

直接序列扩频谐波载波偏移调制

董红飞* 张尔扬 沈荣骏

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 该文提出直接序列扩频谐波载波偏移(HOC)调制方法。HOC 信号的扩频码流由成谐波关系的子载波调制扩频波形构成,其自相关函数是包络和阵因子的乘积。分析表明,HOC 信号的相关函数具有窄主峰,主峰宽度为信号的撑张带宽的倒数。该文分别就理想随机码和周期性伪随机码给出 HOC 信号自相关函数的解析表示式。该文指出,类似二相载波偏移(BOC)调制信号的周期性子载波偏移调制的信号均可表示成 HOC 信号。HOC 信号具有可分解性,可时分实现。HOC 信号的窄主峰,次峰可控制以及可分解性,决定其具有更好的距离分辨力和抗多径干扰以及抗人为干扰性能。该文通过 HOC 信号的具体构成例,给出了峰值平均功率比抑制的找平法。该文最后特别讨论了大撑张带宽 HOC 信号的性质。

关键词: 直接序列扩频谐波载波偏移调制;谐波载波偏移(HOC)信号;撑张带宽

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)10-2306-08

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00128

Harmonic Offset Carrier Modulations for DS-SS

Dong Hong-fei Zhang Er-yang Shen Rong-jun

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: This paper describes a class of offset carrier modulations for Direct Sequence-Spread Spectrum (DS-SS) called Harmonic Offset Carrier (HOC) modulations. The spread spectrum waveform of HOC signal is composed of spreading code modulated by harmonic subcarriers. The auto-correlation function of HOC is equal to the envelope multiplied by harmonic factors. The first peak of the auto-correlation function is narrow, and its width is equal to reciprocal of spanned bandwidth of the signal. The closed form auto-correlation function of HOC modulation is given in this paper. This paper indicates that a Binary Offset Carrier (BOC) modulation could be write as a HOC modulation. HOC signal could be disjoined, and each subcarrier could implement in difference time. HOC signal could achieves high performance of anti-jamming, high resolution of time of arrival measurements, and high performance in multiple path environments. HOC signal synthesized in this paper presents a method how to reduce peak power to average power ratio. In final part of this paper, the character of extra spanned bandwidth HOC modulation is discussed.

Key words: Harmonic Offset Carrier (HOC) modulations for Direct Sequence-Spread Spectrum (DS-SS); HOC signal; Spanned bandwidth

1 引言

直接序列扩频信号的扩频码流由码片时间为 T_c 的扩频波形构成,对信号的整体性能起关键作用。二相偏移载波(BOC)调制信号在新一代 GPS 系统中的应用,是扩频码流的构造和综合的成功范例。相对 GPS 传统 PSK-R 信号,新的 GPS m 码所采用的 BOC 信号特为设计成具有更多的高频分量,在抗干扰性能、码跟踪精度、频谱利用和给定带宽条件下的多信号复用诸方面获得改善和提高^[1]。文献[2]讨论了 BOC 信号接收中不同检相器、前端带宽条件下的抗干扰性能。文献[3]论述了 BOC 信号在伽利

略系统中的性能和接收机设计,文献[4,5]提出了一种供全球卫星导航系统复用备选的正交复用 BOC 信号及实现技术。BOC 信号的自相关函数在正负一个码片内除主峰(central peak)外,还有多个次峰(secondary peak),这使得 BOC 信号相对 BPSK 信号产生新的多径问题。文献[6,7]讨论了利用码相关参考波形技术在 BOC 信号接收中抑制多径。文献[8]研究了成形相关器在 BOC 信号中的抗多径性能。文献[9]提出了伪随机相关函数解正弦 BOC 信号模糊技术。

谐波分析在工程技术领域有悠久的历史和广泛应用。通信领域中,获得广泛研究和应用的正交频分复用(OFDM)信号,就是由成谐波正交关系的多子载波构成的。并且,OFDM 信号在雷达领域也获

2012-02-17 收到, 2012-07-09 改回

*通信作者: 董红飞 dong_hongfei@sina.com

得重视和应用^[10]。结合 CDMA 的 OFDM 信号与本文所讨论的 HOC 信号具有一定相似性。本文提出之 HOC 信号是基于 BOC 信号的方法并与 BOC 信号有紧密关系。因此命名依照 Betz^[1]的方式，称为直接序列扩频谐波载波偏移调制信号，分析问题的视角更关注于扩频码流的性能及其构造与设计。

本文提出直接序列扩频谐波载波偏移调制方法。HOC 信号的扩频码流由成谐波关系的偏移载波调制扩频波形构成，其自相关函数是包络和阵因子的乘积。HOC 信号具有可分解性，可时分实现。HOC 信号的窄主峰，次峰可控制以及可分解性，决定其具有更好的距离分辨力和抗多径干扰以及抗人为干扰性能。本文第 2 节给出 HOC 信号自相关函数解析表达式，第 3 节给出 HOC 信号具体构造示例和峰值平均功率比抑制的找平法，第 4 节讨论 BOC 信号和 HOC 信号的关系。本文最后是于大撑张带宽信号性质的讨论。

2 谐波载波偏移直接序列扩频信号及其自相关函数

常规直接序列扩频信号可以表示成 $s(t) = \sqrt{2P}m(t)c(t)\cos 2\pi f_c t$ ， f_c 是载波， $m(t)$ 是二进制基带数据。直接序列扩频谐波载波偏移调制(以下称 HOC 信号)不同之处只是其扩频码流 $c(t)$ 是下列形式：

$$c(t) = \sum_{k=0}^K \left[\sum_n c_{k,n} h_k(t - nT_{k,c}) \right] \cdot [a_k \cos 2\pi f_k t + b_k \sin 2\pi f_k t] \quad (1)$$

其中 $c_k(t) = \alpha_k \left[\sum_n c_{k,n} h_k(t - nT_c) \right] \cos(2\pi f_k t + \varphi_k)$

$$\begin{aligned} R_c(\tau) &= \overline{E\{c(t)c(t-\tau)\}} = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{2MNT_c} \sum_{m=-M}^{M-1} \int_{mNT_c}^{(m+1)NT_c} E\{c(t)c(t-\tau)\} dt \\ &= \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{2MNT_c} \sum_{m=-M}^{M-1} \int_{mNT_c}^{(m+1)NT_c} \left[\alpha_0^2 + \sum_{k=1}^K \frac{\alpha_k^2}{2} \cos 2\pi k f_0 t \right] \cdot E \left\{ \left[\sum_n c_n h(t - nT_c) \right] \left[\sum_i c_i h(t - iT_c - \tau) \right] \right\} dt \\ &\quad + \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{2MNT_c} \sum_{m=-M}^{M-1} \int_{mNT_c}^{(m+1)NT_c} \left[\sum_{k=1}^K \frac{\alpha_k^2}{2} (\cos 4\pi k f_0 t - 2\pi k f_0 \tau) \right] \cdot E \left\{ \left[\sum_n c_n h(t - nT_c) \right] \left[\sum_i c_i h(t - iT_c - \tau) \right] \right\} dt \\ &\quad + \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{2MNT_c} \sum_{m=-M}^{M-1} \int_{mNT_c}^{(m+1)NT_c} \left[\sum_{i \neq j} \alpha_i \alpha_j \cos 2\pi i f_0 t \cos(2\pi j f_0 t - 2\pi j f_0 \tau) \right] \\ &\quad \cdot E \left\{ \left[\sum_n c_n h(t - nT_c) \right] \left[\sum_i c_i h(t - iT_c - \tau) \right] \right\} dt \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)中，第 1 项记为 $R_{c,\text{main}}(\tau)$ ，称为 $R_c(\tau)$ 的主值；第 2 项记为 $R_{c,\text{eAuto}}(\tau)$ ，称为 $R_c(\tau)$ 的自相关余项或自相关误差项；最后一项是源于各子码流互相关的误差项，记为 $R_{c,\text{eCross}}(\tau)$ 。

是第 k 个子码流， $\alpha_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ ， $\varphi_k = -\arctan(b_k/a_k)$ ， $c_{k,n}$ 是第 k 个扩频码， $h_k(t)$ 是第 k 个扩频波形，码片时间为 $T_{k,c}$ 。 $\cos(2\pi f_k t + \varphi_k)$ 是第 k 个子载波， f_k 是第 k 个子载波频率。

对不同的 k 值，当 $c_{k,n}$ 与 $c_{l,n}$ 的互相关在所讨论的问题中可忽略时，认为各 $c_k(t)$ 之间相互独立。若各 $c_k(t)$ 的谱互不重叠，则各 $c_k(t)$ 互不相关。因此，不特别强调使用不同的扩频码 $c_{k,n}$ 来保证各 $c_k(t)$ 的相互独立时，可使 $c_{k,n} = c_n$ ，即只使用一个扩频码。

式(1)中，子载波 α_k 和 φ_k 可以用于传输 $m(t)$ 之外另一路数据。本文侧重讨论 HOC 信号的与其自相关函数性质相联系的基本特性。以下假设， $f_k = kf_0$ ($k = 0, 1, \dots, K$)，子载波成谐波关系。HOC 信号要求扩频波形 $h(t)$ 与各子载波 $\cos 2\pi k f_0 t$ 保持相位同步。因子载波取 $\cos 2\pi k f_0 t$ 形式，基于通过设计 $h(t)$ 波形抑制峰值平均功率比考虑，取 $h(t)$ 的支撑区间为 $(0, T_c)$ ， $h(t)$ 双边带宽 $2B_h$ 。选择 f_0 等于 $1/T_c$ 的整数倍。 f_0 是子载波基频， $f_0 > 1/T_c$ ，以及 $T_c = l/f_0$ ， $l \geq 2$ 是整数。再假设，对所有的 $k = 0, 1, \dots, K$ ，有 $h_k(t) = h(t)$ ， $T_{k,c} = T_c$ 和 $c_{k,n} = c_n$ ，以及 $\varphi_k = 0$ 。于是，式(1)简化为式(2)

$$c(t) = \left\{ \sum_n c_n h(t - nT_c) \right\} \sum_{k=0}^K \alpha_k \cos 2\pi k f_0 t \quad (2)$$

其中 $c(t)$ 已归一化，即 $(1/T_c) \int_{T_c} h^2(t) dt = 1$ ，

$$\alpha_0^2 + \sum_{k=1}^K (\alpha_k^2/2) = 1。$$

以 $E\{\bullet\}$ 表示取数学期望，依定义，取相关时间为 NT_c (N 是整数)， $c(t)$ 的自相关函数 $R_c(\tau)$ 为

$R_{c,\text{main}}(\tau)$ 和 $R_{c,\text{eAuto}}(\tau)$ 都可表示为相应的第 k 个子码流主值 $R_{c,\text{main}}^{(k)}(\tau)$ 和自相关余项 $R_{c,\text{eAuto}}^{(k)}(\tau)$ 之和， $R_{c,\text{main}}(\tau) = \sum_{k=0}^K R_{c,\text{main}}^{(k)}(\tau)$ ， $R_{c,\text{eAuto}}(\tau) = \sum_{k=0}^K R_{c,\text{eAuto}}^{(k)}(\tau)$ 。这表明，HOC 信号的自相关函数

具有可分解性, 也即 HOC 信号具有可谱分解性, 这与 HOC 信号是谐波子码流之和是一致的。

以 $R_h(\tau)$ 表示 $h(t)$ 的自相关函数, 对 $|\tau| > T_c$, $R_h(\tau) = 0$ 。经过积分和取数学期望运算, 可得, 当 $k = 0$ 时, $R_{c,\text{main}}^{(0)}(\tau) = \alpha_0^2 R_h(\tau)$, 对其他 k 值, 则有 $R_{c,\text{main}}^{(k)}(\tau) = (\alpha_k^2/2) R_h(\tau) \cos 2\pi k f_0 \tau$ 。根据式(3)自相关余项的积分式, 其值与 $h(t)$ 的选取有关。当 $k = 0$ 时, $R_{c,\text{eAuto}}^{(0)}(\tau) = 0$ 。 $k \neq 0$ 时, 从频域看, $R_{c,\text{eAuto}}^{(k)}(\tau)$ 是高频谐波, 可通过滤波器分选或滤除。积分运算本质上与平滑滤波具有一定等价性, 作为积分相关运算或滤波结果的一般性评估, 取 $h(t)$ 为矩形, 对理想随机码 c_n 根据式(3)中 $R_{c,\text{eAuto}}^{(k)}(\tau)$ 的定义式, 计算积分和数学期望, 可得

$$R_{c,\text{eAuto}}^{(k)}(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{2} \alpha_k^2 \frac{\sin 2\pi k f_0 (T_c - |\tau|) \cos 2\pi k f_0 T_c}{2\pi k f_0 T_c}, & |\tau| \leq T_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可知, 就最一般的积分平滑滤波来说, $R_{c,\text{eAuto}}^{(k)}(\tau)$ 的值随 k 增加而减小。

因此, 当 c_n 是理想随机码时, HOC 信号的自相关函数 $R_c(\tau)$ 是

$$\begin{aligned} R_c(\tau) &= R_{c,\text{main}}(\tau) + R_{c,\text{eAuto}}(\tau) + R_{c,\text{eCross}}(\tau) \\ &\approx \sum_{k=0}^K \left\{ R_{c,\text{main}}^{(k)}(\tau) + R_{c,\text{eAuto}}^{(k)}(\tau) \right\} \\ &\approx R_h(\tau) \left\{ \alpha_0^2 + \sum_{k=1}^K \frac{\alpha_k^2}{2} \cos 2\pi k f_0 \tau \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)之最后结果是依次忽略互相关余项和自相关余项所得。如式(5), HOC 信号自相关函数近似等于其主值时, $R_c(\tau)$ 等于 $R_h(\tau)$ 和 $R_{\text{Hrc}}(\tau) = \alpha_0^2 + \sum_{k=1}^K (\alpha_k^2/2) \cos 2\pi k f_0 \tau$ 的乘积。对比由天线单元组成的线阵, $R_h(\tau)$ 相当于天线单元方向图, 而 $R_{\text{Hrc}}(\tau)$ 相当于天线阵的阵因子。基于自相关函数的性质, 在考虑 $R_{\text{Hrc}}(\tau)$ 只能是系数全不小于 0 的余弦 Fourier 级数的基础上, 线天线阵综合的理论和方法可以适用。

我们称 $R_h(\tau)$ 和 $c_n(t) = \sum_n c_n h(t - nT_c)$ 为包络。称 $R_{\text{Hrc}}(\tau)$ 以及 $\psi(t) = \sum_{k=0}^K \alpha_k \cos 2\pi k f_0 t$ 为阵因子。论及时, 不难根据上下文区分。阵因子 $\psi(t)$ 和 $R_{\text{Hrc}}(\tau)$ 分别是 t, τ 的周期函数, 周期为 $1/f_0$ 。

现在再按 c_n 是周期性伪随机码, 给出 HOC 信号的自相关函数。设 c_n 是取值 ± 1 的周期序列(周期为 N_c)。假设相关时间是 NT_c , 这里 N 是 c_n 周期 N_c 的整数倍或者是一个充分大的正整数。对整数 $\kappa = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, 序列 c_n 的自相关函数 $R_{c_n}(\kappa) \triangleq$

$$\begin{aligned} \langle c_n, c_{n-\kappa} \rangle &= (1/N) \sum_{n=n_0}^{n_0+N-1} c_n c_{n-\kappa}。 \text{ 设 } \tau = \kappa T_c + \delta, \\ \kappa &\text{ 是某个整数, } 0 \leq \delta < T_c。 \text{ 按定义式(3)计算, 可得} \\ R_c(\tau) &= \left\{ R_h(\delta) R_{c_n}(\kappa) + R_h(\delta - T_c) R_{c_n}(\kappa + 1) \right\} \\ &\quad \cdot \left[\alpha_0^2 + \sum_{k=1}^K \frac{1}{2} \alpha_k^2 \cos 2\pi k f_0 \tau \right] + R_{c_n}(\kappa) \sum_{k=1}^K \frac{\alpha_k^2}{2} \\ &\quad \cdot \int_{\delta}^{T_c} h(t) h(t - \delta) \cos(4\pi k f_0 t - 2\pi k f_0 \tau) dt \\ &\quad + R_{c_n}(\kappa + 1) \sum_{k=1}^K \frac{\alpha_k^2}{2} \int_0^{\delta} h(t) h(t + T_c - \delta) \\ &\quad \cdot \cos(4\pi k f_0 t - 2\pi k f_0 \tau) dt + R_{c,\text{eCross}}(\tau) \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中, 等式右边第 1 项是 $R_c(\tau)$ 的主值 $R_{c,\text{main}}(\tau)$; 第 2, 第 3 两项之和是 $R_c(\tau)$ 的自相关余项 $R_{c,\text{eAuto}}(\tau)$; 最后一项是缘于 $c_k(t), c_l(t) (k \neq l)$ 互相关的余项。 $R_c(\tau)$ 是 τ 以 $N_c T_c$ 为周期的周期函数。

3 HOC 信号的构成示例

现在用两个具体的 HOC 信号的构成示例, 一般性地说明 HOC 信号的自相关函数的特性。例 1 和例 2 中通过构造 $h(t)$ 抑制峰值平均功率的方法可称为找平法。

例 1 对 $\psi(t) = \sum_{k=0}^K \alpha_k \cos 2\pi k f_0 t$, 令 $\alpha_0 = 1/\sqrt{K+1}$, $\alpha_k = \sqrt{2}/\sqrt{K+1}$, $k = 1, 2, \dots, K$, 就得到一个性质类似天线阵综合中的均匀一致激励线阵阵因子 $\psi_u(t)$ 。基于抑制峰值平均功率比的考虑, 构造 $h(t)$ 如下。记关于 $t = 0$ 对称, 下底宽为 a , 下底宽减上底宽为 $2b$, 高为 1 的梯形函数为 $\text{trap}_{a,b}(t)$ 。令 $h(t) = (\lambda/L) \sum_{l=1}^L \text{trap}_{1/f_0, 1/[(K+1)f_0]}(t - 1/2f_0 - l/f_0)$, 即每个 c_n 码片对应的扩频波形 $h(t)$ 是 L 个梯形并在一起所构成, $f_0 T_c = L$, $h(t)$ 恰在 $\psi_u(t)$ 的最大峰值处等于零, (λ/L) 是归一化因子。

假设扩频码 c_n 是理想随机码, 取 $K = 10, L = 3$, 即 $f_0 T_c = 3$ 。相应的 $h(t)$, $\psi_u(t)$ 和 $R_h(\tau)$ 以及 $R_u(\tau)$, $c(t)$ 和 $R_c(\tau)$ 主值 $R_{c,\text{main}}(\tau)$ 的图形如图 1 和图 2 所示。图中, $c(t)$ 已功率归一化, 由于 $h(t)$ 的构成形式, $\psi_u(t)$ 的峰值平均功率比约 20:1, $c(t)$ 的峰值平均功率比减小到约 5.2:1。

例 2 给定可使用频带带宽 20 MHz 传输 10 kbit/s 的 BPSK 数据, 数据位 $T_d = 100 \mu\text{s}$ 。若扩频增益 30 dB, 则采用常规直接序列扩频信号时, 码片时间 $0.1 \mu\text{s}$ 。采用 HOC 信号, 取码片时间为 $T_{c,H} = 1 \mu\text{s}$, $f_0 = 2 \text{ MHz}$, 子载波数 $K = 4$, $Kf_0 = 16 \text{ MHz}$ 。 $h(t)$ 双边带宽约 2 MHz, 信号总带宽 18 MHz。借鉴天线阵综合方法, 利用 8 阶切比雪

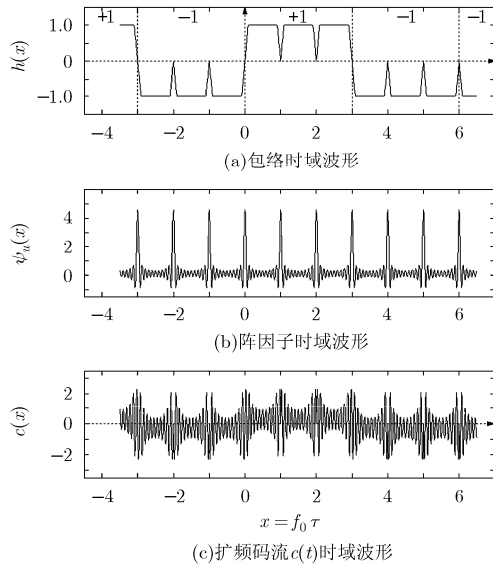


图 1 $h(t)$, $\psi_u(t)$ 和 $c(t)$

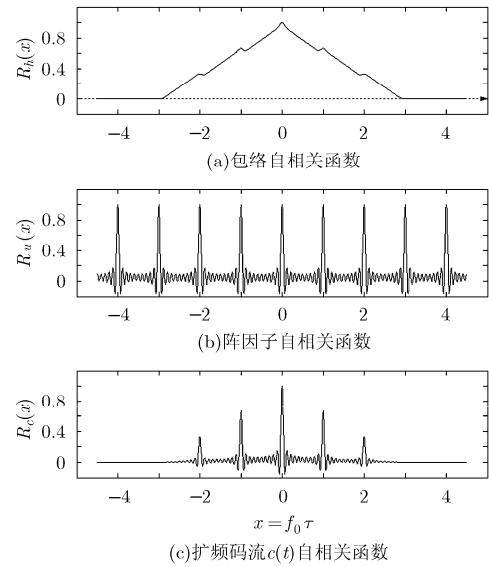


图 2 归一化 $R_h(\tau)$, $R_u(\tau)$ 和 $R_{c, \text{main}}(\tau)$

夫多项式 $T_8(x) = 128x^8 - 256x^6 + 160x^4 - 32x^2 + 1$, 可得次峰均匀一致低于主峰 20 dB 归一化自相关函数阵因子 $R_{\psi_{-20 \text{ dB}}}(\tau)$ 和时域阵因子 $\psi_{\psi_{-20 \text{ dB}}}(t)$ 为

$$\begin{cases} R_{\psi_{-20 \text{ dB}}}(\tau) = 0.1987 + 0.3569 \cos 2\pi f_0 \tau \\ \quad + 0.2552 \cos 2\pi \cdot 2f_0 \tau + 0.1385 \cos 2\pi \cdot 3f_0 \tau + 0.0515 \cos 2\pi \cdot 4f_0 \tau \\ \psi_{\psi_{-20 \text{ dB}}}(t) = 0.4457 + 0.8448 \cos 2\pi f_0 t \\ \quad + 0.7144 \cos 2\pi \cdot 2f_0 t + 0.5264 \cos 2\pi \cdot 3f_0 t + 0.3210 \cos 2\pi \cdot 4f_0 t \end{cases} \quad (7)$$

根据已构成的 $\psi_{\text{Chv}}(t)$, 基于抑制峰值平均功率比考虑, 按式(8)构成扩频波形 $h(t)$

$$h(t) = \begin{cases} \rho, & 0 \leq t < 1/f_0 \text{ 且 } |\psi_{\text{Chv}}(t)| \leq 1 \\ \frac{\rho}{|\psi_{\text{Chv}}(t)|}, & 0 \leq t < 1/f_0 \text{ 且 } |\psi_{\text{Chv}}(t)| > 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

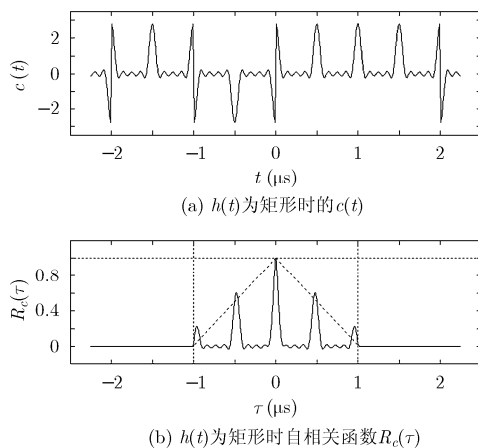


图 3 $h(t)$ 取矩形时的 $c(t)$ 和 $R_c(\tau)$

按式(5), 以及 c_n 是理想随机码, 取图示之 4 个 T_c 码片数据计算。 ρ 取不同值时的 $c(t)$ 和 $R_c(\tau)$ 如图 3, 图 4, 图 5 和图 6 所示。 $c(t)$ 已功率归一化, 可明确显示峰值平均功率比。

由图 3 到图 6 可见, 采用找平法抑制峰值平均功率比会使得 $R_c(\tau)$ 与主值的误差加大。图 5 中, $\rho = 0.2$ 时, 峰值平均功率比达到比较理想的 2:1, 但自相关函数的基本形状与其主值近于失去相似性。值得注意的是, 与前节理论表示式相一致, $\tau = 0$ 附近主相关峰的变化不大。例 1, 例 2 是找平法的两种具体类型。更进一步, 通过构造 $h(t)$ 使得 HOC 信号满足指定的性能, 具有进一步深入研究的必要和意义。

4 HOC 信号与 BOC 信号的关系

考查 BOC 信号, 其扩频码流可以表示成^[1] $c(t) = \sum_k c_k \mu_{nT_s}(t - knT_s) \psi_{T_s}(t)$, 式中, 方波子载

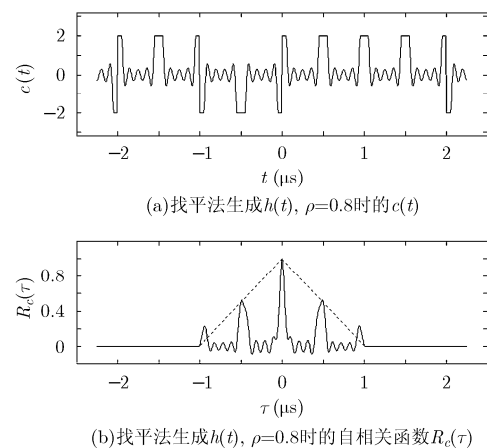
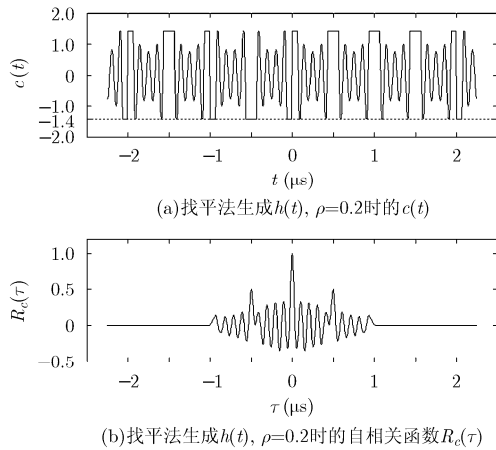
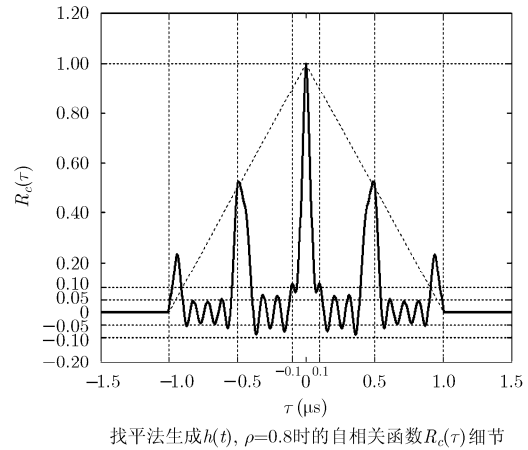


图 4 找平法生成 $h(t)$, $\rho = 0.8$ 时 $c(t)$ 和 $R_c(\tau)$

图5 找平法生成 $h(t)$, $\rho = 0.2$ 时 $c(t)$ 和 $R_c(\tau)$ 图6 找平法生成 $h(t)$, $\rho = 0.8$ 时 $R_c(\tau)$ 细节图

波 $\psi_{T_s}(t)$ 是周期为 T 的周期性函数, 可以展开成如下 Fourier 级数 $\psi_T(t) = \alpha_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\alpha_k \cos 2\pi \frac{k}{T} t + \beta_k \cdot \sin 2\pi \frac{k}{T} t \right]$, $\psi_T(t)$ 可从求和符号内提出。从而 BOC 信号可表示成 HOC 信号的形式。即

$$c(t) = \left\{ \sum_n c_n h(t - nT_c) \right\} \cdot \left\{ \alpha_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\alpha_k \cos 2\pi \frac{k}{T} t + \beta_k \sin 2\pi \frac{k}{T} t \right] \right\} \quad (9)$$

以 BOC(10,5) 为例。 $T_c = 0.2 \mu\text{s}$, 子载波 $\psi_{T_s}(t)$ 的基频 $f_0 = 2/T_c = 10 \text{ MHz}$, 视相位关系, BOC(10,5) 信号的实现形式可以按式(1)或式(2)。不失一般性, 假设其按式(2)形式实现。则其方波子载波 $\psi_{T_s}(t)$ 的傅里叶级数系数, 常数项等于零, k 次谐波系数幅度按 $1/k$ 衰减, 一次谐波 $\alpha_1 \cos 2\pi \times 10^7 t$ 的系数 α_1 等于 $4/\pi$, 能量约等于总能量的 81%。 $c_h(t)$ 能量集中在 $|f| \leq 1/T_c = 5 \text{ MHz}$ 内。使其通过带宽 25 MHz 的滤波器, 即是 $f_0 = 10 \text{ MHz}$ 的单子载波 HOC 信号, 其自相关函数等于 $R_h(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau$ 。

一般情况, 对其他的 α, β 取值, BOC(α, β) 的方波子载波展开成傅里叶级数, 基于带宽有限, 其高次谐波将被滤除。因此, BOC(α, β) 可以作为子载波个数有限的 HOC 信号处理。各种波形的周期性子载波 $\psi_T(t)$, 均可展开成傅里叶级数继而表示为 HOC 信号。

Betz^[1] 假设扩频码是理想随机码, 按自相关函数是功率谱密度 $G(f)$ 的 Fourier 反变换求取 BOC 信号的自相关函数。因 BOC(α, β) 功率谱密度的 Fourier 反变换一般不能解析表示。 BOC(10,5) 自相关函数以作图的方式分别按带宽 1 GHz 和 24 MHz 给出^[1]。按照这样给出的自相关函数考虑信号的处

理, 例如码捕获, 则码相位搜索因为相关函数的振荡形状, 信号处理难度增加。

从 HOC 信号的角度考虑信号的处理有显著特点。仍以 BOC(10,5) 为例, 将其视为子载波频率 $f_0 = 10 \text{ MHz}$ 的单子载波 HOC 信号时, 可对包络和阵因子作分解合成处理。例如 BOC(10,5) 的捕获, 假设接收信号加噪声是 $r(t) = \sqrt{2P} \alpha_1 c_h(t) \cos 2\pi \cdot f_0 t \cos [2\pi f_c t + \theta(t)] + n(t)$ 。接收机本地产生 $c_h(t - \tau)$, 以及 $c_h(t - \tau) \cos 2\pi f_0 (t - \tau)$ 。按照传统的非相干信号检测方法, 经过平方运算, $[r(t) c_h(t - \tau)]^2$ 中将包括有用信号分量 $c_h(t) c_h(t - \tau)$ 和 $c_h(t) c_h(t - \tau) \cos 4\pi f_0 (t - \tau)$, $[r(t) c_h(t - \tau) \cos 2\pi f_0 (t - \tau)]^2$ 中将包括有用信号分量 $c_h(t) c_h(t - \tau) \cos 2\pi f_0 \tau$ 。于是, 可独立检测包络和阵因子时延。例如, 当 τ 较小时, $c_h(t) c_h(t - \tau) \cos 4\pi f_0 (t - \tau)$ 通过一个窄带带通滤波器后, 窄带滤波器的输出中将检测到 $\cos 4\pi f_0 (t - \tau)$ 。当 $|\hat{\tau} - \tau| > T_c$ 时, 无 $2f_0$ 频率的单频正弦波出现。传统载波同步技术(例如, 锁相环)对载波 $\cos [2\pi f_c t + \theta(t)]$ 同步时, 锁定状态下, 接收机得到的同步信号是 $\cos [2\pi f_c t + \theta(t) + m \cdot 2\pi + \theta_e]$, 其中, θ_e 是相位残留误差, m 是整数, 相位估计模糊以 2π 为周期无穷次重复。分别考虑 HOC 信号的包络和子载波时, 对扩频码取得初捕获的同时, 对频率为 kf_0 子载波的相位估计的模糊误差将被限制在 $kf_0 |\tau| / T_c$ 个 2π 范围内。捕获和跟踪问题, 本文不继续讨论。

5 大撑张带宽信号与相对带宽问题

设基带信号 $m(t)$ 限带在 $|f| \leq B_m$ 内, 则按传统信号带宽概念, $s(t) = m(t) \cos 2\pi f_c t$ 的带宽为 $2B_m$, $s(t)$ 占用了以 f_c 为中心带宽为 $2B_m$ 的频段资源。 $s_{\text{HOC}}(t) = m(t) \cos 2\pi k f_0 t \cos 2\pi f_c t$ 是有子载波调制的信号, 仍按传统带宽概念, 则 $s_{\text{HOC}}(t)$ 占用了分别以 $f_c + kf_0$ 和 $f_c - kf_0$ 为中心, 两个带宽为 $2B_m$ 的频段。

现在定义 HOC 信号的信号撑张带宽，是指包络和子载波作为整体，其单边谱不为零的最高频率与零频率之间的频带宽度。调制载波后，HOC 信号的撑张带宽是指，单边谱不为零的最高频率与最低频率之间的频带宽度。与常规的带宽表述方法一致，调制载波后的撑张带宽是基带撑张带宽的两倍，论及时不难从上下文判断具体所指。上述 HOC 信号 $s_{\text{HOC}}(t)$ ，其撑张带宽是 $kf_0 + B_m$ 或 $2(kf_0 + B_m)$ 。

式(2)的 HOC 信号， $\alpha_K \neq 0$ 时，其撑张带宽为 $2Kf_0 + 2B_h$ ，各 $\alpha_k \neq 0$ ($k = 0, 1, \dots, K$) 时其信号实际占用带宽为 $2(K+1)B_h$ 。HOC 信号的撑张带宽大于等于其实际占用带宽。HOC 信号自相关函数的主峰宽度由其撑张带宽决定。信号实际占用带宽，谐波频率数值及能量分布决定自相关函数的形状和次峰。根据线天线阵综合的理论和结论，HOC 信号自相关函数主峰的宽度约为其撑张带宽的倒数。

根据文献[11,12]，在白噪声环境下，码跟踪环参数及算法等条件不变，信号的码跟踪误差与信号的均方根带宽 $\hat{\beta} \triangleq \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_s(f) df \right)^{1/2}$ 成反比，其中

β_r 是前置滤波器双边带宽， $G_s(f)$ 是信号的归一化功率谱密度。记扩频波形 $h(t)$ 的谱为 $H_h(f)$ ，功率谱密度为 $G_h(f) = |H_h(f)|^2$ ，双边带宽为 $2B_h$ ，则 HOC 信号扩频码流 $c(t)$ 的功率谱密度为 $G_s(f) = \alpha_0^2 G_h(f) + \sum_{k=1}^K (\alpha_k^2/4) [G_h(f + kf_0) + G_h(f - kf_0)]$ 。于是，HOC 信号的均方根带宽为 $\hat{\beta} =$

$$\sqrt{\sum_{k=1}^K (\alpha_k^2/2) (kf_0)^2} \sqrt{\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_h(f) df}。定义 f_{\text{mean}} = \left\{ \sum_{k=1}^K (\alpha_k^2/2) (kf_0)^2 \right\}^{1/2} 为 HOC 信号的归一化功率谱$$

密度频率重心，简称频率重心。频率重心具有频率量纲。我们称频率重心远大于其实际占用带宽的 HOC 信号为大撑张带宽信号。根据线天线阵综合的理论和结论，更准确地，HOC 信号自相关函数主峰的宽度取决于频率重心。应该指出，通过简单计算易知，HOC 信号的扩频增益仍为其扩频码流实际占用带宽与数据流带宽之比。

考虑一个大撑张带宽信号的例子。GPS 系统以 $f_0 = 10.23$ MHz 为基频，生成中心频率为 $120f_0 = 1227.6$ MHz 的 L_2 信号和中心频率为 $154f_0 = 1575.42$ MHz 的 L_1 信号。这信号可以表示成

$$s(t) = \sqrt{2Pm(t)} c(t) \cos 2\pi \cdot 17f_0 t \cos [2\pi \cdot 137f_0 t + \theta(t)] \quad (10)$$

式中 $\theta(t)$ 表示 $c(t) \cos 2\pi \cdot 17f_0 t$ 与 $\cos 2\pi \cdot 137f_0 t$ 存在相位差异。因此这可以是 $c(t) \cos 2\pi \cdot 17f_0 t$ 再调制到 $\cos 2\pi \cdot 137f_0 t$ 上的大撑张带宽单子载波 HOC 信号，

其谱位于 L_1 和 L_2 频段内。其相对带宽为 $(155f_0 - 119f_0) / 137f_0 = 26.3\%$ ， $c(t)$ 对 $\cos 2\pi \cdot 17f_0 t$ 的相对带宽为 $2f_0 / 17f_0 = 12\%$ 。

Betz^[11,12]指出，各种早迟门鉴相器码跟踪环，各类型鉴相器和环路滤波器，在小误差线性近似条件下等价。Betz 的结论是，采用早迟门鉴相器，相干处理，早迟门间隔 Δ 很小时，码跟踪误差的方差为^[11,12]

$$\sigma^2 = \frac{B_L (1 - 0.5B_L T)}{(2\pi)^2 \frac{C_s}{N_0} \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_s(f) df} + \frac{B_L (1 - 0.5B_L T) \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_j(f) G_s(f) df}{(2\pi)^2 \frac{C_s}{C_j} \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_s(f) df \right)^2} \quad (11)$$

式(10)信号的撑张带宽是 $155f_0 - 119f_0 = 36f_0$ ，实际占用带宽是 L_1 和 L_2 两个频段的 40MHz。根据文献[11,12]也即式(11)，可以比较常规直接序列扩频信号与 HOC 信号的码跟踪性能，将平坦白噪声谱型，或者矩形脉冲通过理想低通滤波器截断谱型代入式(11)计算。比较的结果是，白噪声背景，小误差码跟踪状态，码跟踪环路滤波器等效噪声带宽 B_L ，积分时间 T 相同。式(10)信号的码跟踪性能理论上与带宽为 $36f_0 = 368.28$ MHz 的常规直接序列扩频信号相当。在人为有意宽带干扰条件下，这信号的码跟踪误差的方差，与带宽限带为 $2 \times 2f_0 = 40$ MHz 且扩频波形为矩形的常规直接序列扩频信号相比，约为 $4f_0^2 / 3(18f_0)^2 \approx 1/243$ ，即性能好 23.86 dB；与带宽为 $4f_0 = 40$ MHz 且功率谱为类似白噪声之理想平坦谱的常规直接序列扩频信号码跟踪误差性能相比高出约 19.1 dB。

式(10)视为 HOC 信号时，在 $\tau = 0$ 附近，其自相关函数 $R(\tau) \approx \cos 2\pi \cdot 17f_0 \tau$ 。主峰宽度为余弦波一个整周期 $1/17f_0 \approx 0.059 \mu\text{s}$ ，每隔 $1/17f_0$ ，1.76 m，发生自相关函数次峰模糊。在码跟踪状态，小早迟门间隔 Δ ，小误差条件下，接收码 $c(t)$ ，接收机码发生器产生的早发码 $c(t - \tau + \Delta/2)$ 和迟发码 $c(t - \tau - \Delta/2)$ ，保持在 $\cos 2\pi Kf_0 \tau$ 主峰内，即 $|\tau| - \Delta/2 \leq 1/17f_0 \approx 0.059 \mu\text{s}$ 。

这种大撑张带宽信号，由于自相关函数的多栅瓣特性，使得信号的接收处理难度增加。占用 200 MHz 带宽，信号相关峰宽度 $0.02 \mu\text{s}$ ，没有栅瓣。或者，占用十分之一的 20 MHz 带宽，通过撑张信号的带宽构造 HOC 信号，信号主相关峰宽度 $0.02 \mu\text{s}$ ，但有多栅瓣，信号处理难度增加。是两种可能的选择。

将一个双边带宽为 $2B_m$ 的低通信号 $m(t)$ 调制在载波 $\cos 2\pi f_c t$ 上传送, 如果相对带宽 $2B_m/f_c \ll 1$, 则经过时间 τ 传播一段距离 z 到达接收机后, $m(t)$ 的形状不发生改变, 或者说载波 $\cos 2\pi f_c t$ 将波包 $m(t)$ 不变形地传送到接收机。有子载波 $\cos 2\pi k f_0 t$ 调制的情况下, 是将 $m(t) \cos 2\pi k f_0 t$ 调制在载波 $\cos 2\pi f_c t$ 上传送, 这时相对带宽是 $2(f_0 + B_m)/f_c$, 要使整体波包 $m(t) \cos 2\pi k f_0 t$ 不变形地传送到接收机, 也即发射时 $m(t)$ 与 $\cos 2\pi k f_0 t$ 保持同步相位关系, 到达接收机仍然保持同步相位关系不变, 换句话说, $m(t) \cos 2\pi k f_0 t$ 经过时延 τ 传播一段距离后可以表示成 $m(t - \tau) \cos 2\pi k f_0 (t - \tau)$, 也必须满足相对带宽足够小的条件。

经过色散媒质传播的电磁波, 大的相对带宽, 会使做为整个波包的速度的“群速”概念失去物理意义, 波包将严重变形。做为 GPS 信号的式(10), 传播过程中要经过色散媒质电离层, 加上其相对带宽 26.3% 超出了工程技术领域通常的界限。到达接收机的整体波包 $c(t) \cos 2\pi \cdot 17 f_0 t$ 会发生较大的变形。因此, 式(10)是一个极端的例子。一般情况下, 如果满足相对带宽足够小条件, 即可通过撑张信号的带宽, 通过子载波调制获得额外性能。GPS 现代化改进后采用的 BOC(10,5) 即是成功实例。如果要获得更高的大撑张带宽收益, 需要深入研究大相对带宽情况下信号的群速, 波包的形状变化的规律。

根据测不准原理, 信号的能量如果在时域聚集于 Δt 内在频域聚集于 $\Delta \omega$ (角频率)内, 则 $\Delta t \cdot \Delta \omega$ 大于等于 $1/2$ 。对大撑张带宽 HOC 信号, 其自相关函数和功率谱密度也是一对 Fourier 变换对。其自相关函数的主瓣(主峰)宽度由撑张带宽、功率谱密度频率重心决定, 而其频域能量仍聚集于其实际占用频带内。如果信号蕴涵的时间距离分辨力以其自相关函数主峰宽度衡量, 即以 τ 域能够检测独立的主峰来衡量, 则 HOC 信号可在时域和频域同时提供高分辨率。

6 结束语

本文提出直接序列扩频谐波载波偏移调制信号, 并讨论了与其自相关函数相联系的基本性能和信号的综合构造方法。分析指出, HOC 信号的撑张带宽、功率谱密度频率重心决定其自相关函数主峰的宽度, 实际占用带宽决定其扩频增益。通过均匀一致阵因子和切比雪夫阵因子构造的 HOC 信号的实例, 文中给出了构成 HOC 信号的一般方法和峰值平均功率比抑制方法。

时频域与空间域存在许多对偶关系, 两个分立天线测量信号到达角或者空间目标, 其分辨率取决

于两个天线之间的基线长度。运动的天线可以合成大孔径天线。HOC 信号、撑张带宽与空间域线天线阵、天线阵孔径存在一定对偶关系。单子载波大撑张带宽 HOC 信号, 是历史悠久的干涉仪概念在频域的对偶。

HOC 信号的分析方法与传统的谐波分析方法相一致。便于从频域理解分析和综合设计扩频码流。根据其周期性子载波调制信号的关系, HOC 信号可作为 BOC 类信号的分析工具。HOC 信号具有多方面的良好性能, 存在广泛的应用前景, 例如在数据通信和卫星导航信号以及雷达信号中的应用, 例如单边带形式 HOC 信号的应用。作为有目的构造扩频码流的一个种类, HOC 信号具有进一步深入研究的必要和意义。

参考文献

- [1] Betz J W. Binary offset carrier modulations for radionavigation[J]. *Journal of The Institute of Navigation*, 2001, 48(4): 227-246.
- [2] Motella B, Savasta S, Margaria D, et al. Method for assessing the interference impact on GNSS receivers[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(2): 1416-1432.
- [3] 郝建军, 何秋生, 李辉, 等. 伽利略系统 BOC 信号的特性及码跟踪方法研究[J]. *光电与控制*, 2007, 14(4): 140-143.
Hao Jian-jun, He Qiu-sheng, Li Hui, et al. Characteristics of GNSS BOC modulation signal and code tracking technique[J]. *Electronics Optics & Control*, 2007, 14(4): 140-143.
- [4] Yao Z, Lu M, and Feng Z M. Quadrature multiplexed BOC modulation for interoperable GNSS signals[J]. *Electronics Letters*, 2010, 46(17): 1234-1236.
- [5] 姚铮, 陆明泉, 冯振明. 正交复用 BOC 调制及其多路复合技术[J]. *中国科学: 物理学 力学 天文学*, 2010, 40(5): 575-580.
Yao Zheng, Lu Ming-quan, and Feng Zhen-ming. QMBOC modulation and its multiplexing techniques[J]. *Scientia Sinica: Physica, Mechanica & Astronomica*, 2010, 40(5): 575-580.
- [6] 刘荟萃, 倪少杰, 张楷, 等. 码相关参考波形技术在 BOC 信号接收中的多径抑制性能研究[J]. *中国科学: 物理学 力学 天文学*, 2010, 40(5): 581-591.
Liu Hui-cui, Nie Shao-jie, Zhang Kai, et al. The application and multipath mitigation performances of CCRW techniques for BOC signals[J]. *Scientia Sinica: Physica, Mechanica & Astronomica*, 2010, 40(5): 581-591.
- [7] Wu Jing-hui and Dempster A G. "BOC-gated-PRN", a multipath mitigation technique for BOC(n,n) waveforms[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(2): 1136-1153.

- [8] 伍蔡伦, 陆明泉, 冯振明. Shaping 相关器在 BOC 信号中的抗多径性能分析[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2011, 51(2): 180-183.
Wu Cai-lun, Lu Ming-quan, and Feng Zhen-ming. Performance analysis of Shaping correlator multipath mitigation in BOC signals[J]. *Journal of Tsinghua University (Science and Technology)*, 2011, 51(2): 180-183.
- [9] Yao Zheng, Cui Xiao-wei, Lu Ming-quan, *et al.* Pseudo-correlation-function-based unambiguous tracking technique for sine-BOC signal[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 46(4): 1782-1796.
- [10] 霍凯, 姜卫东, 黎湘, 等. 一种新的 OFDM 相位编码步进雷达信号及其特性[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(3): 677-683.
Huo Kai, Jiang Wei-dong, Li Xiang, *et al.* A new OFDM phase-coded stepped-frequency radar signal and its characteristic[J]. *Journal of Electronic & Information Technology*, 2011, 33(3): 677-683.
- [11] Betz J W. Generalized theory of code tracking with an early-late discriminator part I: low bound and coherent processing[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2009, 45(4): 1538-1556.
- [12] Betz J W. Generalized theory of code tracking with an early-late discriminator part II: noncoherent processing and numerical results[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2009, 45(4): 1557-1564.
- 董红飞: 男, 1961 年生, 博士生, 研究方向为扩频通信、电子对抗.
- 张尔扬: 男, 1941 年生, 教授, 主要研究方向为通信、电子对抗.
- 沈荣骏: 男, 1936 年生, 特聘教授, 主要研究方向为通信系统、雷达系统.