

星上高功率放大器对导航信号载波跟踪性能的影响分析*

李彩华, 刘瀛翔, 牟卫华, 欧 钢

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:由于滤波器带宽的限制和高功率放大器(HPA)的非线性效应,使恒包络导航信号产生失真,这将引起导航信号载波跟踪时锁相环(PLL)跟踪性能的恶化。针对这个问题,建立了星上高功率放大器非线性失真的一般模型,并推导了HPA的非线性效应引起PLL跟踪抖动的表达式,然后仿真分析了不同信号体制、不同滤波器带宽和不同功率放大器模型下的PLL跟踪抖动性能。

关键词:星上高功率放大器;恒包络;非线性失真;PLL跟踪抖动

中图分类号:TN967.1 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2013)02-0081-06

Analysis of the impact of satellite's high power amplifier on the performance of navigation signals carrier tracking

LI Caihua¹, LIU Yingxiang¹, MO Weihua¹, OU Gang¹

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

Abstract: Because of the limited bandwidth of filter and the high-power amplifier nonlinear effect, there will be phase noise for the constant envelope signals, which will affect navigation signals in the PLL tracking error of carrier tracking. To address this issue, the generic model for analyzing navigation signals non-linear distortion was established, and the relation between high-power amplifier nonlinear effect and performance of PLL tracking error were simulated and analyzed.

Key words: satellite's high power amplifier; constant envelope; non-linear distortion; PLL tracking error

随着卫星导航系统的发展,需要在一个频点发送多路信号来实现频谱的最大利用率,信号在进入高功率放大器(HPA, High Power Amplifier)之前需要经过恒包络处理^[1]。由于在实际应用中对信号带宽的限制,导航信号经过滤波器后其恒包络特性会恶化,非恒包络信号通过HPA后会产生相位噪声,从而导致地面接收设备的载波跟踪性能下降。

目前,国内外关于HPA非线性特性对导航系统性能影响的文献较少,文献[2]采用两种HPA模型来仿真分析了伪码赋形、功率回退点和早迟码间隔对伪码测距误差的影响,文献[3-4]主要分析Galileo的几个候选BOC(Binary Offset Carrier)调制信号的伪码跟踪精度受到非线性失真的影响,分析了滤波器带宽限制所带来的功率损耗和相关损耗等指标。文献[5]提出了HPA失真的若干衡量指标,主要分析了非线性效应对伪码跟踪系统误差的影响。以往对非线性效应的分析都集中在伪码跟踪的系统误差上,对载波跟踪性能的影响没有提及。

在上述背景下,本文首先建立了导航信号非线性失真的一般模型,分别讨论了窄前端带宽和宽前端带宽下,BPSK信号、BOC信号、ALTBOC信号在不同功放模型下对PLL跟踪性能的影响。

1 BOC和ALTBOC信号简介

BOC调制可以视为BPSK调制和方波副载波的乘积^[6],其扩频符号可表示为:

$$c(t) = C(t) \operatorname{sgn}[\sin(2\pi f_s t + \psi)] = C(t)sc(t) \quad (1)$$

其中 $C(t)$ 表示频率为 f_c 的扩频码, $sc(t)$ 表示频率为 f_s 的方波副载波, ψ 表示BOC调制的相位,一般取为 0° 或 90° ,分别称为正弦相位和余弦相位的BOC调制,简记为sin-BOC和cos-BOC。一般采用BOC(m, n)的简化形式表示方波副载波频率为 $f_s = m \times 1.023\text{MHz}$,扩频码频率为 $f_c = n \times 1.023\text{MHz}$ 的BOC调制。

ALTBOC信号是BOC信号调制的衍生物,其

* 收稿日期:2012-06-01

基金项目:教育部新世纪人才支持计划(NCET-08-0144)

作者简介:李彩华(1983—),男,湖南双峰人,博士研究生,E-mail:alexfo14@126.com;

欧钢(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,E-mail:ougang1969@163.com

特点是上下两个边带可以调制不同信号,分析方法与 BOC 信号类似。

2 导航信号非线性失真分析模型

导航信号的非线性失真模型如图 1 所示,导航信号生成后通过 DAC 和混频器调制成高频恒包络信号 $x_1(t)$,通过带通滤波器 (BPF) 后变为非恒包络信号 $x_2(t)$,再通过非线性功率放大器 HPA 后得到存在相位抖动的信号 $x_3(t)$,最后通过天线发射。

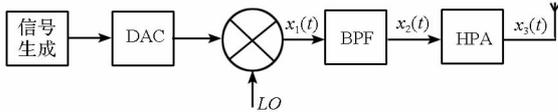


图 1 星上非线性失真一般模型

Fig. 1 Analysis mode of non-linear distortion on satellite

图中 $x_1(t)$ 表示为:

$$x_1(t) = s(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \quad (2)$$

其中, $s(t)$ 为已调包络,对于 BPSK 信号其取值为 ± 1 , f_0 是载波频率, $\varphi(t)$ 是瞬时相位。

通过带通滤波器 BPF 后信号变为 $x_2(t)$:

$$x_2(t) = s'(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t) + \varphi_0] \quad (3)$$

其中, $s'(t)$ 是通过滤波器后变化的包络信号, φ_0 是 BPF 产生的固定相位延迟。

$x_2(t)$ 通过 HPA 后产生一个放大并且失真的输出信号 $x_3(t)$, 其表达式为:

$$x_3(t) = A[s'(t)] \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t) + \varphi[s'(t)] + \varphi_0] \quad (4)$$

$A[s(t)]$ 和 $\varphi[s(t)]$ 是根据所用的功率放大器的增益和相位特性,对输出信号的幅度和相位进行的非线性加权。

为了简化模型,进行了如下假设(这些假设完全满足星上信号特性和导航性能评估的要求):

- (1) HPA 模型假设是宽带的无记忆设备,其非线性响应能实时反应载波包络的变化;
- (2) 不考虑本振信号相位噪声的影响;
- (3) 由于非线性特性只和信号幅度和相位有关,故可以去掉载频部分,用于限制信号带宽的带通滤波器可以用等效的理想低通滤波器替代。

定义理想低通滤波器 (LPF) 的幅频响应 $H_{LP}(f)$ 满足:

$$H_{LP}(f) = \begin{cases} 1, & |f| < B \\ 0, & \text{other} \end{cases} \quad (5)$$

其中 B 为理想低通滤波的单边截止带宽。

根据上述假设,可以得到等效的基带模型,如图 2 所示。

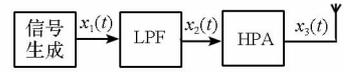


图 2 星上非线性失真等效基带模型

Fig. 2 Equivalent baseband mode of non-linear distortion on satellite

$x_2(t)$ 通过 HPA 后产生一个放大并且失真的输出信号 $x_3(t)$, 其表达式为:

$$x_3(t) = A[s'(t)] \cos\{\varphi(t) + \varphi[s'(t)] + \varphi_0\} \quad (6)$$

3 包络变化的功率谱密度

传统的衡量包络变化的指标是峰值/平均功率比 (PAPR), 其定义如下^[2]:

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{t \in [0, T_c]} [p_c(t)]}{\frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} p_c(t) dt} \quad (7)$$

其中 $p_c(t)$ 为 $[0, T_c]$ 时间段内的功率。

PAPR 其指标关注的是包络变化的峰值和均值之比, 从中不能看出包络变化的概率分布信息, 而且在分析包络变化对导航信号载波跟踪的影响时很难建立对应关系。因此本文将采用包络变化的功率谱密度来分析包络变化对导航信号的影响, 这对定量分析不同滤波器带宽和不同信号体制下包络变化造成的影响带来了很大的便利。

为了分析导航信号包络的变化, 将一段时间内的导航信号 $s(t)$ 看成是一确定性信号。定义此确定性信号通过理想低通滤波器后变为 $s'(t)$, 通过滤波器引起的包络变化量为 $s_s(t)$, 则有:

$$s_s(t) = s(t) - s'(t) \quad (8)$$

令 $S_I(f)$ 和 $S_{LP}(f)$ 为 $s(t)$ 和 $s'(t)$ 的傅里叶变换, 则 $s_s(t)$ 的傅里叶变换 $S_s(f)$ 可表示为:

$$S_s(f) = S_I(f) - S_{LP}(f) \quad (9)$$

$$S_s(f) = [1 - |H_{LP}(f)|] S_I(f) \quad (10)$$

考虑到伪码信号的随机性, 定义 $G_I(f)$ 为 $s(t)$ 的归一化功率谱, 包络变化的归一化功率谱为 $G_s(f)$, 根据随机过程的功率谱定义和 (10) 式, 可得:

$$G_s(f) = S_s(f) S_s^*(f) = [1 - |H_{LP}(f)|]^2 G_I(f) \quad (11)$$

其中 $S_s^*(f)$ 为 $S_s(f)$ 的共轭。

我们以 ALTBOC(m, n) 信号为例说明恒包络信号通过理想低通滤波器后的包络变化, 恒包络 ALTBOC(m, n) 信号的功率谱为^[7]:

$$G_{\text{ALTBOC}}(f) = \frac{4f_c \cdot \cos\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)^2}{\pi^2 f^2 \cdot \cos\left(\frac{\pi n f}{2f_c}\right)^2} \left[\cos^2\left(\pi \frac{f}{2f_s}\right) \right]$$

$$- \cos\left(\pi \frac{f}{2f_s}\right) - 2\cos\left(\pi \frac{f}{2f_s}\right)\cos\left(\pi \frac{f}{4f_s}\right) + 2 \quad (12)$$

通过理想低通滤波器后其功率谱为

$$G'_{\text{ALTBOC}}(f) = [1 - |H_{LP}(f)|] \cdot G_{\text{ALTBOC}}(f) \quad (13)$$

我们以 ALTBOC(15,10) 通过带宽为 90MHz 的理想低通滤波器为例,其包络在滤波器前后及包络变化的功率谱密度如图 3 所示。

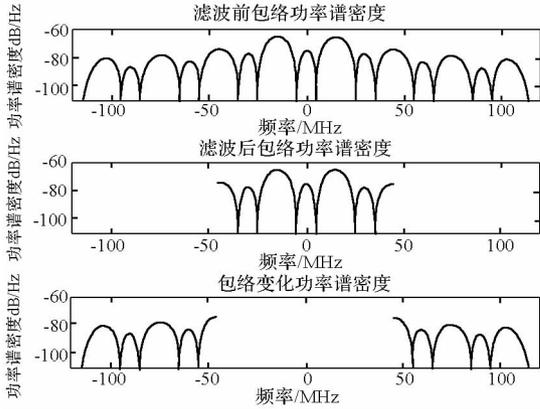


图3 ALTBOC(15,10) 包络变化的功率谱密度

Fig.3 The power spectrum densities of envelope for ALTBOC(15,10)

4 HPA 等效模型

导航系统中常用的高功率放大器有两种:行波管放大器(TWTA)和固态功率放大器(SSPA)^[8]。

对于行波管放大器,通常采用 Saleh 模型^[9],其 AM-AM 和 AM-PM 特性函数表示如下:

$$A[|s(t)|] = \frac{\alpha_a |s(t)|}{1 + \beta_a |s(t)|^2} \quad (14)$$

$$\Phi[|s(t)|] = \frac{\alpha_\phi |s(t)|^2}{1 + \beta_\phi |s(t)|^2} \quad (15)$$

其中 $A[|s(t)|]$ 和 $\Phi[|s(t)|]$ 是根据所用的放大器的增益和相位特性,对输出信号的幅度和相位进行的非线性加权,幅度参数 α_a 为小信号幅度增益, $1/(\beta_a)^{1/2}$ 为 TWTA 的饱和输入电压,相位参数也具有相似的含义。

对于固态功率放大器经常使用修正的 Rapp 模型^[10],其 AM-AM 和 AM-PM 特性由下述公式表示:

$$A[s(t)] = \frac{g |s(t)|}{[1 + (|s(t)|/A_{sat})^{2p}]^{1/2p}} \quad (16)$$

$$\Phi[|s(t)|] = \frac{\alpha |s(t)|^{q1}}{1 + \left(\frac{|s(t)|}{\beta}\right)^{q2}} \quad (17)$$

其中 g 为小信号幅度增益, p 为平滑因子,决定放大器由线性区向饱和区过渡的平滑程度, A_{sat} 是放大器饱和输入电压, α , β , $q1$, $q2$ 为根据放大器特性进行调整的参数。

在本仿真中采用文献[5]和[10]中的两个放大器参数来进行评估,TWTA 参数为: $\alpha_a = 3$, $\beta_a = 2$, $\alpha_\phi = 2$, $\beta_\phi = 7$,其输入饱和功率为 16.78 dBm,输出饱和功率为 51.85 dBm。SSPA 参数为: $g = 19$, $A_{sat} = 1.4$, $p = 0.81$, $\alpha = 1$, $\beta = 0.123$, $q1 = 3.8$, $q2 = 3.7$ 。其输入饱和功率为 31.45 dBm,输出饱和功率为 53.14 dBm。

其对应的幅度和相位特性分别如图 4 所示:

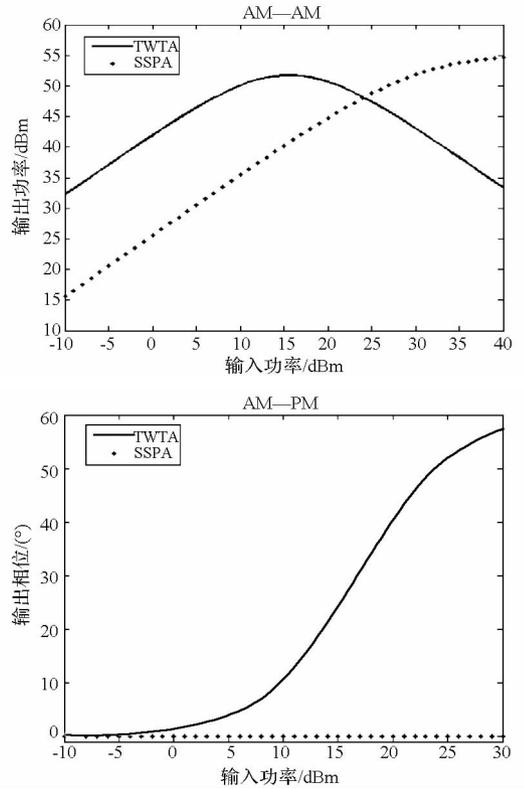


图4 不同功放模型下的 AM-AM 和 AM-PM 曲线

Fig.4 AM-AM and AM-PM curve for TWTA and SSPA

5 载波跟踪性能评估指标

评估载波跟踪性能主要有两个指标:PLL 跟踪抖动和 PLL 测距精度^[11]。前者反映了载波测距的随机误差,PLL 跟踪抖动过大会引起接收机在低载噪比条件下的失锁和跳周。后者反映了载波测距的系统误差,通常是一个时变量,只能通过仿真手段进行分析。这里,我们以 PLL 跟踪抖动来衡量星上高功率放大器的非线性对载波测距性能的影响。

以 GPS 接收机为例,图 5 给出了 PLL 跟踪的

原理框图^[12]。

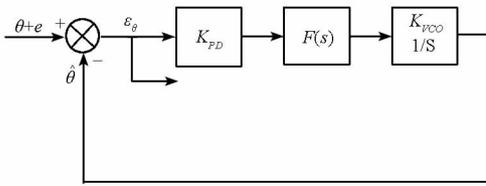


图 5 PLL 跟踪环路的流程框图

Fig. 5 The ideal structure of PLL tracking

不考虑本地时钟引入的相位噪声, PLL 跟踪抖动由式(18) 决定^[12]。

$$\sigma_{e\theta}^2 = \int_0^\infty S_{N_e}(f) \cdot |1 - H_{PLL}(jf)|^2 df \quad (18)$$

其中 S_{N_e} 是输入的相位噪声的功率谱密度, $H_{PLL}(jf)$ 是三阶锁相环的闭环传递函数, 可以得到:

$$|1 - H_{PLL}(jf)|^2 = \frac{f^6}{f_L^6 + f^6} \quad (19)$$

其中 $f_L = 2\pi \times 1.2 \times B_L$, 而 B_L 是环路噪声带宽, 通常为 10Hz。

6 PLL 跟踪抖动表达式

通过软件接收机仿真结果可知, 单位功率的恒包络信号通过不同带宽滤波器后引起的包络变化量级为 10^{-2} , 变化属于小信号, 对于给定的输入信号幅度 $s_0(t)$, 输出相位抖动与输入幅度抖动呈近似线性关系。

$$\Delta\phi = k_{s_0} \cdot \Delta s(t) \quad (20)$$

令 $k_{s_0} = \Phi' [|s_0(t)|]$ 为 AM-PM 曲线在 $|s_0(t)|$ 点处的导数。

当为单位阻抗时, 输入电压 $|s_0(t)|$ 与功率 p 的关系式 $p = |s_0(t)|^2/2$ 。

联立(18 ~ 20) 式可知:

$$\sigma^2 = \frac{|s_0(t)|^2}{2} \cdot k_{s_0} \cdot \int_0^\infty [1 - |H_{LP}(f)|] \cdot G_I(f) \cdot |1 - H_{PLL}(jf)|^2 df \quad (21)$$

对于 TWTA, 由(14) 式可知

$$k_{s_0} = \frac{d\Phi}{ds} = \frac{2\alpha_\phi s}{(1 + \beta_\phi s^2)^2} \quad (22)$$

对于不同信号体制的恒包络信号, 定义 M 为:

$$M = \int_0^\infty [1 - |H_{LP}(f)|] \cdot G_I(f) \cdot |1 - H_{PLL}(jf)|^2 df \quad (23)$$

将 k_{s_0} 带入(21) 式并对 s 求得

$$\frac{d\sigma^2}{ds} = M \cdot \alpha_\phi \cdot \frac{3s^2 + 2\beta_\phi s^4 - \beta_\phi^2 s^6}{(1 + \beta_\phi s^2)^4} \quad (24)$$

令 $\frac{d\sigma^2}{ds} = 0$, 可得 $s^2 = \frac{3}{\beta_\phi}$, 又因为 $\left. \frac{d^2\sigma^2}{ds^2} \right|_{s^2 = \frac{3}{\beta_\phi}} < 0$,

所以 σ^2 在 $s^2 = \frac{3}{\beta_\phi}$ 时取最大值, 最大值为 σ_{\max}^2

$$= \frac{M\alpha_\phi \left(\frac{3}{\beta_\phi}\right)^{\frac{3}{2}}}{16}$$

7 仿真分析

7.1 软件接收机原理框图

本文以 Galileo 信号 BPSK(10)、sin-BOC(10, 5) 和 ALTBOC(15, 10) 为例进行软件接收机仿真, 首先生成导航信号, 然后通过理想低通滤波器后再通过 HPA 等效滤波器, 最后通过软件接收机进行捕获和跟踪, 输出 PLL 跟踪抖动结果。软件接收机原理框图如图 6 所示, 仿真分析都在功放的饱和和工作点进行。

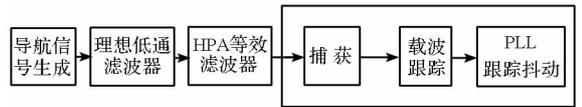


图 6 软件接收机原理框图

Fig. 6 The structure of software receiver

7.2 仿真结果

对于 SSPA, BPSK(10)、sin-BOC(10, 5) 和 ALTBOC(15, 10) 信号通过 20MHz、30MHz 和 90MHz 滤波器后引起 PLL 跟踪抖动如图 7 所示。

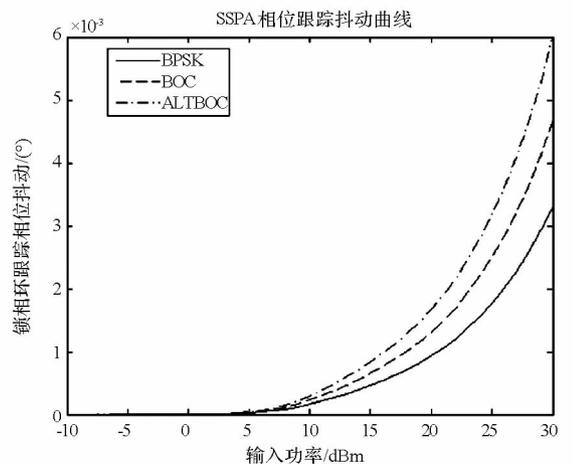


图 7 不同信号引起 PLL 跟踪抖动(SSPA)

Fig. 7 PLL tracking error with different signals(SSPA)

对于 TWTA 来说, BPSK(10) 信号通过双边带宽 20MHz 和 40MHz 的滤波器后 PLL 跟踪抖动如图 8 所示。

对于 TWTA 模型放大器, BOC(10, 5) 信号通过 30MHz 和 50MHz 滤波器后 PLL 跟踪抖动如图 9 所示。

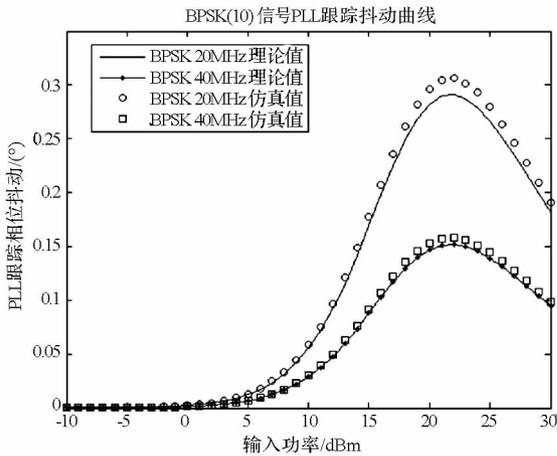


图8 BPSK(10)信号在不同滤波器带宽下引起 PLL 跟踪抖动的对比(TWTA)

Fig.8 PLL tracking error with different bandwidth for BPSK (10) (TWTA)

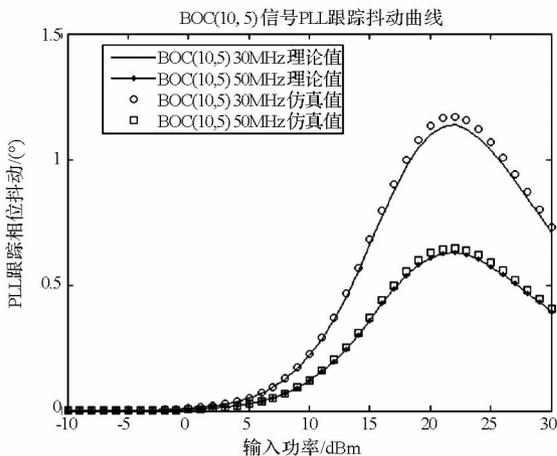


图9 BOC(10,5)信号通过不同带宽滤波器引起 PLL 跟踪抖动的对比(TWTA)

Fig.9 PLL tracking error with different bandwidth for BOC (10,5) (TWTA)

对于 TWTA 模型放大器,恒包络 ALTBOC (15,10)信号和非恒包络 ALTBOC (15,10)信号通过 90MHz 滤波器后 PLL 跟踪抖动如图 10 所示。

通过仿真分析可以得到以下几点结论:

(1)对于 SSPA 模型功放,非线性引起的相位跟踪抖动可以忽略,其原因是 SSPA 的 AM-PM 曲线斜率 k_{ϕ} 近似为 0。

(2)对于 TWTA 模型功放,信号通过滤波器带宽越宽,即 $|1 - H_{PLL}(jf)|$ 越小,则引起的 PLL 跟踪抖动越小。对于不同信号体制,主瓣外信号能量越大,即 $G_l(f)$ 越大,其引起 PLL 跟踪抖动越大。

(3)对于 TWTA 模型功放,恒包络和非恒包

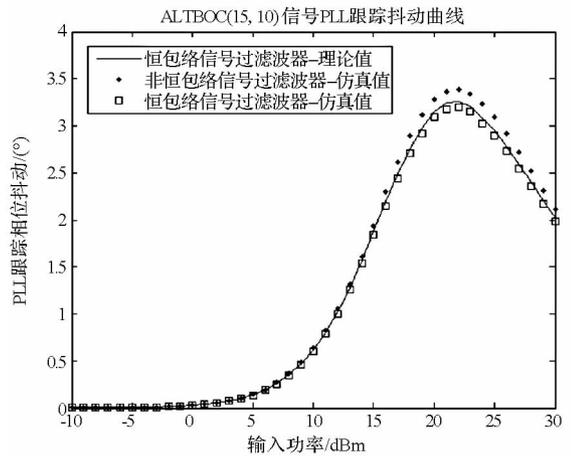


图10 恒包络和非恒包络 ALTBOC(15,10)信号引起 PLL 跟踪抖动的对比(TWTA)

Fig.10 PLL tracking error with different bandwidth for ALTBOC(15,10) (TWTA)

络 ALTBOC (15,10)信号通过滤波器后引起的 PLL 跟踪抖动相当,从 PLL 跟踪抖动指标来说,恒包络处理没有太大的优势,信道设计和带宽选择的意义更大。

(4)数值结算结果和仿真结果十分吻合,很好地验证了 PLL 跟踪抖动解析表达式的正确性。

8 结论

在 HPA 非线性模型中,滤波器带宽限制导致的包络变化将引起接收机载波跟踪时 PLL 跟踪抖动恶化。本文提出的对星上 HPA 非线性引起的 PLL 跟踪抖动的分析方法,能够对星上载荷的信道设计提供理论依据。仿真结果表明,对于 TWTA 类型功放,需要对滤波器带宽和信道特性进行更加合理的设计。而对 SSPA 类型功放来说,其引起的 PLL 跟踪抖动可以忽略,SSPA 越来越成为星上有效载荷的首选。

参考文献 (References)

- [1] Rebeyrol E, Macabiau C, Julien O, et al. Signal distortions at GNSS payload level [C]. ION GNSS 19th International Technical Meeting of Satellite Division, 2006: 1595 - 1605.
- [2] 李星. 卫星导航系统站间时间同步关键技术研究[D]. 长沙:国防科技大学, 2008.
LI Xing. Research on key techniques of earth station time synchronization network in satellite navigation system [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2007. (in Chinese)
- [3] Ries L, Lestarquit L, Legrand F, et al. A software simulation tool for GNSS2 BOC signals analysis [C]// ION GPS 2002. Portland, 2002: 2225 - 2239.
- [4] Soellner M, Kohl R, Luetke W, et al. The impact of linear and non-linear signal distortions on Galileo code tracking accuracy [C]// ION GPS 2002. Portland, 2002: 1270

- 1285.
- [5] 黄旭方, 胡修林, 唐祖平. 星上高功率放大器对导航信号功率谱和伪码跟踪精度的影响[J]. 电子学报, 2009, 37(3): 640-645.
HUANG Xufang, HU Xiulin, TANG Zhuping. Impact of satellite's high power amplifiers on spectrum of navigation signals and PRN tracking accuracy [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(3): 640-645. (in Chinese)
- [6] Betz J W. Binary offset carrier modulations for radio-navigation [J]. Journal of the Institute of Navigation, 2002, 48: 227-246.
- [7] Rebeyrol E, Macabiau C. BOC power spectrum densities [C]//ION NTM 2005. San Diego, CA:769-778.
- [8] Weekley J M, Mangus B J. TWTA Versus SSPA: A comparison of on-orbit reliability data[J]. IEEE Transactions on communications electron devices, 2005, 52(5):650-652.
- [9] Saleh A A M. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers [J]. IEEE Transactions on Communications, 1981, 29(11): 1715-1720.
- [10] Jiménez V P G, Jabrane Y. High power amplifier pre-distorter based on neural-fuzzy systems for OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2011, 57(1): 149-158.
- [11] 朱祥维. 卫星导航系统时间同步关键技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2007.
ZHU Xiangwei. The study of key techniques in satellite navigation system time synchronization [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2007. (in Chinese)
- [12] Rebeyrol E, Macabiau C, et al. Phase noise in GNSS transmission/reception system [C]//ION NTM 2006. Monterey, CA. 2006: 698-708.