

文章编号: 1001- 2486(2008) 05- 0049- 07

## 非线性放大器对伪码测距误差的影响分析\*

李 星, 耿淑敏, 欧 钢, 庄钊文

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

**摘 要:** 在高精度伪码测距系统中, 高功率放大器(HPA)是信号发射链路的重要组成部分, HPA 会对发射信号引入非线性失真, 进而恶化系统的伪码测距性能。通过理论推导和数值分析的方法, 研究 HPA 的非线性特性对高精度伪码测距误差的影响, 给出非线性放大条件下, 伪码跟踪误差与放大器类型、放大器输出回退(OBO)、扩频码形参数等的定量关系。研究结果对工程上 HPA 的选择、功率余量的保留、基带扩频码形的设计等具有重要的参考价值。

**关键词:** 高功率放大器; 非线性; 直接序列扩频; 伪码测距

中图分类号: TN927 文献标识码: A

## A Study on PN Code Ranging Error Caused by Nonlinear Power Amplifier

LI Xing, GENG Shu-min, OU Gang, ZHUANG Zhao-wen

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

**Abstract:** In high precision PN code ranging systems, HPA is an important component. However HPA introduces nonlinear distortion. As a result, it decreases the ranging performance. The PN code ranging error caused by the nonlinearity of HPA is studied, by means of theoretical deduction and numerical simulation. Quantitative relation of ranging error and HPA type, HPA output back-off, code chip waveform parameter is employed. The research result provides important suggestion for the choice of HPA type, the reservation of HPA power and the design of PN code waveform.

**Key words:** high power amplifier (HPA); nonlinearity; direct sequence spread spectrum (DS/SS); PN code ranging

伪码测距系统中信号发射链路的高功率放大器(HPA)会引入非线性失真, 使得经过 HPA 放大的发射信号发生幅度和相位畸变。信号的非线性失真将导致扩频码自相关函数发生变形, 恶化伪码跟踪环路的性能, 从而引起较大的伪码测距误差。文献[1-3]的研究表明, 扩频码基带成形技术能够有效提高 DLL 跟踪环的性能, 降低环路跟踪误差, 此结论是在不考虑发射信号非线性失真的条件下得到的。事实上, 信号发射链路中非线性放大器的存在不可避免, 而扩频码基带成形引起的发射信号非恒包络特性加剧了放大器的非线性效应。也就是说, 在不考虑非线性放大的条件下, 扩频码基带成形技术有助于提高 DLL 的跟踪性能, 但是码片成形引入的附加非线性失真可能部分甚至完全抵消其带来的好处。本文以此为研究的切入点, 通过理论推导和数值分析的手段, 研究几种常用的扩频码基带波形条件下 HPA 的非线性特性对高精度伪码测距误差的影响, 给出在非线性放大条件下, 伪码跟踪误差与放大器类型、放大器输出回退(OBO)、扩频码形参数等的定量关系。

### 1 非线性放大引入的 DS/SS 信号失真模型

设直序扩频系统的调制符号序列为

$$b(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b^{(m)} p_r(t - mT)$$

\* 收稿日期: 2008- 04- 10

基金项目: 国家重点研制项目资助

作者简介: 李星(1980-), 男, 博士生。

其中,  $b^{(m)} \in \{+1, -1\}$  为扩频信号的第  $m$  个调制符号。

扩频码采用无周期长码, 表示为

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{j=1}^N s_j^{(m)} p_c[t - mT - (j-1)T_c]$$

其中,  $s_j^{(m)} \in \{+1, -1\}$  为扩频信号第  $m$  个调制符号内的第  $j$  个扩频码片,  $p_c(t)$  表示扩频码片波形,  $T$  为符号间隔,  $T_c$  为码片间隔,  $T = NT_c$ ,  $N$  为扩频增益, 单个符号内的扩频码波形具有单位能量, 则 DS/SS 系统发射信号的复包络表示为

$$y(t) = \sqrt{P} b(t) s(t) \exp[j\varphi(t)]$$

其中,  $P$ 、 $\varphi$  分别表示发射信号的功率和载波相位。

发射信号送入 HPA 放大, HPA 的放大行为一般可建立为非线性无记忆模型, 该模型由两个非线性无记忆函数表征, 即 AM-AM 和 AM-PM 特性<sup>[5-6]</sup>。其中 AM-AM 特性表示输入信号幅度至输出信号幅度的非线性转换特性, AM-PM 特性表示输入信号幅度至输出信号相位的非线性转换特性。

令  $F_A[\cdot]$  和  $F_P[\cdot]$  分别为 HPA 的 AM-AM 和 AM-PM 特性函数, 令  $\rho(t) = \sqrt{P} b(t) s(t)$ , 则 HPA 的输出可表示为<sup>[5]</sup>

$$r(t) = F_A[\rho(t)] \exp[jF_P[\rho(t)]] \exp[j\varphi(t)] + n(t) = S[\rho(t)] \exp[j\varphi(t)] + n(t) \quad (1)$$

其中,  $n(t)$  表示双边功率谱密度为  $N/2$  的加性高斯白噪声。

卫星通信中常用的 HPA 包括行波管放大器(TWTA)和固态功率放大器(SSPA), 两类 HPA 的 AM-AM 和 AM-PM 特性函数定义如下。

### 1.1 行波管放大器(TWTA: Traveling Wave Tube Amplifier)

对于 TWTA 来说, 最常见的模型为 Saleh 模型<sup>[5]</sup>, 其 AM-AM 和 AM-PM 特性函数表示如下。

$$F_A(\rho) = \frac{\alpha_1 \rho}{1 + \beta_1 \rho^2}, \quad F_P(\rho) = \frac{\alpha_P \rho^2}{1 + \beta_P \rho^2} \quad (2)$$

其中  $\alpha_1$ 、 $\beta_1$ 、 $\alpha_P$ 、 $\beta_P$  为放大器常数。由(2)式可知, 放大器的饱和输入电压  $A_{SI}$ 、饱和输出电压  $A_{SO}$  和最大相位偏移  $P_M$  可表示为

$$A_{SO} = \max F_A(\rho) = \alpha_1 / (2 \sqrt{\beta_1}), \quad A_{SI} = F_A^{-1}(A_{SO}) = 1 / \sqrt{\beta_1}, \quad P_M = \max(F_P(\rho)) = \alpha_P / \beta_P \quad (3)$$

### 1.2 固态功率放大器(SSPA: Solid State Power Amplifier)

SSPA 的 AM-AM 和 AM-PM 函数一般使用 Rapp 模型<sup>[6]</sup>, AM-AM 和 AM-PM 特性由下述公式表示:

$$F_A(\rho) = \frac{\alpha_1 \rho}{[1 + (\rho/A_{SI})^{2p}]^{1/2p}}, \quad F_P(\rho) = \alpha_P \left[ \frac{\rho}{A_{SI}} \right]^2 \quad (4)$$

其中  $\alpha_1$  为放大器线性区增益;  $A_{SI}$  为放大器饱和输入电压;  $\rho$  是平滑因子, 决定放大器由线性区向饱和区过渡的平滑程度, 一般取值在 [2, 3] 区间, 参数  $\rho$  越大, 在达到饱和区之前的输入输出关系越接近线性;  $\alpha_P$  通常取 0, 即 Rapp 模型的 AM-PM 转换效应可以忽略。

上述 Saleh 模型和 Rapp 模型中定义的 AM-AM 和 AM-PM 特性函数已经被证明非常接近于工程实际中使用的 TWTA 放大器和 SSPA 放大器<sup>[5-6]</sup>。为了使模型参数的选取具有合理性, 首先使用矢量网络分析仪实测一台 TWTA 和一台 SSPA 的 AM-AM、AM-PM 转换特性, 再采用最小均方差曲线拟合的方法, 求解 Saleh 模型和 Rapp 模型中的模型参数, 参数拟合结果如下:

Saleh 模型参数拟合的结果为:  $\alpha_1 = 2.4011$ ,  $\beta_1 = 1.4663$ ,  $\alpha_P = 1.1583$ ,  $\beta_P = 0.4094$ ; AM/AM 拟合误差为:  $\sigma_{A1} = 0.0181$ dB; AM/PM 拟合误差为:  $\sigma_{AP} = 1.3995^\circ$ 。

Rapp 模型参数拟合的结果为(参数拟合时  $p$  取为 2,  $\alpha_P$  取为 0):  $\alpha_1 = 1.5410$ ,  $A_{SI} = 0.6591$ ; AM/AM 拟合误差为:  $\sigma_{A1} = 0.0155$ dB; AM/PM 拟合误差为:  $\sigma_{AP} = 0.0412^\circ$ 。

以下关于非线性失真条件下的伪码跟踪误差分析均以此处得到的非线性模型参数为基础进行。

根据非线性放大器的分析模型可知, 在发射信号的低通复包络模型中, 幅度信息  $\rho(t)$  的大小由发

射信号功率  $P$  和扩频码片波形  $p_c(t)$  决定, HPA 的非线性 AM-AM 和 AM-PM 转移特性是幅度信息  $\rho(t)$  的函数。对于恒包络调制信号而言, 发射信号经过非线性放大器后等效于通过一个固定幅度增益和固定相位偏移的系统, 因此, 此时接收机的伪码跟踪性能不受非线性放大器的影响。但是, 由于传输信道的有限带宽特性和扩频发射机的扩频码基带成形, 实际传输的扩频码波形一般不可能是矩形波。在不考虑放大器非线性性的情况下, 扩频码基带成形技术能够有效提高 DLL 跟踪环的性能, 降低环路跟踪误差<sup>[1-3]</sup>。但是, 扩频码基带成形同时导致发射信号不再具有恒包络特性, 非恒包络信号经过非线性放大器将发生非线性幅相畸变, 直接导致 DLL 跟踪环路的跟踪性能恶化。以下将首先推导非恒包络信号通过非线性放大器后的非相干 DLL 跟踪误差性能, 在此基础上研究几种常用的扩频码基带波形通过非线性放大器后 DLL 跟踪环路的性能。

## 2 非线性放大条件下伪码跟踪误差的理论分析

上节的分析已经表明, 恒包络调制的信号经过非线性放大器之后, 不影响 DLL 跟踪环路的跟踪性能, 非恒包络信号则不同, 其经过非线性放大器后的相关函数发生变形, 恶化 DLL 的跟踪性能。文献 [1] 指出, 伪码跟踪环的鉴相  $S$  曲线在横坐标为 0 处的一阶导数是决定 DLL 环路跟踪性能的重要参数。本节将首先求解非线性放大后  $S$  曲线的解析表达式, 再在此基础上给出非线性放大后 DLL 跟踪误差的理论推导结果。

根据非相干 DLL 接收机的工作原理<sup>[4]</sup>, 输入信号与本地生成的超前、滞后两路伪码分别做相关运算, 之后进行包络检波, 再由本地超前伪码所得包络检波值减去本地滞后伪码所得包络检波值得到鉴相输出, 因此, 鉴相  $S$  曲线可表示为

$$S(\varepsilon) = \left\| R\left(\varepsilon - \frac{d}{2}\right) \right\|^2 - \left\| R\left(\varepsilon + \frac{d}{2}\right) \right\|^2 \quad (5)$$

其中:

$$R(\tau) = \frac{1}{NT_c} \int_{T_0}^{T_0+NT_c} r(t) \hat{s}(t + \tau) dt \quad (6)$$

$$\hat{s}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{j=1}^N s_j^{(m)} p[t - mT - (j-1)T_c] \quad (7)$$

$$p(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_c \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

$\varepsilon$  表示本地生成的准时通道伪码与接收信号伪码之间的相对时延,  $\tau$  表示接收机本地伪码与接收信号伪码之间的相对时延,  $d$  表示早、迟相关器本地伪码的相对时延,  $T_0$  表示相关运算的起始时间,  $T_0$  为  $T_c$  的整数倍,  $p(t)$  表示接收机本地生成伪码的扩频码型。此处本地生成伪码的码片形状为矩形, 即码片波形采用 1bit 量化。根据扩频信号的相关接收原理, 接收端使用与发射扩频码完全相同的码型时可获得最大的扩频增益, 但是实际中考虑节省硬件资源和方便硬件处理, 通常在性能与实现复杂度之间折衷处理, 本地生成扩频伪码仅使用 1bit 量化。关于本地扩频码 1bit 量化的性能损失已有文献分析<sup>[8]</sup>, 此处不再赘述。

将 (1) 式代入 (6) 式可得

$$R(\tau) = \frac{1}{NT_c} \int_{T_0}^{T_0+NT_c} F_A[\sqrt{P}b(t)s(t)] \exp\{jF_P[\sqrt{P}b(t)s(t)]\} \exp[j\varphi(t)] \hat{s}(t + \tau) dt \quad (9)$$

考虑  $F_A(\cdot)$  为奇函数,  $F_P(\cdot)$  为偶函数, 令第  $m$  个调制符号内的调制信息和相位分别为  $b^{(m)}$  和  $\varphi^{(m)}$ , (9) 式可以整理为

$$R(\tau) = b^{(m)} \exp[j\varphi^{(m)}] \cdot \frac{1}{NT_c} \int_{T_0}^{T_0+NT_c} \sum_{j=1}^N s_j^{(m)} p'[t - mT - (j-1)T_c] \cdot \sum_{j=1}^N s_j^{(m)} p[t + \tau - mT - (j-1)T_c] dt \quad (10)$$

其中:

$$p'_c(t) = F_A[\sqrt{P}p_c(t)] \cdot \exp\{jF_P[\sqrt{P}p_c(t)]\} \quad (11)$$

将(10)式化简可以求得第  $m$  个调制符号内  $R(\tau)$  的表达式:

$$R(\tau) = \begin{cases} b^{(m)} \exp[j\phi^{(m)}] \cdot \frac{1}{T_c} \int_{|\tau|}^{T_c} s'(t) \exp[j\phi(t)] dt, & |\tau| < T_c \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

其中,  $s'(t) = F_A[\sqrt{P}p_c(t)]$ ,  $\phi(t) = F_P[\sqrt{P}p_c(t)]$ 。

上式的求解使用了以下三个假设条件:

- (1)  $\phi(t)$  相对相关积累时间一般是慢变量, 其值取为  $\phi^{(m)}$ ;
- (2)  $p_c(t)$  关于  $T_c/2$  对称, 即  $p_c(t) = p_c(T_c - t)$ , 本文以下讨论的几种扩频码基带波形均满足此条件;

- (3) 扩频增益  $N$  足够大, 使得扩频序列  $\hat{s}(t)$  的自相关函数近似满足:

$$r_{\hat{s}}(\tau) = \begin{cases} 1 - \left| \frac{\tau}{T_c} \right|, & |\tau| < T_c \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (13)$$

将(12)式代入(5)式可求解得

$$S(\varepsilon) = \begin{cases} 0, & \varepsilon < -T_c - d/2 \\ - \left[ \frac{1}{T_c} \int_{|\varepsilon - d/2|}^{T_c} s'(t) dt \right]^2, & -T_c - d/2 < \varepsilon < -T_c + d/2 \\ \left[ \frac{1}{T_c} \int_{|\varepsilon - d/2|}^{T_c} s'(t) dt \right]^2 - \left[ \frac{1}{T_c} \int_{|\varepsilon + d/2|}^{T_c} s'(t) dt \right]^2, & -T_c + d/2 < \varepsilon < T_c - d/2 \\ \left[ \frac{1}{T_c} \int_{|\varepsilon - d/2|}^{T_c} s'(t) dt \right]^2, & T_c - d/2 < \varepsilon < T_c + d/2 \\ 0, & \varepsilon > T_c + d/2 \end{cases} \quad (14)$$

非相干 DLL 的误差信号  $e(t)$  可表示为<sup>[10]</sup>

$$e(t) = S(\varepsilon) + n'(t) \quad (15)$$

由于环路滤波器带宽一般来说远小于预相关积累带宽, 因此可以假设上式中  $n'(t)$  为高斯噪声, 其双边噪声功率谱密度  $\eta/2$  可以近似表示为如下形式<sup>[11]</sup>:

$$\frac{\eta}{2} = \frac{N_0^2}{NT_c} + \frac{1}{2} N_0 [F_A(\sqrt{P})]^2 \left[ \left\| R\left(\varepsilon - \frac{d}{2}\right) \right\|^2 + \left\| R\left(\varepsilon + \frac{d}{2}\right) \right\|^2 \right] \quad (16)$$

根据线性环路分析理论可以得到非相干 DLL 的跟踪误差<sup>[10]</sup>:

$$\sigma^2 = \frac{\eta W_L}{2S'^2(0)} \quad (17)$$

其中  $W_L$  表示非相干 DLL 的环路带宽,  $S'(0)$  表示鉴相曲线  $S(\varepsilon)$  在自变量为 0 处的一阶导数, 将公式(16)代入公式(17)可得下式, 下式中的  $S(\varepsilon)$  由公式(14)定义。

$$\sigma^2 = \left\{ \frac{N_0^2}{NT_c} + \frac{1}{2} N_0 [F_A(\sqrt{P})]^2 \left[ \left\| R\left(\varepsilon - \frac{d}{2}\right) \right\|^2 + \left\| R\left(\varepsilon + \frac{d}{2}\right) \right\|^2 \right] \right\} \cdot \frac{W_L}{(dS(\varepsilon)/d\varepsilon|_{\varepsilon=0})^2} \quad (18)$$

由上式可知, 非相干 DLL 的跟踪误差主要由环路噪声功率  $\eta W_L$  和鉴相曲线过零点导数  $S'(0)$  决定。根据前面的分析, 非恒包络信号经过非线性放大器后, 鉴相曲线  $S(\varepsilon)$  发生畸变。也就是说, 非线性放大器改变  $S'(0)$ , 进而影响伪码跟踪误差。下节将采用数值分析的方法, 进一步探讨非线性放大效应与伪码跟踪误差的量化关系。

### 3 非线性放大条件下伪码跟踪误差的数值分析

上节的分析表明, 伪码跟踪环路的鉴相  $S$  曲线形状是决定伪码跟踪误差性能的重要因素。本节将

首先研究几种常见的扩频码型通过非线性放大器后的鉴相  $S$  曲线形状, 然后给出非线性放大器的工作点选择对伪码跟踪误差影响的量化分析。

### 3.1 非线性放大条件下几种基带扩频码形的鉴相 $S$ 曲线

一般来说, 当发射信号使用功率受限的非线性放大器放大时, 扩频码形的选择应遵循以下原则<sup>[12]</sup>:

- (1) 近似满足恒包络特性, 低峰值- 平均功率比;
- (2) 绝大多数能量集中在有限的带宽内;
- (3) 相位连续, 避免出现跳相点。

上述原则是保证放大器输出频谱纯净的重要前提, 为了精确地衡量上述原则, 分别定义其量化性能指标如下:

#### 3.1.1 恒包络特性

非恒包络信号经过非线性放大器, 信号波形会发生非线性畸变, 体现在频域上, 会出现频谱再生现象, 恶化信号频谱。峰值- 平均功率比特性反应信号包络变化的剧烈程度, 定义如下式:

$$PAPR = \left[ \max_{t \in [0, T_c]} (p_c(t)) \right]^2 / \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} [p_c(t)]^2 dt \quad (19)$$

#### 3.1.2 带宽- 功率性能<sup>[12]</sup>

直序扩频信号的带宽- 功率性能主要取决于扩频码的基带波形。假设调制比特和扩频序列为集合  $\{-1, 1\}$  内的独立同分布二进制随机变量, 则信号的功率谱密度(PDF) 为不含离散谱线的连续谱, 形状与码片波形傅立叶变换的模平方相同。PDF 可表示为

$$S_{p_c}(f) = \frac{4P}{T_c} \left| \int_0^{T_c} p_c(t) \exp(-j2\pi ft) dt \right|^2 \quad (20)$$

令  $\xi$  为带外信号功率的占比, 如下式定义<sup>[13]</sup>:

$$\xi = 1 - \int_{-W}^W S_{p_c}(f) df / \int_{-\infty}^{\infty} S_{p_c}(f) df \quad (21)$$

信号的带宽- 功率性能可以用  $(1 - \xi)$  倍信号功率所占的带宽来衡量。

#### 3.1.3 相位连续性<sup>[12]</sup>

相位平滑过渡的信号一般具有更紧凑的功率谱分布和更低的功率谱旁瓣, 并且不易受硬件电路的突发杂散和高次谐波的影响<sup>[13]</sup>。另外, 相位连续性也与恒包络和非线性放大有关, 如果相位不连续的信号通过带限非线性信道, 则跳相点数量增加时包络波动幅度亦增大<sup>[14]</sup>。由于信号传输链路中通常都会包含带限滤波和非线性放大, 因此相位连续性是扩频码形选择必须考虑的重要因素。

保证相位连续性必需满足以下的条件:

$$\lim_{t \rightarrow 0^+} p_c(t) = \lim_{t \rightarrow 0^-} p_c(t) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow T_c^+} p_c(t) = \lim_{t \rightarrow T_c^-} p_c(t) = 0 \quad (22)$$

考虑矩形、升余弦、布莱克曼和半正弦等几种常用的基带码形, 其性能参数如表 1。根据公式(14), 可以采用数值积分的方法计算不同扩频码基带波形的鉴相  $S$  曲线, 当非线性放大器输入信号平均功率达到放大器饱和输入功率时, 几种不同扩频码形信号经过 TWTA 和 SSPA 放大器后的鉴相  $S$  曲线的形状如图 1 所示。

根据表 1 和图 1 可得如下结论:

- (1) 峰值- 平均功率比高的扩频码形, 如布莱克曼和升余弦, 无论在线性放大之前或之后, 鉴相  $S$  曲线变形均最严重;
- (2) 当 TWTA 和 SSPA 工作在饱和点时, SSPA 对鉴相  $S$  曲线的扭曲程度弱于 TWTA;
- (3) 对于几种不同的扩频码形和不同的放大器类型, 伪码鉴相  $S$  曲线均未出现过零点偏差, 即非线性效应不引起伪码测距偏差。

表1 几种扩频码形的性能参数列表

Tab. 1 Performance parameter of several spread spectrum code chip waveforms

扩频码形	表达式	峰值-平均功率比	99%功率带宽 ( $BT_c$ )	相位连续性
矩形	$p_c(t) = u(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$	1	10.166	相位连续
升余弦	$p_c(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi t}{T_c}\right) \right] u(t)$	2.667	1.402	相位连续
布莱克曼 ( $k = 1.8119$ )	$p_c(t) = k \left[ 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi t}{T_c}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi t}{T_c}\right) \right] u(t)$	3.283	1.671	相位连续
半正弦	$p_c(t) = \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi t}{T_c}\right) u(t)$	2	1.190	相位连续

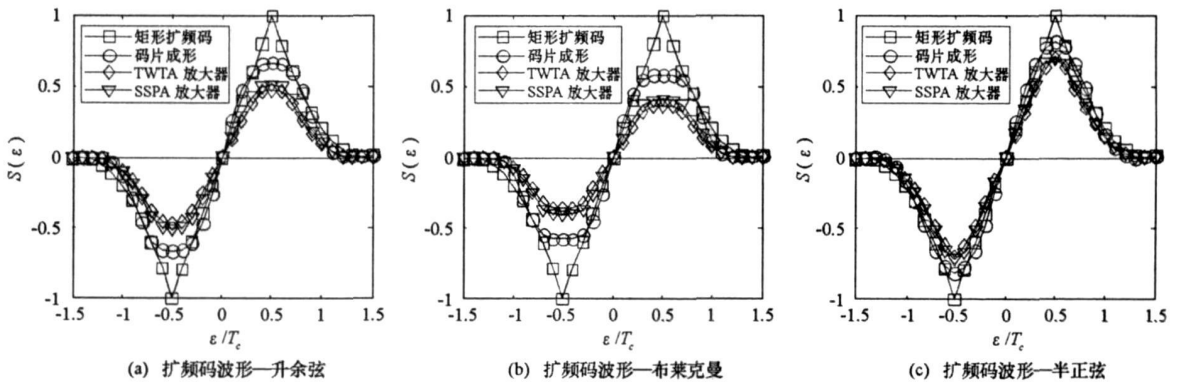


图1 放大器工作于饱和点时不同扩频码波形的鉴相 S 曲线

Fig. 1 S-curves of different chip waveforms at saturation point of power amplifier

### 3.2 非线性放大器工作点选择对伪码跟踪误差的影响

非线性放大器的工作点选择是系统链路设计中必须考虑的重要因素。放大器能够输出的最大功率直接受制于目前可达到的技术水平,并且,放大器功率的提高将导致系统实现成本呈加速上涨趋势。因此,实际中从放大器使用效率的角度考虑,总是希望非线性放大器工作在尽可能靠近饱和区的工作点上。但是,正如前文中提到的,放大器工作在饱和区附近将使发射信号发生非线性失真。根据前面的理论分析结果,本节使用数值仿真的方法重点研究非线性放大器工作点的选择对伪码跟踪误差的影响,为性能与成本之间的系统优化设计提供重要支持。

非线性放大器的工作点选择通常采用功率回退(BO, Back Off)指标来衡量<sup>[7]</sup>。根据公式(18)可以计算不同功率回退条件下的伪码跟踪误差,图2示出了输出功率回退(OBO)为0~11dB,接收信号载噪比 $P/N_0 = 45\text{dBHz}$ , DLL 早迟相关间隔 $d = T_c$ ,跟踪环路带宽为 $W_L = 2\text{Hz}$ ,扩频增益 $N = 10\ 230$ 时,几种不同的扩频码形在非线性放大前、TWTA 放大后和 SSPA 放大后与矩形扩频码的对比关系。

分析图2 可得以下几点结论:

(1) 峰值-平均功率比是扩频码形选择的重要参数,主要表现在以下两个方面:第一,非线性放大前,峰值-平均功率比越高的扩频码形跟踪误差越小,如图中所示,布莱克曼码形的伪码跟踪误差最小,升余弦其次,半正弦再次;第二,非线性放大后,随着 OBO 的逐渐减小,非线性效应对峰值-平均功率比高的扩频码形恶化作用明显,峰值-平均功率比越大的扩频码形,伪码跟踪误差随 OBO 的减小而恶化的速度越快;

(2) SSPA 的非线性效应引起的伪码跟踪误差恶化明显小于 TWTA;

(3) 非线性放大后,当 OBO 增大时,放大器越来越近似于工作在线性状态,伪码跟踪误差逐渐缩小,直至与非线性放大前的跟踪误差接近。

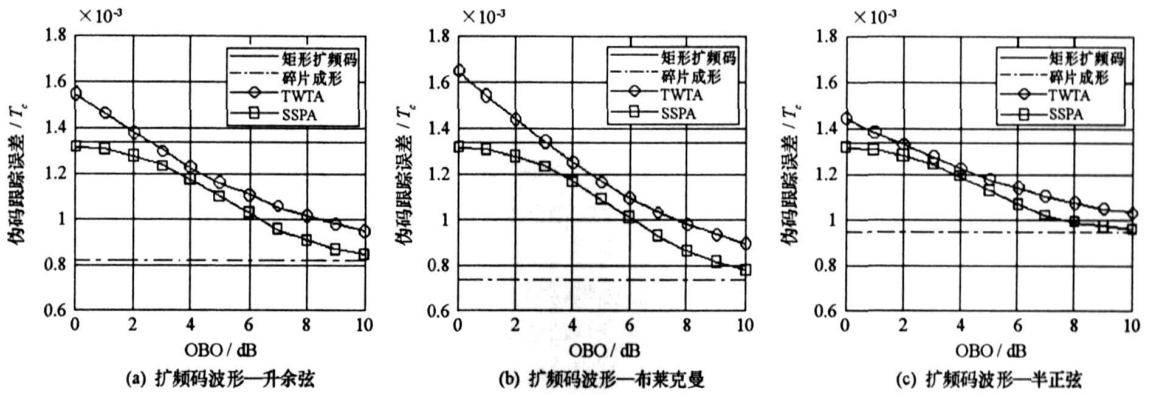


图2 伪码跟踪误差随 OBO 的变化规律  
Fig. 2 PN code tracking error vs. output back-off

## 4 结束语

本文研究了高精度测距系统中高功率放大器的非线性效应对伪码测距误差的影响。理论分析和数值仿真的结果表明: 在高精度伪码测距系统中, SSPA 的非线性特性明显优于 TWTA; 非线性放大器的工作点选择应在功率效率和伪码测距性能之间折衷优化; 在存在非线性放大器的系统中, 扩频码基带波形的峰值- 平均功率比是码形选择的重要参数, 其选择直接影响非线性效应对伪码测距误差的恶化程度。研究结果对工程上 HPA 的选择、功率余量的保留、基带扩频码形的设计等具有重要的参考价值。

## 参考文献:

- [1] Thayaparan S, Ng T S, Wang J Z. Half-sine and Triangular Dspreading Chip Waveforms for Coherent Delay-locked Tracking in DS/SS Systems[J]. IEEE Trans. on Communications, 2000, 48(8): 1384- 1391.
- [2] Wu X F, Ling C, Xiang H G. Despreading Chip Waveform Design for Coherent Delay-locked Tracking in DS/SS Systems[C]//IEEE Int. Conf. Comm., 2002, 1:631- 635.
- [3] Landolsi M A. Minimisation of Timing Jitter in CDMA Code Tracking[J]. IEEE Electronics Letters, 2004, 40(10): 1352- 1353.
- [4] Kaplan D E. Understanding GPS Principles and Applications[M]. Norwood: Artech House, 1996.
- [5] Saleh A A M. Frequency-independent and Frequency-dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers[J]. IEEE Trans. on Communications, 1981, 29(11): 1715- 1720.
- [6] Rapp C. Effects of HPA nonlinearity on 4- DPSK- OFDM Signal for Digital Sound Broadcasting Systems[C]//Proc. ECSC, 1991.
- [7] 吕海寰, 等. 卫星通信系统[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [8] Holmes J. Coherent Spread Spectrum[M]. New York: Wiley, 1982.
- [9] Polydros A, Weber C L. Analysis and Optimization of Correlative Code-tracking Loops in Spread-spectrum Systems[J]. IEEE Trans. on Communications, 1985, 33(1): 1384- 1391.
- [10] Peterson R L, Ziemer R E, Borth D E. Introduction to Spread Spectrum Communications[M]. Upper Saddle River, NJ: Prentice-hall, 1995.
- [11] Simon M K, Omura J K, Scholtz R A, et al. Spread Spectrum Communications Handbook[M]. New York: McGraw-hill, 1994.
- [12] Landolsi M A, Stark W E. DS-CDMA Chip Waveform Design for Minimal Interference under Bandwidth, Phase, and Envelope Constraints[J]. IEEE Trans. on Communications, 1999, 47(11): 1737- 1746.
- [13] Anderson J B, Aulin T, Sundberg C E, Digital Phase Modulation[M]. New York: Plenum, 1986.
- [14] Pasupathy S. Minimum Shift Keying: A Spectrally Efficient Modulation[J]. IEEE Commun. Mag., 1979, 17(7): 14- 22.