

同源多码流直接序列扩频信号性能分析

董红飞* 张尔扬

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 新一代 GPS 系统加入了二相偏移载波(BOC)调制信号。相对 GPS 传统 PSK-R 信号, BOC 信号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。该文分析提出, GPS 传统 C/A 码和 P(Y)码信号做为整体时具有与 BOC 信号相似的特性。该文将其推广到一般化同源多码流信号, 分析表明, 可以将同源多码流信号作为新信号形式联合处理, 以在白噪声和人为干扰具主导作用环境提高码跟踪性能。该文得出两种经典信号谱型条件下, 以信号参数表示的码跟踪误差改善的表达式并给出了实现 3 dB 码跟踪性能改善的参数数值。

关键词: 同源多码流扩频信号; 码跟踪; 抗干扰

中图分类号: TN911.6; TN966

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)05-1168-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00718

Performance Analysis of Multiple SS-DS Transmitted by Single Radiator

Dong Hong-fei Zhang Er-yang

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

Abstract: The modernization GPS system employs new Binary Offset Carrier (BOC) modulations, which achieve high performance in anti-jamming and code tracking. BOC modulations can be write as a sum of two coding signals. This can be generalized as multiple Spread Spectrum Direct Sequence (SS-DS) modulations transmitted by single radiator. This paper suggest that multiple spread spectrum signals should be processed as a new single signal for achieving high performance in anti-jamming and code tracking. Expression for error of code tracking is given in terms of signal parameters. Values of signal parameters for 3 dB outperform in code tracking are given finally.

Key words: Multiple Spread Spectrum Direct Sequence (SS-DS) signal; Code tracking; Anti-jamming

1 引言

新一代 GPS 系统加入了二相偏移载波(BOC)调制信号。相对 GPS 传统 PSK-R 信号, BOC 信号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^[1,2]。文献[3]讨论了 BOC 信号接收中不同鉴相器、前端带宽条件下的抗干扰性能。文献[4,5]论述了 BOC 信号在伽利略系统中的性能和接收机设计, 文献[6,7]提出了一种供全球导航卫星系统(GNSS)复用备选的正交复用 BOC(QMBOC)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[8,9]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[10]研究了成形相关器在 BOC 信号中的抗多径性能。文献[11]提出了基于伪随机相关函数(PCF)解正

弦 BOC 信号模糊技术。相关领域对 BOC 信号的理论探讨和 BOC 信号在 GPS 和伽利略系统的应用, 充分肯定了可以等效为双码流合成的 BOC 信号的意义。

传统 GPS 系统在 L_1 上发送 C/A 码和 P(Y)码信号, 接收 P(Y)码信号的用户组可以接收 C/A 码信号, 反之则禁止。这是一类具有典型意义的同源多码流信号。由一个辐射源向具有等级差异的不同用户组发送扩频码不同的直接序列扩频信号。其基本特点是, 不同用户组使用不同的扩频码, 禁止低等级用户组接收高等级用户组的信号。各用户组的信号共享一个频段, 信号的谱具有重叠性。用户组的等级差异通常还带来频带资源占用的差异, 高等级的用户组使用码率更高的扩频码因而占用频带更宽, 低等级的用户组的扩频码码率较低使用较少的频率资源。作为一种信号类型, 研究如何在给定的带宽下合理设计各用户组信号具有重要意义。经典的 GPS 系统以及其现代化扩展具有重要的借鉴意义。

同源多码流信号本质是有相对载波频率偏移, 扩频码不同码率不等的码流合成的信号, 传统 GPS

2011-07-13 收到, 2012-02-01 改回

*通信作者: 董红飞 dong_hongfei@sina.com

信号是其典型。本文分析了一般化的, 具有相对载波频率偏移, 扩频码不同码率不等的双码流信号。推演了其作为整体时表现出的新特性。分析表明, 这种合成信号表现出与 BOC 信号相似的谱偏离特性。因此, 本文提出应该将其作为一种新形式信号加以研究。本文分析这种合成信号的特性, 其相关函数的包络由各个信号的单独相关函数的和呈阶梯形构成, 具有更窄和陡峭的主峰, 主次峰易通过改变包络来区分。本文分析的同源多码流信号作为整体时表现出的新特性还包括, 通过频偏易于指定信号占用的谱位置。

文献[12]指出, 输出信噪(干扰)比不足以决定码跟踪性能, 信号的谱偏离性和谱分离系数有显著的作用。由此, 有人为干扰时, 时变的频偏有利于减小谱分离系数, 提高抗干扰性能。根据文献[12]的结论, 本文推演分析, 给出了两种经典信号谱型条件下, 双码流信号码跟踪误差改善的表达式, 性能改善与双码流信号参数的数值关系。

2 同源多码流扩频信号

根据文献[1], BOC 信号的一般表示式是 $s(t) = e^{-j\theta} \sum_k a_k \mu_{nT_s}(t - knT_s - t_0) c_{T_s}(t - t_0)$ 。不考虑相移和时移, 上式可写成 $\sum_k a_k \mu_{nT_s}(t - knT_s)(c_{T_s}(t) - 1) + \sum_k a_k \mu_{nT_s}(t - knT_s)$ 。这是两个码流相加, 前一项码率高, 后一项码率低。 $\tilde{c}_{T_s}(t) = c_{T_s}(t) - 1$ 是一个有直流分量的载波调制。

GPS 系统在 L_1 上发送 C/A 码和 P(Y) 码信号, C/A 码信号可以表示成 $\alpha m(t) c_L(t) \cos 2\pi f_c t$, P(Y) 码信号采用与 C/A 码信号正交的载波发送, 可以表示成 $\beta m(t) c_H(t) \sin 2\pi f_c t$ 。有频抖的 P(Y) 码信号可以表示成 $\beta m(t) c_H(t) \sin 2\pi(f_c + f)t$, 与 C/A 码信号同相的分量为 $\beta m(t) \tilde{c}_H(t) \cos 2\pi f_c t$, 其中 $\tilde{c}_H(t)$ 等于 $c_H(t) \cos 2\pi f t$ 。

为简便起见, 不失一般性, 以下讨论同源双码流直接序列扩频信号。同源双码流 BPSK 直接序列扩频信号是同一个辐射源对不同的用户组的用户发射同步的两个扩频信号, 可表示成

$$s(t) = \alpha m_1(t) c_1(t) \cos 2\pi f_c t + \beta m_2(t) c_2(t) \cos 2\pi f_c t \quad (1)$$

其中 $m_1(t)$ 和 $m_2(t)$ 分别是发送给两个用户的基带数据, 二进制 ± 1 取值, 同组用户可以采用例如 walsh 码正交复用。 α, β 取正数, 因子 α, β 表征两个码流的功率。 $c_1(t), c_2(t)$ 是分属不同用户组的扩频码流, 各自使用不同的扩频码, 例如可以是两个 BOC 调制不同的伪随机码。 f_c 是载波。本文以下的讨论都假设, 同一个载波调制, 数据和码保持位定时同

步。

当 $m_1(t) \neq m_2(t)$ 时可采用面向判决(decided-direct)技术先剥离数据。 $c_1(t), c_2(t)$ 码率不相等之情形更具典型意义。因此以下不考虑数据, 只考虑扩频码流, 如式(2)

$$c(t) = \alpha c_H(t) + \beta c_L(t) \quad (2)$$

式中 $c_H(t) = \sum_n c_n \psi(t - nT_c)$ 是码率较高的扩频码流, $c_L(t) = \sum_n \xi_n \gamma(t - nLT_c)$ 是码率较低的扩频码流。 c_n 和 ξ_n 都是取值 ± 1 的扩频码(伪随机码)序列, T_c 是高码率扩频码流的码片时间(chip time), LT_c 是低码率扩频码流的码片时间, $L > 1$ 是正整数。 $\psi(t), \gamma(t)$ 是谱赋形函数, 支撑集分别是 $[0, T_c]$ 和 $[0, LT_c]$, 即 $t \notin [0, T_c] \Rightarrow \psi(t) = 0$ 以及 $t \notin [0, LT_c] \Rightarrow \gamma(t) = 0$ 。如果 $\psi(t), \gamma(t)$ 取矩形, 则 $c_L(t)$ 和 $c_H(t)$ 的谱都是 sinc 函数, 功率谱密度是 sinc^2 函数形式。只是前者主瓣位于 $\pm 1/T_c$ 之间, 后者主瓣位于 $\pm 1/LT_c$ 之间。

以 $R_{c_H}(\tau) = E\{c_H(t)c_H(t+\tau)\}$ 表示 $c_H(t)$ 的自相关函数, $R_{c_L}(\tau) = E\{c_L(t)c_L(t+\tau)\}$ 表示 $c_L(t)$ 的自相关函数。 $c_H(t)$ 和 $c_L(t)$ 的互相关函数为 $R_{c_{HL}}(\tau) = E\{c_H(t)c_L(t+\tau)\}$ 。假设 c_n 和 ξ_n 相互独立, 对任意 i, j , 有 $E\{c_i \xi_j\} = 0$ 。于是, $R_{c_{HL}}(\tau) = 0$ 。如果 $\psi(t), \gamma(t)$ 取矩形, 则 $R_{c_H}(\tau) = \text{tri}_{2T_c}(\tau)$, $R_{c_L}(\tau) = \text{tri}_{2LT_c}(\tau)$, 这里 $\text{tri}_T(\bullet)$ 是高为 1 底边为 T 的等腰三角形函数。

一般而言, 实际应用中 c_n 和 ξ_n 是伪随机码, 具有一定的相关性。但若使用的码性能良好, 特别对强背景白噪声和强人为干扰条件, 互相关性带来的干扰可以忽略。因此, 假设 c_n 和 ξ_n 互不相关是合理的。这样, 作为整体的扩频码流 $c(t) = \alpha c_H(t) + \beta c_L(t)$, 其自相关函数为

$$R(\tau) = E\{[\alpha c_H(t) + \beta c_L(t)][\alpha c_H(t+\tau) + \beta c_L(t+\tau)]\} \\ = \alpha^2 R_{c_H}(\tau) + \beta^2 R_{c_L}(\tau) \quad (3)$$

取 $\alpha^2 + \beta^2 = 1$, 归一化后的 $c(t)$ 平均功率为 $R(0) = \alpha^2 R_{c_H}(0) + \beta^2 R_{c_L}(0) = 1$ 。

两个码流调制的载波频率可以不相等, 这时称两个码有相对载波偏移。这频偏也可以是时变的, 可以按照收发双方约定的跳频表(简单地, 可以作所使用的伪随机码的即时相位到时变中心频率的一一映射)变化, 以获得额外的扩频增益, 也使得第三方难以跟踪监测或适时施加干扰, GPS P(Y) 码信号的频抖可作一例。接收时载波同步可始终对准两个码中的一个剥离载波, 因此以下讨论下列具典型意义的载波偏移情形, 低码率码流的载波频率发生相对偏移。也即 $c_L(t)$ 是 $c_L(t) = \left(\sum_n \xi_n \gamma(t - nLT_c)\right)$

$\sqrt{2} \cos 2\pi f_{\text{off}} t$ 。其中 f_{off} 载波偏移频率, 可取 $f_{\text{off}} = k/LT_c$, $1 \leq k < L$ 是整数, 以保证信号在被分配的带宽内。当 $\gamma(t)$ 取矩形时, $c_L(t)$ 的相关函数是

$$R_{c_L}(\tau) = \begin{cases} \left(1 - \frac{|\tau|}{LT_c}\right) \cos \frac{\tau}{LT_c} 2k\pi, & |\tau| \leq LT_c \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$

没有相对载波偏移, $f_{\text{off}} = 0$ 时的式(3)是双码流信号的基本相关函数, 是不同频偏下相关函数的包络, 其形状由 α, β 和 L 的取值以及 $\psi(t), \gamma(t)$ 决定。图 1 是 $\psi(t), \gamma(t)$ 取矩形时这相关函数之一例, 具有高尖瓣, 整体展宽。以下图 1, 图 2 分别给出 $L = 100, \alpha^2 = \beta^2 = 0.5, f_{\text{off}} = 0$ 和 $f_{\text{off}} = 1/2T_c$ 时的归一化 $R(\tau/T_c)$, $\psi(t), \gamma(t)$ 取矩形。图 2 的 $\tau = 0$ 附近局部在图 3 给出。

高低码率双码流 $c(t) = \alpha c_H(t) + \beta c_L(t)$ 若 $c_L(t)$ 频偏, 其相关函数具有 BOC 信号相关函数的特征, 其功率谱有 3 个主瓣, 第 1 个是 $c_H(t)$ 的谱, 中心频率在零点, 第 2, 3 是 $c_L(t)$ 的谱, 中心频率位于 $\pm f_{\text{off}} = \pm k/LT_c$ 。当 $\psi(t), \gamma(t)$ 取矩形, 频偏取 $f_{\text{off}} = k/LT_c$ 时, 相关函数主峰之外, 单侧, 第 $n(n = 1, 2, \dots)$ 个正次峰位于 $(L/k)n(T_c/2)$, 第 $n(n = 1, 2, \dots)$ 个负次峰位于 $(L/k)(T_c/4) + (n-1) \cdot (L/k)(T_c/2)$ 。由于总是取 $1 \leq k < L$, 第 1 个负次峰最靠近主峰且最小值是 $\tau = (L/k)(T_c/4)$, 对任意频偏, τ 的值在 $-T_c/4$ 和 $T_c/4$ 之间时, 没有次峰。

3 性能评估

文献[12]一般化地将码跟踪环相干处理过程模型化为到达时间(TOA)估计问题。并就噪声和干扰环境下的最大似然估计给出了 TOA 估计的 Cramér-Rao 下界 σ_{LB}^2 。在足够长的观测期 T_{obs} , TOA 估计器处理接收信号加噪声加干扰, 输出未平滑的 TOA 估计值, 再经过码环滤波器输出平滑后的 TOA 估计值。若接收机前置滤波器等效基带双边带宽为 β_r , 码跟踪积分时间 T , 码环平滑滤波器带宽 B_L 。

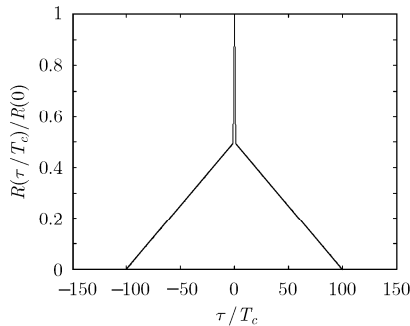


图 1 $L = 100, \alpha^2 = 0.5$ 的归一化 $R(\tau/T_c)$

信号 $s(t)$ 功率谱密度为 $C_s G_s(f)$, 噪声 $n(t)$ 与干扰 $j(t)$ 功率谱密度分别为 N_0 和 $C_j G_j(f)$, 并记噪声加干扰为 $w(t)$, 其功率谱为 $G_w(f) = N_0 + C_j G_j(f)$ 。

在小误差和无偏估计假设下, 平滑后的 TOA 估计值误差的方差 σ_s^2 与未平滑的 TOA 估计值的误差的方差 σ_u^2 之间的关系是

$$\sigma_s^2 \cong \sigma_u^2 2B_L T (1 - 0.5B_L T) \quad (4)$$

TOA 估计的 Cramér-Rao 下界 σ_{LB}^2 是

$$\sigma_{\text{LB}}^2 = \frac{B_L (1 - 0.5B_L T)}{(2\pi)^2 C_s \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 \left[\frac{G_s(f)}{G_w(f)} \right] df} \quad (5)$$

采用早迟门鉴相器, 相干处理, 早迟门间隔为 Δ 时, 码跟踪误差的方差为

$$\sigma_{\text{CELP}}^2 \cong \frac{B_L (1 - 0.5B_L T) \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_w(f) G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{(2\pi)^2 C_s \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f G_s(f) \sin(\pi f \Delta) df \right)^2} \quad (6)$$

在 Δ 很小的极限情况下, 有

$$\sigma_{\text{CELP}, \Delta \rightarrow 0}^2 = \frac{B_L (1 - 0.5B_L T)}{(2\pi)^2 \frac{C_s}{N_0} \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_s(f) df} + \frac{B_L (1 - 0.5B_L T) \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_j(f) G_s(f) df}{(2\pi)^2 \frac{C_s}{C_j} \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_s(f) df \right)^2} \quad (7)$$

基于文献[12]Betz 的相干码环一般化模型及结论, 即式(4)-式(7)这 4 个表达式, 可以分析双码流信号的基本性能。上述诸式分母中的积分式为

$$\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_s(f) df \quad (8)$$

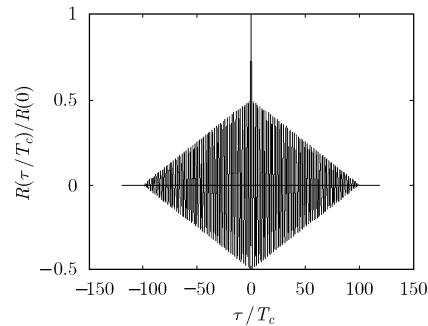


图 2 $L = 100, \alpha^2 = 0.5, f_{\text{off}} = 1/2T_c$ 的归一化 $R(\tau/T_c)$

是影响码跟踪精度和抗干扰性能的重要参量。

考察式(2)，比较单独接收和处理 $c_H(t)$ 与整体接收处理 $c(t)$ 。分别记 $c(t), c_H(t), c_L(t)$ 功率谱为 $G_c(f), G_H(f)$ 和 $G_L(f)$ 。 $c_H(t), c_L(t)$ 不相关，有

$$G_c(f) = \alpha^2 G_H(f) + \beta^2 G_L(f),$$

$$\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_c(f) df = \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 [\alpha^2 G_H(f) + \beta^2 G_L(f)] df \quad (9)$$

单独接收和处理 $c_H(t)$ 时，以 $\alpha^2 G_H(f)$ 替代式(5)-式(7)中的 $C_s G_s(f)$ 。整体接收处理 $c(t)$ 时以 $\alpha^2 G_H(f) + \beta^2 G_L(f)$ 替代，并作归一化。考察不同处理时式(8)之比

$$\frac{\alpha^2 \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 [\alpha^2 G_H(f) + \beta^2 G_L(f)] df}{\alpha^2 + \beta^2 \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} \alpha^2 f^2 G_H(f) df} = \alpha^2 + \beta^2 \frac{\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_L(f) df}{\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_H(f) df} \quad (10)$$

令 $\rho = \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_L(f) df / \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_H(f) df$ ，要使整体处理 $c(t)$ 比单独处理 $c_H(t)$ 获得性能改善，必须使 $\rho > 1$ 。

根据式(7)，同等噪声功率和信号功率条件下，白噪声占优，仅考虑白噪声，双码流信号整体码跟踪误差的方差 $\sigma_{\text{CELP}, \Delta \rightarrow 0, C}^2$ 与仅跟踪高码率码流的码跟踪误差方差 $\sigma_{\text{CELP}, \Delta \rightarrow 0, H}^2$ 之间的关系是

$$\frac{\sigma_{\text{CELP}, \Delta \rightarrow 0, C}^2}{\sigma_{\text{CELP}, \Delta \rightarrow 0, H}^2} = \frac{1}{\alpha^2 + \beta^2 \rho} \quad (11)$$

干扰占优，同等干扰功率和信号功率，则有

$$\frac{\sigma_{\text{CELP}, \Delta \rightarrow 0, C}^2}{\sigma_{\text{CELP}, \Delta \rightarrow 0, H}^2} = \frac{1}{(\alpha^2 + \beta^2 \rho)^2} \left(\alpha^2 + \beta^2 \frac{\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_j(f) G_L(f) df}{\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_j(f) G_H(f) df} \right)$$

如果干扰是类似白噪声的宽带干扰，则改善同式(11)。如果干扰是窄带干扰且频谱不与 $c_L(t)$ 的谱重叠，则 $G_j(f) G_L(f) = 0$ ，改善比例因子为 $\alpha^2 / (\alpha^2 + \beta^2 \rho)^2$ 。

现在就两种典型谱型给出 ρ 值。称式(12)为矩形谱，称式(13)为 sinc 谱

$$H(f) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{B}}, & -\frac{B}{2} \leq f \leq \frac{B}{2} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (12)$$

$$H(f) = \begin{cases} \lambda \sqrt{T_c} \frac{\sin \pi f T_c}{\pi f T_c}, & -\frac{B_H}{2} \leq f \leq \frac{B_H}{2} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (13)$$

其中 sinc 谱是脉宽为 T_c 的矩形脉冲通过双边带宽为 $B_H = 2/T_c$ 的带限滤波器后的归一化谱， λ 是归一化

因子， $\lambda = \left[\int_{-B_H/2}^{B_H/2} \left| \sqrt{T_c} \frac{\sin \pi f T_c}{\pi f T_c} \right|^2 df \right]^{-2}$ ，计算可得

$\lambda^2 \approx 1.1$ ， $\lambda \approx 1.05$ 。 $|H(f)|^2$ 为功率谱。接收机前端带宽取 $\beta_r \geq B_H$ 。

相比 $c_H(t)$ ， $c_L(t)$ 是窄带信号，因此 $c_L(t)$ 的谱总是取矩形谱，设其带宽为 B_L 。计算积分可得

$$\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_L(f) df = f_{\text{off}}^2 + B_L^2/12。$$

若 $c_H(t)$ 的谱是矩形谱，其带宽为 B_H ，则 $\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_H(f) df = B_H^2/12$ ；

若 $c_H(t)$ 的谱是式(13)之 sinc 谱，则 $\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_H(f) df = \lambda^2 B_H^2 / 4\pi^2$ 。因此

$$\rho = \frac{f_{\text{off}}^2 + B_L^2/12}{B_H^2/12} \approx \frac{f_{\text{off}}^2}{B_H^2/12}, c_H(t) \text{ 的谱是矩形谱} \quad (14)$$

$$\rho = \frac{f_{\text{off}}^2 + B_L^2/12}{\lambda^2 B_H^2 / 4\pi^2} \approx \frac{f_{\text{off}}^2}{\lambda^2 B_H^2 / 4\pi^2}, c_H(t) \text{ 的谱是 sinc 谱} \quad (15)$$

由式(11)，获得性能改善的起点是 $\rho > 1$ 。对式(14)情形，要求 $f_{\text{off}} > 1/\sqrt{3} T_c \approx 0.58/T_c$ 。对式(15)情形，要求 $f_{\text{off}} > \lambda/\pi T_c \approx 1/3 T_c$ 。获得 3 dB 改善的条件是， $\rho > (2 - \alpha^2)/\beta^2$ ，对式(14)，要求 $f_{\text{off}} > 1/T_c$ ，这将要求 $\beta_r > B_H$ ，且 $c_L(t)$ 的谱已在 $c_H(t)$ 的带宽之外。对式(15)，要求 $f_{\text{off}} > \{(2 - \alpha^2)/\beta^2\}(\lambda/\pi T_c)$ 。例如， $\alpha^2 = \beta^2 = 0.5$ 时，是 $f_{\text{off}} > 3\lambda/\pi T_c \approx 1/T_c$ ， $c_L(t)$ 的谱在 $c_H(t)$ 的带宽边缘。

直观上解释，根据式(8)，由于积分号内被积式中加权因子 f^2 的作用，零频率点的信号能量越少，对改善性能越好。因为矩形谱的能量分布更平坦，sinc 谱的能量在零频率较为集中。因此 $c_L(t)$ 的频偏对 sinc 谱型的影响要大。事实上，频偏的作用就是使整体信号的能量较少集中于零频。

$L \gg 1$ 是低码率码流载波偏移时，其谱仍在给定带宽内的必要条件。式(14)，式(15)的最终近似结果即基于低码率码流是窄带信号的前提，在此前提下， $\alpha, \beta, f_{\text{off}}, L$ ，这 4 个参数，对性能改善有影响的是 $\alpha, \beta, f_{\text{off}}$ 。事实上，如果放松带宽限制， $\beta_r > B_H$ ，则从式(14)， L 接近 1 即 B_L 接近等于 B_H 时，略有频偏即有 $f_{\text{off}}^2 + B_L^2/12 > B_H^2/12$ ，从而获得性能改善。

图3是图2的局部图,给出一种直观解释。整体接收时,低码率码流使整体相关函数扩展,高尖峰基本不变,并且因低码率码流功率谱偏离零频,相关函数出现因子 $\cos 2k\pi(\tau/LT_c)$,在 $\tau=0$ 附近相关函数出现负值,因而更陡峭。从而小误差条件下其码跟踪性能更好,抗干扰能力更强。图3还直观表明,传统的GPS C/A码加频抖的P(Y)码信号作为一个整体,其相关函数具有BOC信号相关函数的多峰特征。

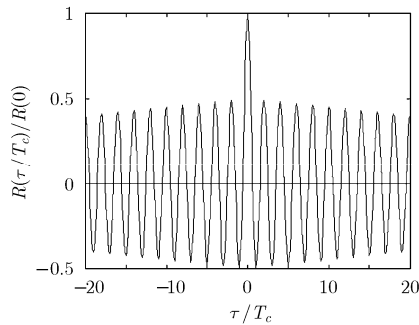


图3 $L=100$, $\alpha^2 = \beta^2 = 0.5$, $f_{off} = 1/2T_c$ 的归一化 $R(\tau/T_c)$ 局部

从式(7),文献[12]总结出一个表征干扰对码跟踪性能的影响的重要参数,码跟踪谱分离系数 SSC (Spectral Separation Coefficient) χ_{js} 定义为

$$\chi_{js} = \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_j(f) G_s(f) df$$

积分号内有加权因子 f^2 。 χ_{js} 的值越大,码跟踪的精度越低。因此,若已知信号的谱 $G_s(f)$,干扰方可以选择干扰的谱型 $G_j(f)$ 以提高干扰的效率。由此可知,类似于GPS P(Y)码信号的频抖可使干扰方难以有针对性地提高 χ_{js} 的值。就本文所讨论的双码流信号而言,如果干扰是窄带干扰且频谱不与 $c_L(t)$ 的谱重叠,则改善比例因子为 $\alpha^2/(\alpha^2 + \beta^2\rho)$ 。在不能跟踪频抖的情况下,经典的结论指出,干扰方的最佳干扰策略就是施加类似白噪声的宽带干扰。

双码流信号相关函数特性与BOC信号有重要差异,无频偏时的相关函数是双码流整体信号的基本形式,决定频偏条件下的双码流相关函数的包络。与对一个码调制生成的BOC不同,双码产生阶梯形的包络,阶梯形包络决定了相关函数有好的次峰抑制性。主峰和第1个次峰之间相关函数有很好的陡峭性,所有的其他次峰相对主峰被包络一致压低。

以上双码流信号的分析可以推广到多用户组多码流情形。BOC信号在满足恒包络、二进制取值的前提下提供谱偏离特性,是其显著优点。对多码流信号,只要满足系统要求的多码流信号设计得以确立,在考虑峰值平均功率、恒包络等问题之后,有

相对频偏就可以采用本文所讨论的接收处理方式,在接收端利用他组信号获得码跟踪性能改善。

4 结束语

本文讨论的同源多码流信号是一种单点对分等级多用户组的信号类型。传统GPS C/A码和P(Y)码信号是其典型。其本质是有相对载波频率偏移,扩频码不同码率不等的码流的合成信号。本文分析了与GPS信号类似的一般化双码流信号,推演了其作为整体时表现出的新特性。由于这些新特性,本文提出,更应该将其作为新形式的信号加以对待。根据分析和推演,本文的结论是,一个用户组同时接收本组扩频码和有相对频偏调制的他组扩频码可以提高码跟踪性能。性能改善的程度取决于具体的码流谱型。由本文所分析的性能改善之条件和数值结果,对GPS P(Y)码的跟踪,整体对待和处理C/A码和P(Y)码信号,比仅考虑P(Y)码获得额外3 dB以上性能改善是可行的。本文所做基本性能的分析同样适用于多个高等级用户组加多个低等级用户组的情形。相对于单用户组BOC信号,由于多码流合成形成相关函数阶梯形包络,在相关函数赋形,保留高尖主峰压低次峰等诸多方面有更大的灵活性。但码流个数的增加会受制于信号之和的峰值功率和恒包络的要求。有人为干扰的条件下,不同码流的相对频偏采用类似于GPS P(Y)码信号的频抖,除可获得通常意义的扩频增益外,还具有显著的减小码跟踪谱分离系数,使干扰方难以采用针对性的干扰谱型的意义。

参考文献

- [1] Betz J W. Binary offset carrier modulations for radionavigation. *Journal of The Institute of Navigation*, 2001, 48(4): 227-246.
- [2] 邱致和. GPS M码信号的BOC调制. *导航*, 2005, 41(1): 1-18.
Qiu Zhi-he. BOC modulation signal of GPS M code. *Navigation*, 2005, 41(1): 1-18.
- [3] Motella B, Savasta S, Margaria D, et al. Method for assessing the interference impact on GNSS receivers. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(2): 1416-1432.
- [4] Liu Xiao-li, Liu Jing-nan, Li Tao, et al. Design of software-based GPS/Galileo receiver for applications. *China Communications*, 2006, 3(6): 42-49.
- [5] 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. *光电与控制*, 2007, 4(14): 140-143.
Hao Jian-jun, He Qiu-sheng, Li Hui, et al. Characteristics of GNSS BOC modulation signal and code tracking technique. *Electronics Optics & Control*, 2007, 4(14):

- 140-143.
- [6] Yao Z, Lu M, and Feng Z M. Quadrature multiplexed BOC modulation for interoperable GNSS signals. *Electronics Letters*, 2010, 46(17): 1234-1236.
- [7] 姚铮, 陆明泉, 冯振明. 正交复用 BOC 调制及其多路复合技术. 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. *Scientia Sinica: Physica, Mechanica & Astronomica*, 2010, 40(5): 575-580.
- [8] 刘荟萃, 倪少杰, 张锴, 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. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2010, 40(5): 581-591.
Liu Hui-cui, Ni Shao-jie, Zhang Kai, *et al.* The application and multipath mitigation performances of CCRW techniques for BOC signals. *Scientia Sinica: Physica, Mechanica & Astronomica*, 2010, 40(5): 581-591.
- [9] Wu Jing-hui and Dempster A G. BOC-gated-PRN a multipath mitigation technique for BOC(n, n) waveforms. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(2): 1736-1757.
- [10] 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. 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. *Journal of Tsinghua University (Science and Technology)*, 2011, 51(2): 180-183.
- [11] Yao Zheng, Cui Xiao-wei, Lu Ming-quan, *et al.* Pseudo-correlation-function-based unambiguous tracking technique for sine-BOC Signals. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 46(4): 1782-1796.
- [12] Betz J W. Generalized theory of code tracking with an early-late discriminator — Part I: low bound and coherent processing. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2009, 45(4): 1538-1556.
- 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, 研究方向为通信、电子对抗.