

下一代高效导航卫星信号频谱分析与波形优化

何 峰, 吴乐南

(东南大学 信息科学与工程学院, 210096 南京)

摘 要: 为了使连续相位载波调制的导航卫星信号具备更高的频谱利用率并利于锁相环结构对其捕获与跟踪, 在深入分析调制信号频谱的基础上, 对导航卫星信号进行了波形优化设计, 分别给出了近似重构和解析构造两种方法, 仿真结果表明用优化后的波形所调制的导航信号具备更好的功率谱分布, 从而更适合下一代全球导航卫星系统.

关键词: 全球导航卫星系统; 卫星导航信号设计; 连续相位调制; 波形优化; 频谱效率

中图分类号: TN967.1

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2012)09-0101-06

Spectral analysis and waveform optimization of signals for future GNSS

HE Feng, WU Le-nan

(School of Information Science and Engineering, Southeast Univesity, 210096 Nanjing, China)

Abstract: Based on in-depth analysis of the modulated signal spectrum, the waveform optimization of the continuous phase carrier modulation is developed including two methods of approximate reconstruction and analytic construction in order to get more compact power distribution without useful information loss. The modulated waveforms having very high spectral efficiency by both of the methods are more conducive to the signal acquisition and tracking using the phase-locked loop structure for future GNSS.

Key words: GNSS; satellite navigation signal design; continuous phase modulation; waveform optimization; spectral efficiency

全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)是一个国家重要的基础信息设施之一. 纵观 GNSS 发展历程, 所采用的导航信号的调制方式从最初的矩形码片的二进相移键控(binary phase shift keying, BPSK)调制到二进偏移载波(binary offset carrier, BOC)调制^[1], 再到后来的交替二进偏移载波(AltBOC)、BCS、CBCS 调制技术, 以及最新的混合二进偏移载波(multiplexed binary offset carrier, MBOC)技术^[2], 新的卫星导航信号波形设计在提高测距精度、改善兼容性等方面都展现出了巨大的吸引力. 增强导航信号抗干扰能力和测距精度, 适时提高导航信息下传速率, 以及提高频谱利用率和便于其在不同频段的部署

等都是新一代 GNSS 信号设计中受到关切的问题. 为此, 文献[3]提出了一种基于连续相位的直接载波调制技术用于导航信号设计, 在频域展现出相当紧缩的功率分布, 部分满足上述在 GNSS 建设中所提出的目标. 本文主要工作就是在连续相位载波调制导航信号的基础上进一步设计波形, 优化频谱分布, 以期更好地将这种调制技术应用在下一代 GNSS 建设中.

1 GNSS 信号调制

目前 GNSS 使用的调制方式主要集中在相移键控(phase shift keying, PSK)和频移键控(frequency shift keying, FSK)这两大类, 实际上主要是 BPSK 调制和 QPSK 调制. 这两种调制方式的缺陷就是信号的大部分能量集中在中心频率附近而没有充分利用这一频带的边界频率.

鉴于现在频谱资源越来越紧张和卫星导航系统的现代化, 推出了更新的、速度更快的信号调制

收稿日期: 2011-11-21.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61174205).

作者简介: 何 峰(1972—), 男, 讲师;

吴乐南(1952—), 男, 教授, 博士生导师.

通信作者: 何 峰, hefeng@seu.edu.cn.

方式:BOC调制和AltBOC调制.这两种调制方式存在以下问题:一是在相同发射功率前提下,接收信号的电平会降低,导致捕获信号困难增大;二是由于调制信号的相关特性会呈现多个峰值,导致原来的信号检测方法将会失效.

因此,更有效地利用频谱资源而信号接收单元又不会过于复杂,以及进一步提高系统性能就成为GNSS导航信号调制技术发展的难题.这就体现为欧盟和美国为了解决各种GNSS之间更好的互操作在2004年达成一项协议——在L1频段上为Galileo开放服务与民用GPS现代化建立一个公共基础信号BOC(1,1).随后,为了优化BOC调制信号频谱,欧盟和美国的联合专家组于2006年发表声明:Galileo采用复合二进偏移副载波(composite binary offset carrier, CBOC)调制,而GPS采用时分二进偏移副载波(time multiplexed binary offset carrier, TBOC)调制从而分别实现MBOC调制.

但是,随着各种卫星导航系统的部署,越来越多的导航信号占用宝贵的频谱资源,特别是在拥挤的L频段尤为甚.由于Galileo的E2-L1-E1与GPS的L1频段重合,且不止GPS和Galileo会占用这个频段,俄罗斯的GLONASS和中国的BeiDou系统也会工作在这个频段,因此在这个频段的导航卫星信号设计工作尤其艰巨^[4].

针对在拥挤的L频段设计更高性能卫星导航信号体制的问题,国内学者提出对该频段部分信号采用最小频移键控(minimum shift keying, MSK)调制的方法,即所谓的最小频移键控-二进偏移载波(minimum shift keying-binary offset carrier, MSK-BOC)调制,分析结果表明,当卫星导航信号满足一定条件时,采用MSK调制能够获得比BPSK调制更好的性能,论证了在卫星导航系统L频段采用MSK调制的可能性^[5].俄罗斯的学者也对MSK调制的卫星导航信号结构进行了研究^[6].实际上最早在通信技术中提出的MSK调制方法也是为了实现更有效地在有限的带宽内传输更多数据的目的,只不过用在导航系统中所承载的导航数据是经过扩频处理后具备测距功能的信号,但本质并未改变.

1.1 导航信号调制原理

一般来说,GNSS导航信号就是由经过扩频码调制的双极性二进导航信号构成的,因此在GNSS中对载波的调制直观上描述就是基带导航信号对纯正弦(或余弦)载波信号相位的确定,并且在该基带信号周期保持该相位不变,以此最

终形成一连串的无间隔的载波波形.所以对于二进信号而言对应的就是BPSK调制载波波形:要么是零相位的正弦波形,要么是反向即 180° 相位的正弦波形,到底广播哪种波形由基带信号的状态符号(± 1)决定.这样随机发生波形翻转的载波信号不仅携带了导航信息,同时还暗藏了对应导航卫星的伪随机码(PRN),并且都可以通过在接收机的相关积分处理和二值判决得到.这一切就构成了普遍的GNSS导航信号调制与解调的基本原理.

从直观上看,最终用户面对的信号就是两种载波波形以随机方式交替出现(对于BPSK调制而言),或是四种载波波形以随机方式交替出现(对于QPSK调制而言);同理,类BOC调制最终也会形成其对应的几种载波波形.但这些被调制的载波会由于基带信号随着导航信息或伪码的变化引起状态改变,从而在射频信号上发生了相位的“突变”.而这些“突变”不管是从经典信号检测的角度,还是数字通信和无线电导航的立场来看,都是增加了信号的“可识别性”.例如BOC调制的引入就是为了比BPSK调制在信号中增加更多的相位翻转,提高在低信噪比环境下的测距性能.

另外,在GNSS现代化中都特别增加了未承载数据的“纯”伪码调制载波,即导频用以抵抗导航数据对信号符号位的影响而造成对相关积分的副作用,进而增强在弱信号接收环境下的导航信号捕获成功率.但是即使这样也无法改变在RF信号中还是存在相位翻转.这样必然带来信号频谱的展宽,一般来讲最终信号主瓣的宽度与基带信号符号速率相当.这些在经典数字通信中都是必然的结果,即承载多大的符号速率就必然付出对等的信号带宽.

1.2 连续相位载波调制

注意到不管是BPSK还是BOC,在其信号调制过程中都使用了不连续的相位调制方案,即存在 0° 或 180° 相位跳变,这样虽然有利于信号的接收和相关解调,但展宽了导航信号频谱,大大增加了其被干扰的可能性.

在多年对高频谱利用率和高速率无线通信的研究中,总结所谓的“超窄带”通信技术的优点,发明了多种“超窄带”调制方式^[7].特别是提出了具有革命意义的连续相位的“频谱紧缩的扩展二元相移键控调制和解调方法”,将其称之为“连续相位-扩展二进相移键控(CP-EBPSK)”^[8].CP-EBPSK调制的实质是将传输数据的信息承载在相位变化率中(而非信号相位本身),使得载频外

的信号功率迅速降低到低于 -60 dB水平, 这样既隐藏了信息和极大提高了频谱利用率而且是非抑制载波, 并天然具备抗频率选择性信道的特性, 成就其在多径环境下的可靠解调能力. 当其应用于无线通信系统时, 将大大改善系统整体综合性能 (bps/Hz/SNR). 在分析评估其性能时, 文献[9]发现 CP-EBPSK 信号具备抗同频干扰的能力.

结合在无线电导航领域的背景, 提出其与测距码技术结合可用于设计出一种全新的导航卫星信号的新思想: 除了具备传统测距信号的性能外, 由于其可直接对载波进行无相位跳变的连续调制, 不仅大大增强了数据传输速率, 还使得码测距直接达到载波波长精度, 并且最重要的一点在于这是一个非抑制载波通信系统, 将极大提高定位解调端的信号环路捕获与跟踪能力. 为此, 将原来用于数字通信的非对称 CP-EBPSK 调制进行了调整, 通过对称的映射方式, 将连续相位直接载波调制的思想用于导航测距信号的承载^[3], 即“直接载波连续相位调制”:

$$g(t) = \sin(\omega_c t + \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \Delta \sin(\omega_c t)).$$

式中: $b_n \in \{1, -1\}$ 为经伪码扩频调制过的导航

数据, ω_c 为载波角频率, Δ 为调制指数. 该方法将所需调制信息用相位的变化率来表示, 而非相位本身!

这种采用对称平衡映射的信号是专为导航系统设计的, 其功率谱形到底是怎样的呢? 图 1(b) 和图 1(c) 展示有用 Welch 方法估计的导航信号频谱(由于对称性, 未给出负频率部分, 横轴为相对频率 f , 纵轴为相对功率谱密度 psd, 下同), 可以看出载频是非抑制的, 而在载频附近的功率分布是迅速衰减的, 达到了很高的频谱效率, 即所谓的紧缩频谱, 并且随着调制指数 Δ 的减小, 功率分布衰减加快.

这种调制方法得到的导航信号也可看作是在一个中心频率为 f_c 的载波上做连续相位调制 (CPM) 的带通信号, 并且调制用脉冲信号保持与载波同频率(注意: 这点是其与一般 CPM 相当不同的地方. 前面提到的 MSK 也属 CPM 范畴), 看似调制信号将占据相当宽的带宽, 但通过适当选择调制指数 Δ , 最终信号的有效功率(大于 99%) 将仅仅占据相当窄的频率范围, 而剩余的不到 1% 的信号功率分布在一个相当宽的频率范围, 不过其谱分布相对幅度往往低于 -60 dB.

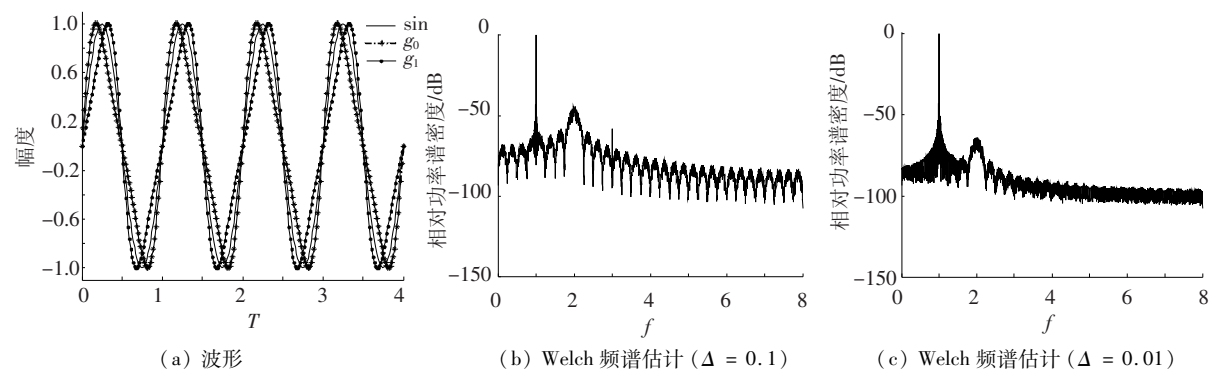


图1 连续相位调制导航信号(L=4)

但是, 其与纯粹的正弦波又不同, 后者理论上只是纯粹的“一根棍”, 而前者——“连续相位”导航信号——在载频附近分布的功率存在用于提供必要的承载测距码和导航信息所需能量的成分, 但是仔细考察不难发现功率谱中还是存在很多的“毛刺”, 这于锁相环 (PLL) 解调会有一定的影响——对正确地锁定和跟踪载频有负面的作用, 消除或减小这些谱线是本文的主题. 因此接下来的内容安排如下: 第2节给出一个深入的连续相位导航信号频谱分析; 然后在第3节进行必要的设计工作, 优化调制信号波形以消除多余谱线对系统的影响; 最后一节做分析总结.

2 连续相位导航信号频谱分析

从数字通信系统最简单的二元调制角度来看, 可以用两种持续时间有限的相异的波形来分别表示“0”和“1”信息位, 并一般事先编码以确保两种信息位等概率出现. 对应到导航测距信号就是将导航信息经过测距码调制得到扩频数据, 可以被看作伪随机的码流, 当然“0”和“1”基本等概率出现. 而数字通信的核心问题就是如何设计波形来用于代表这些信息(即调制), 以及如何有利于信号的传输与解调. 当然根据前节的叙述, 已经设计了一种对二元信息的调制方案——用于导航

信号的连续相位直接载波调制,即用 $g_0 = \sin(\omega_c t + \Delta \sin \omega_c t)$ 和 $g_1 = \sin(\omega_c t - \Delta \sin \omega_c t)$ 分别表示“0”和“1”,或反之;其中 $t \in [0, T]$, T 为每一信息位持续时间,规定其与载波周期 $\frac{2\pi}{\omega_c}$ 的比值为正整数以保证信号相位的连续性: $L = T \cdot \omega_c / (2\pi) = T \cdot f_c$ 最小取值为1,即每一位元刚好持续1个载波周期(参见图1(a)).

持续进行无记忆多元调制所形成的通信信号就是所谓的循环或周期平稳随机信号,其功率谱一般可表示为^[10]

$$\Phi_{ss}(f) = \frac{1}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| \sum_{i=1}^K p_i S\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) + \frac{1}{T} \sum_{i=1}^K p_i (1 - p_i) |S_i(f)|^2 - \frac{2}{T} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1, j < i}^K p_i p_j \operatorname{Re}[S_i(f) S_j^*(f)]. \quad (1)$$

式中: p_i 代表各位元出现的概率, S_i 是相应位元波形 s_i 的傅里叶变换. 对于导航信号这种最简单的等概率二元信号而言,有 $K = 2$ 与 $p_1 = p_2 = 0.5$, 以及 $s_1 = g_0$ 和 $s_2 = g_1$. 将这些限定代入(1)式,得到二进导航信号功率谱的一般表达式

$$\Phi_{cc}(f) = \frac{1}{4T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| G_0\left(\frac{n}{T}\right) + G_1\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) + \frac{1}{4T} (|G_0(f)|^2 + |G_1(f)|^2) + \frac{1}{2T} \operatorname{Re}[G_0(f) G_1^*(f)] = \frac{1}{4T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| G_0\left(\frac{n}{T}\right) + G_1\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) + \frac{1}{4T} |G_0(f) - G_1(f)|^2. \quad (2)$$

式中: G_0 和 G_1 分别是比特“0”和“1”对应波形的傅里叶变换. 将对称平衡映射的连续相位调制信号 g_0 和 g_1 应用于上式,立即可得到构成导航信号频谱各成分,即由线谱构成的周期分量谱:

$$\Phi_{cc}^d(f) = \frac{1}{T^2} \sum_n \left| \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \Delta^{2k} F(\sin^{2k+1} 2\pi f_c t)}{(2k)!} \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right).$$

以及由信号随机调制性形成的连续分量谱:

$$\Phi_{cc}^c(f) = \frac{1}{T} \left| \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \Delta^{2k+1} f F(\sin^{2(k+1)} 2\pi f_c t)}{2(k+1)! f_c} \right|^2.$$

式中: $F(\sin^n 2\pi f_c t)$ 代表频率为 f_c 和持续时间为 T 正弦波形 n 次幂的傅里叶变换. 可以看出由于对称调制的作用,偶谐波对线谱的影响已经被对消掉了,但还存在奇次谐波的影响. 下文将通过优化波形设计进一步改善信号的功率谱分布,更利于信号的传输与解调.

3 连续相位导航信号波形优化

波形优化的基本思想是尽量消除谐波的影响

而保留反映信号随机特性的连续谱,因此最本真的解决方法就是简单去掉那些受谐波影响的谱分量后反向重建信号波形,这就是本节给出的第一种方法——近似重构法. 在此基础上,本文给出一种正向直接构造信号波形的方法,即解析构造法. 下面分别导出两种方法的优化结果.

3.1 近似重构法

设优化好的两个波形分别是 q_0 和 q_1 . 根据前节可知由它们调制构建的导航信号功率谱可表示为

$$\Phi_{qq}(f) = \frac{1}{4T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| Q_0\left(\frac{n}{T}\right) + Q_1\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) + \frac{1}{4T} |Q_0(f) - Q_1(f)|^2. \quad (3)$$

遵循前述的优化原则,可以将 q_0 和 q_1 各自对应的频域表示 Q_0 和 Q_1 构建为

$$\begin{cases} Q_0(f) = G_0(f) + U(f); \\ Q_1(f) = G_1(f) + U(f). \end{cases} \quad (4)$$

这样就能保证式(3)右端第二项仍然保持为与式(2)最右端第二项相等,即保证不改变优化后信号频谱中随机成分,仍然是 $\frac{|G_0(f) - G_1(f)|^2}{4T}$.

而为了消除谐波的影响,可以通过调整优化后两波形频谱中共有部分 $U(f)$ 的策略以达到迫使其中除基频外其他线谱强度为零. 因此,将式(4)代入式(3),按以上思路展开得

$$\begin{aligned} \Phi_{qq}(f) &= \frac{1}{4T^2} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq \pm L}}^{\infty} \left| G_0\left(\frac{n}{T}\right) + G_1\left(\frac{n}{T}\right) + 2U\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \\ &\quad \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) + \frac{1}{4T^2} \left| G_0\left(\frac{L}{T}\right) + G_1\left(\frac{L}{T}\right) + 2U\left(\frac{L}{T}\right) \right|^2 \\ &\quad \delta\left(f - \frac{L}{T}\right) + \frac{1}{4T^2} \left| G_0\left(\frac{-L}{T}\right) + G_1\left(\frac{-L}{T}\right) + 2U\left(\frac{-L}{T}\right) \right|^2 \\ &\quad \delta\left(f + \frac{L}{T}\right) + \frac{1}{4T} |G_0(f) - G_1(f)|^2. \end{aligned}$$

可以如此定义调整频谱 $U(f)$ 在以下整数倍频点满足

$$U\left(\frac{n}{T}\right) = \frac{-1}{2} \left[G_0\left(\frac{n}{T}\right) + G_1\left(\frac{n}{T}\right) \right],$$

$$n \in Z \cap n \notin \{\pm L\}.$$

由此,最终优化后信号功率谱简化为

$$\begin{aligned} \Phi_{qq}(f) &= \frac{1}{4T^2} \left| G_0\left(\frac{L}{T}\right) + G_1\left(\frac{L}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{L}{T}\right) + \\ &\quad \frac{1}{4T^2} \left| G_0\left(\frac{-L}{T}\right) + G_1\left(\frac{-L}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f + \frac{L}{T}\right) + \\ &\quad \frac{1}{4T} |G_0(f) - G_1(f)|^2. \end{aligned}$$

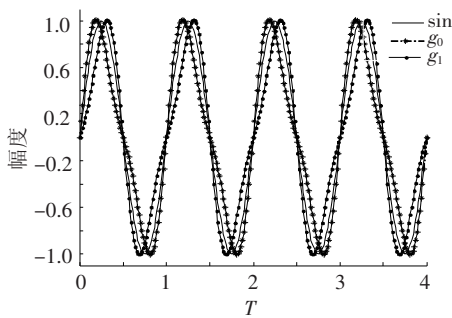
这样不仅保留了调制信号的随机性,又保证载频 $\pm L/T$ 处的功率强度未被改变. 于是,不难反

向重构优化波形为(参见图2(a))

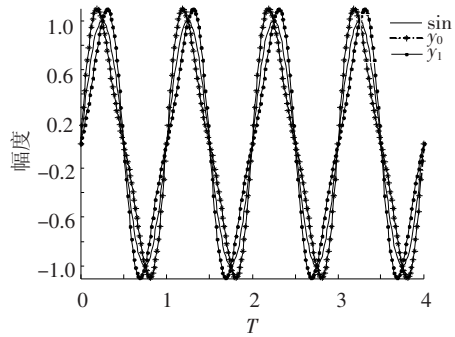
$$\begin{cases} q_0(t) = g_0(t) + u(t), & t \in [0, T]; \\ q_1(t) = g_1(t) + u(t), & t \in [0, T]. \end{cases}$$

其中的调整波形可由下式近似计算得到

$$\begin{aligned} u(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} U(f) \exp(j2\pi ft) df \cong \\ &= \frac{-1}{2T} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq \pm L}}^{\infty} \left[G_0\left(\frac{n}{T}\right) + G_1\left(\frac{n}{T}\right) \right] \exp\left(j2\pi \frac{n}{T} t\right) = \\ &= \frac{-1}{T} \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq L}}^{\infty} \operatorname{Re} \left\{ \left[G_0\left(\frac{n}{T}\right) + G_1\left(\frac{n}{T}\right) \right] \exp\left(j2\pi \frac{n}{T} t\right) \right\} + \\ &= \frac{-1}{2T} [G_0(0) + G_1(0)] \end{aligned}$$

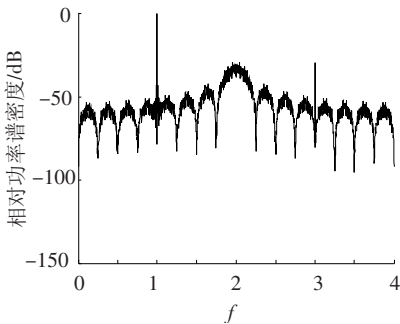


(a) 反向间接近似重构法

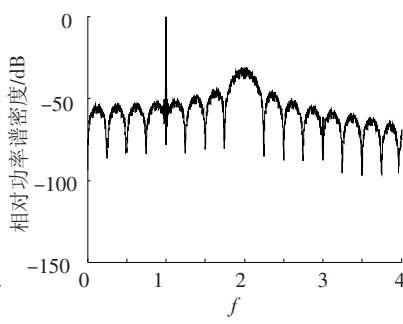


(b) 正向直接解析构造法

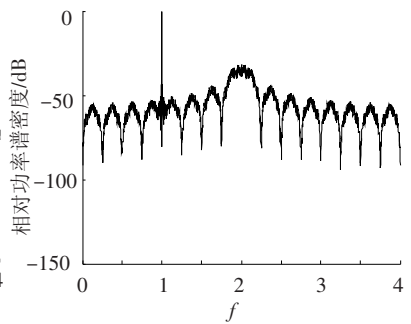
图2 连续相位调制导航信号优化波形 ($L=4, \Delta=0.5$)



(a) 优化前



(b) 近似重构法优化后



(c) 解析构造法优化后

图3 连续相位调制导航信号 Welch 频谱估计 ($L=4, \Delta=0.5$)

则将可以去掉优化后信号功率谱中的所有线谱,这是由于等式 $G_0(f) + G_1(f) + 2U(f) = 0$ 此时满足.但是,为了保持载频的存在,故在整个调制信号中应加入周期性载波信号,即 $g_s(t) = \sin(\omega_c t)$, $t \in [0, T]$,并且对于两种波形以同样的方式处理.这次令优化好的两个波形分别是 y_0 和 y_1 ,则可用下式表达为(参见图2(b))

$$\begin{cases} y_0(t) = \frac{1}{2} [g_0(t) - g_1(t)] + g_s(t), & t \in [0, T]; \\ y_1(t) = \frac{1}{2} [g_1(t) - g_0(t)] + g_s(t), & t \in [0, T]. \end{cases}$$

这样不难得到优化后信号的功率谱

在实际的计算中由于只能用有限的和来计算 $u(t)$,因此所得到的优化波形只可能是一个近似值,但当计算的和数足够多时,还是能保证工程精度要求的.对比优化前后信号功率谱,可见已将不少的“毛刺”去掉了,特别是载频附近区域(参见图3(a)和图3(b)).

3.2 解析构造法

由于在实际应用中波形优化重构法不可必免存在计算误差,可以在它的基础上考虑正向地直接构造优化波形.从(4)式得到启发,如果将两种波形都减去它们的平均值,即调节波形满足

$$u(t) = \frac{-1}{2} [g_0(t) + g_1(t)] \quad t \in [0, T].$$

$$\begin{aligned} \Phi_{yy}(f) &= \frac{1}{4T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| Y_0\left(\frac{n}{T}\right) + Y_1\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) + \\ &= \frac{1}{4T} |Y_0(f) - Y_1(f)|^2 = \frac{1}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| G_s\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \cdot \\ &= \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) + \frac{1}{4T} |G_0(f) - G_1(f)|^2. \end{aligned}$$

明显可以发现这种构造波形的方式带来的副作用是,虽然维持了基频成分,但基波分量的影响还是存在的(参见图3(c)).优化前后波形对比如图4所示.可以看出优化后波形幅度比优化前有些增大,但其优势也是不言而喻的.直接计算调制波形,计算量小,精度高.

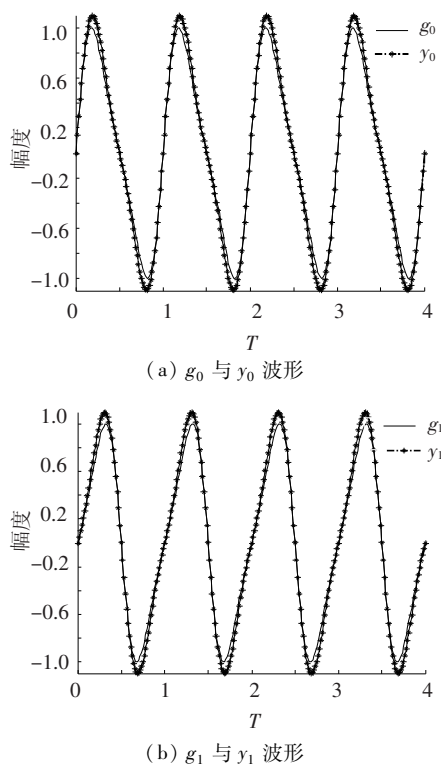


图4 连续相位调制导航信号正向直接解析构造法优化波形对比 ($L=4, \Delta=0.5$)

4 结 论

在GNSS建设中,由于不同国家和地区的参与,因此存在各种已部署.正在建设以及计划中的卫星导航系统,这其中有一个急需关注的问题就是频谱的合理分配和使用;同时对定位精度和可靠性的要求也与日俱增.我们提出的用于GNSS的“直接载波连续相位调制”方法正是为应对这些需求的一种可能技术,同时它还具备优异的数据广播能力,这些都为新一代GNSS的建设提供了必要的理论建构和技术储备.

本文正是在分析用于GNSS的直接载波连续相位调制信号功率谱的基础上,设计了两种波形优化方法,用于消除那些对PLL解调有影响的“毛刺”——即由于各次谐波的存在而在频点 n/T 处(特别是载频附近)形成的谱线.为此,分别从正向与反向“建造”优化波形:1)从时域出发,直接构造可以消除谐波影响的波形;2)从频域出发,在去除谐波影响的谱分量后反向重建信号波形.通过得到的优化波形以及信号功率谱表达式可以看出两种方法各有优势,同样也都存在不足,真是鱼和熊掌不可兼得啊!仿真估计结果也验证了理论推导.

在实际的卫星导航信号接收环境中,由于受到距离与多径的影响,实际接收到的导航信号质量较差,而直接载波连续相位调制方法通过加强载频功率以及紧缩频谱能较高地提升系统性能.当然对于基于PLL的解调系统为了能够达到健壮跟踪和高精度测距,还需要强化整个系统的设计.为此,本文从发射端入手,通过优化调制波形设计,调整和改善信号功率谱分布,为达到良好的GNSS性能打下了坚实的基础.下一步将从接收端着眼,分析PLL的非线性随机特性,为将直接载波连续相位调制技术用于GNSS做进一步的理论分析,反过来更加有的放矢地指导调制波形优化工作的方向.

参考文献:

- [1] BETZ J W. Binary offset carrier modulations for radio navigation [J]. Navigation: Journal of the Institute of Navigation, 2001, 48(4): 227–246.
- [2] HEIN G W, BETZ J W, AVILA-RODRIGUEZ J A, et al. MBOC: The new optimized spreading modulation recommended for GALILEO L1 OS and GPS L1C [C]// Proceedings of IEEE/ION PLANS. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006: 883–892.
- [3] 何峰, 吴乐南. 新一代高效卫星导航信号研究[J]. 数字通信世界, 2011, (12): 50–55.
- [4] 陈忠贵, 帅平, 曲广吉. 现代卫星导航系统技术特点与发展趋势分析[J]. 中国科学(E), 2009, 39(4): 686–695.
- [5] 胡修林, 冉一航, 刘禹圻, 等. 卫星导航信号设计中调制方式的新选择[J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(9): 1962–1967.
- [6] IPATOV V P, SHEBSHAEVICH B V. Spectrum-compact signals: A suitable option for future GNSS [J]. Inside GNSS, 2011, 6(1): 47–53.
- [7] 吴乐南. 超窄带高速通信进展[J]. 自然科学进展, 2007, 17(11): 1467–1473.
- [8] HE Feng, WU Lenan. Analysis of power spectrum of continuous phase waveform for binary modulation communications [C]//ICUMT. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009: 1–5.
- [9] FENG Man, WU Lenan. Novel Anti Co-channel Interference Scheme for Sensor Networks [J]. Sensors, 2010, 10(4): 3170–3179.
- [10] PROAKIS J G. Digital Communications [M]. 3th ed. New York: McGraw-Hill Inc., 1995.

(编辑 苗秀芝)