_c ,对于偶数个载波系统,可以将公式(2)改写为

$$S_{mul} = \text{Re} \left\{ \sum_{k=1}^{N/2} [(I_{-k} - jQ_{-k}) e^{j[\omega_c - (k-1/2)\omega_{BW}]t} + (I_k - jQ_k) e^{j[\omega_c + (k-1/2)\omega_{BW}]t}] \right\} \tag{3}$$

将中心载波频点 ω_c 提出,则上式变为

$$S_{mul} = \text{Re} \left\{ e^{j\omega_c t} \sum_{k=1}^{N/2} [(I_{-k} - jQ_{-k}) e^{j[-(k-1/2)\omega_{BW}]t} + (I_k - jQ_k) e^{j[(k-1/2)\omega_{BW}]t}] \right\} \tag{4}$$

由该式可以知道,多路信号可以通过两次变频获得,第一次变频的载波频率为 $\pm (k-1/2)\omega_{BW}$,由于频

率值不高,可以直接在数字域进行调频偏,可定义为基带频偏调制方式。

完成基带调频偏之后,第二次变频的载波频率可以为一个固定值 ω_c ,因此各路子载波的中射频正交调频既可以使用相同载波的调频电路完成,也可以在数模转换后直接功率合成再使用单路上变频器完成,从而降低了中射频部分的实现复杂度。

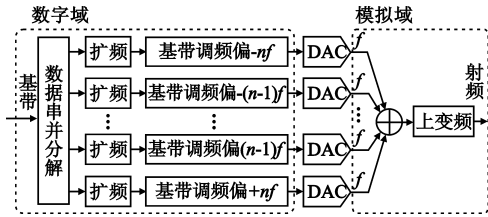


图 3 基带频偏扩频系统实现结构

Fig.3 Architecture of baseband mixing spread spectrum system

各路载波的二次中射频正交变频利用欧拉公式进行展开后,可表示为

$$S_{mul} = \sum_{k=-N/2}^{N/2} S_k = \sum_{k=-N/2}^{N/2} (\hat{I}_k \cos \omega_c t + \hat{Q}_k \sin \omega_c t) \quad (5)$$

其中, $\hat{I}_k$ 及 $\hat{Q}_k$ 为基带调频偏之后得到的信号,由于二次变频后各单路载波分布位于中心载波 ω_c 的两侧,因此 ω_c 右侧上边带与 ω_c 左侧下边带的调频偏公式有少许不同。上边带的基带频偏公式为

$$\begin{cases} \hat{I}_k = I_k \cos[(k-1/2)\omega_{BW}]t + Q_k \sin[(k-1/2)\omega_{BW}]t \\ \hat{Q}_k = Q_k \cos[(k-1/2)\omega_{BW}]t - I_k \sin[(k-1/2)\omega_{BW}]t \end{cases} \quad (6)$$

下边带的基带频偏公式为

$$\begin{cases} \hat{I}_{-k} = I_{-k} \cos[(k-1/2)\omega_{BW}]t - Q_{-k} \sin[(k-1/2)\omega_{BW}]t \\ \hat{Q}_{-k} = Q_{-k} \cos[(k-1/2)\omega_{BW}]t + I_{-k} \sin[(k-1/2)\omega_{BW}]t \end{cases} \quad (7)$$

5 多频及单频超外差式下变频结构

下变频方式与上变频相反,也使用两次变频方式。与发送端不同的是,接收端获得的是宽频带信号,对于各单载波解调器,必须通过滤波获得各自单路载波,工程实现方案有以下两种。

第一种下变频方案是使用传统超外差接收方式,通过使用多路下变频通道对不同的载波进行解调,使下变频后的有效单路信号落在固定频点上,可以直接下变至零频点执行低通滤波,也可以下变至低中频,完成中频带通滤波后再二次下变至零频点。则各路都可以使用相同频率的模拟低通或带通滤波

器完成带外信号的滤波作用,再由单路 ADC 采样各自单载波信号,以使用多射频点源的代价,简化下变频后的带通或低通滤波器设计难度,其实现框图如图 4 所示。

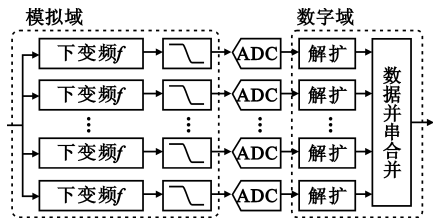


图 4 多下变频器接收系统结构图

Fig.4 Block diagram of multi-downconverter receiver system

设完成基本增益控制后的接收信号为

$$\tilde{S}_{mul} = \text{Re} \left[\sum_{i=1}^N (I_i - jQ_i) e^{j(\omega_i t + \varphi_i)} \right] \quad (8)$$

设本地每路下变频载波为

$$D_k = \cos \omega_k t = e^{j\omega_k t}/2 + e^{-j\omega_k t}/2 \quad (9)$$

对于每路下变频过程可表示为

$$\begin{aligned} \tilde{S}_{mul} \cdot D_k &= \text{Re} \left[\sum_{i=1}^N (I_i - jQ_i) e^{j(\omega_i t + \varphi_i)} \cdot (e^{j\omega_k t}/2 + e^{-j\omega_k t}/2) \right] = \\ &= \text{Re} \left[\sum_{i=1, i \neq k}^N (I_i - jQ_i) (e^{j(\omega_i t + \omega_k t + \varphi_i)} + e^{j(\omega_i t - \omega_k t + \varphi_i)})/2 \right] + \\ &= \text{Re} [(I_k - jQ_k) e^{j(2\omega_k + \varphi_k)t}/2] + \text{Re} [(I_k - jQ_k) e^{j\varphi_k}/2] \end{aligned} \quad (10)$$

使用低通滤波器去除高频分量,仅提取当前频点信号后得到

$$\tilde{S}_k = LP_{f_{BW}/2}(\tilde{S}_{mul} \cdot D_k) = \text{Re} [(I_k - jQ_k) e^{j\varphi_k}/2] \quad (11)$$

其中, $LP_f(\cdot)$ 表示以 f 为带宽执行低通滤波操作。上式是直接捷变至零频公式,如分两次捷变,第一次捷变至低中频,则使用带通滤波器完成单载波带外滤波操作,与上式略有不同但方法一致。该方案是一种比较传统的实现方式,其缺点是每个单路载波解调都需要使用一个下变频模块,系统中射频部分复杂度较高。

第二种实现方式是由单个下变频器将信号下变至中频,然后通过功分器将信号分配至多路,每路单载波解调器通过数字方式产生不同频率的载波信号,将各自信号二次下变频至零频位置,由低通滤波器去除单载波带外信号后,再由 ADC 对基带信号进行采样处理。该方案的优点是全路设备仅需要使用一路射频下变频器,简化了射频部分的设计难度;但缺点是每路信号处理模块都需要增加二次下变频的载波发生模块。其实现框图如图 5 所示。

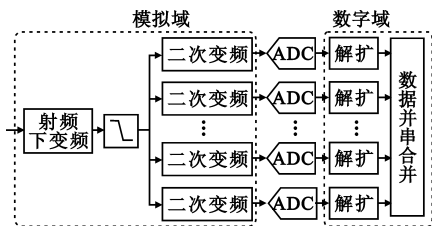


图 5 两次下变频接收系统结构图

Fig.5 Block diagram of two-stage downconverter receiver system

当然,如果模式转换器采样率相对于一次变频后的中频频率较高,也可以采用采样后在数字域实现正交下变频的设计方法。

同公式(8)~(9),对接收信号进行一次射频下变频后再滤除高频分量有

$$\tilde{S} = LP_{\omega_c}(\tilde{S}_{mul} \cdot D_K) = \text{Re}\left[\sum_{i=1}^N (I_i - jQ_i)e^{j(\omega_t - \omega_k t + \varphi_i)/2}\right] \quad (12)$$

设下变频后中心频点载波分量 ω_{IF} 为

$$\omega_{IF} = \omega_c - \omega_K \quad (13)$$

公式(12)变为

$$\tilde{S} = \text{Re}\left[\sum_{i=-N/2, i \neq 0}^{i=N/2} (I_i - jQ_i)e^{j(\omega_{IF} t + (i-1/2)\omega_{BW} t + \varphi_i)/2}\right] \quad (14)$$

对于整体中频信号,各单载波支路再产生各自中频下变频载波分量

$$D_i = \cos\omega_i t = \cos[\omega_{IF} + (i-1/2)\omega_{BW}]t = (e^{j[\omega_{IF} + (i-1/2)\omega_{BW}]t} + e^{-j[\omega_{IF} + (i-1/2)\omega_{BW}]t})/2 \quad (15)$$

其中, $i \in (-N/2, N/2), i \neq 0$,通过此中频载波对中频信号进行二次下变频,则单载波支路变频后的结果为

$$\tilde{S}_i = LP_{f_{BW}/2}(\tilde{S} \cdot D_i) = \text{Re}[(I_i - jQ_i)e^{j\varphi_i}/2] \quad (16)$$

而后完成相位同步,获得准确的基带数据。

6 实现结果

以四载波信号为例,完成调制以后的信号频谱如图 6 所示。

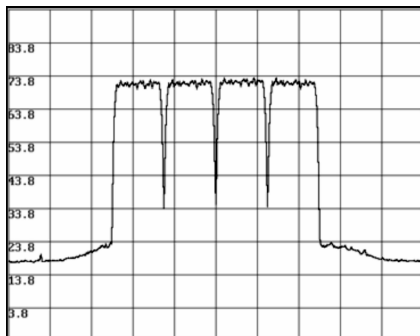


图 6 基带调频偏频谱图

Fig.6 Spectrogram of baseband mixed modulator

相对于原始单载波系统,在相同有效数据率条件下,通过提高载波数量,增加频带宽度为代价,获得了更低的功率谱密度,以及更高的扩频增益,对接收端来说,更低接收信噪比门限降低了信号被截获或被干扰的概率。

参考文献:

[1] Bernard Sklar. 数字通信 - 基础与应用 [M]. 2 版. 徐平平, 宋铁成, 叶芝慧, 译. 北京: 电子工业出版社, 2002.
Bernard Sklar. Digital Communications: Fundamentals and Applications [M]. 2nd ed. Translated by XU Ping-ping, SONG Tie-cheng, YE Zhi-hui. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002. (in Chinese)

[2] Proakis J G, Salehi M. 通信系统工程 [M]. 2 版. 叶芝慧, 赵新胜, 译. 北京: 电子工业出版社, 2002.
Proakis J G, Salehi M. Communication Systems Engineering, Second Edition [M]. 2nd ed. Translated by YE Zhi-hui, ZHAO Xin-sheng. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002. (in Chinese)

[3] 韩庆喜, 刘志军, 张淑慧, 等. 全数字 QAM 调制射频输出的 FPGA 实现 [J]. 电子技术应用, 2009, 35(11): 56-62.
HAN Qing-xi, LIU Zhi-jun, ZHANG Shu-hui, et al. Realization of all-digital QAM RF modulation based on FPGA [J]. Application of Electronic Technique, 2009, 35(11): 56-62. (in Chinese)

[4] 沈志. MC-QAM 调制器信号处理关键技术的实现研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2011.
SHEN Zhi. Key Technologies in Signal Processing Research and Implementation for MC-QAM Modulator [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2011. (in Chinese)

作者简介:

沈志(1983—),男,湖北武汉人,2011 年获博士学位,现为工程师,主要研究方向为通信与雷达信号处理;

SHEN Zhi was born in Wuhan, Hubei Province, in 1983. He received the Ph.D. degree in 2011. He is now an engineer. His research concerns communication and radar signal processing.

Email: zhi.m.shen@gmail.com

周世平(1979—),男,湖北应城人,2006 年获硕士学位,现为工程师,主要研究方向为雷达系统应用与信息对抗;

ZHOU Shi-ping was born in Yingcheng, Hubei Province, in 1979. He received the M.S. degree in 2006. He is now an engineer. His research concerns radar system application and information countermeasure.

胡哲(1982—),男,湖北仙桃人,2006 年获硕士学位,现为工程师,主要研究方向为雷达信号处理与数字信号处理;

HU Zhe was born in Xiantao, Hubei Province, in 1982. He received the M.S. degree in 2006. He is now an engineer. His research concerns radar signal and digital signal processing.

韩建莉(1984—),女,河北邢台人,2010 年获硕士学位,现为助理工程师,主要研究方向为雷达信号处理与 SAR 成像。

HAN Jian-li was born in Xingtai, Hebei Province, in 1984. She received the M.S. degree in 2010. She is now an assistant engineer. Her research concerns radar signal processing and SAR imaging.