

# 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

黄旭方<sup>1,2</sup>, 胡修林<sup>1</sup>, 唐祖平<sup>1</sup>

(1. 华中科技大学电子与信息工程系, 湖北武汉 430074; 2. 广西大学计算机与电子信息学院, 广西南宁 530004)

**摘 要:** 由于星上高功率放大器的非线性效应, 使带宽受限的导航信号失真加剧, 这将影响导航信号的功率谱和伪码跟踪精度. 针对这个问题, 本文首先建立分析导航信号非线性失真的一般模型, 提出利用带外功率损耗、相关损耗和鉴别器曲线过零点的偏移量来评估导航系统性能受到的影响, 最后以矩形/升余弦脉冲赋形 + BPSK 和矩形 + BOC 调制的导航信号为例, 分析带宽限制和非线性效应带来的联合影响.

**关键词:** 非线性放大器; 谱再生; 伪码跟踪误差

**中图分类号:** TN967 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 03-0640-06

## Impact of Satellite's High Power Amplifiers on Spectrum of Navigation Signals and PRN Tracking Accuracy

HUANG Xu-fang<sup>1,2</sup>, HU Xiu-lin<sup>1</sup>, TANG Zu-ping<sup>1</sup>

(1. Department of Electronic and Information, University of Hua Zhong Science and Technology, Wuhan, Hubei 430074, China;

2. Department of Computer and Electronic Information Engineering, University of Guangxi, Nanning, Guangxi 530004, China)

**Abstract:** As the high-power amplifier nonlinear effect, the limited bandwidth of the navigation signal distortion increase, which would affect navigation signals in the power spectrum, and pseudocode tracking accuracy. To address this issue, this paper established the generic model for analyzing navigation signals non-linear distortion, used out-of-band power loss, the correlation loss and the offset of zero-crossing of S-Curve to assess the impact on navigation system performance, and analyzed how the bandwidth restrictions and nonlinear effects impacted on Rectangular pulse shaped, SRC (Square Root cosine) pulse shaped, BPSK modulation and BOC modulation.

**Key words:** non-linear amplifier; spectrum regrowth; PRN tracking accuracy

## 1 引言

高功率放大器(HPA)的 RF 功率效率在饱和点附近最高, 因此, 星上的 HPA 通常工作在饱和点或其附近, 以使得 DC 功率消耗最小, 节省卫星平台的功率供给. 但是, 工作在饱和点附近将由于 AM-AM 和 AM-PM 的变换效应而导致显著的输出信号非线性失真. 这些非线性失真将导致导航信号互相关函数的形状失真、互相关峰值恶化、带外谱再生, 以及 HPA 的功率效率降低. 由于导航系统是功率受限系统, HPA 的功率效率是有效载荷的一个很重要的指标, 而带外谱再生带来的功率泄漏将降低 HPA 的功率效率, 本文利用功率损耗来衡量这一影响. 另外, 导航系统的跟踪精度取决于接收端信号互相关函数的形状, 为了衡量非线性失真对跟踪精度的影响, 本文提出利用相关损耗和鉴别器曲线过零点的偏移量作为评价指标.

目前, 国内外对 HPA 引入的非线性失真对导航系统性能的影响的研究较少. 文献[1]主要分析 Galileo 的几个候选 BOC 调制信号特性, 其中 BOC 调制的非线性特性主要是采用固态功率放大器(SSPA)来仿真, 分析了输入功率回退(IBO)为 0dB 时, BOC 调制方式的相关损耗. 文献[2]主要分析 Galileo 的几个候选 BOC 调制信号的跟踪精度受到线性和非线性失真的影响, 分析了由于滤波器带宽的限制而带来的功率损耗和相关损耗.

非线性失真的恶化主要是由于输入信号包络的变化引起的, 而输入信号包络的变化是由于输入带宽限制、脉冲赋形和调制方式引起的. 为了分析由带宽限制和 HPA 失真给导航系统带来的影响, 本文首先建立分析导航信号非线性失真的一般模型, 然后通过仿真, 分别讨论窄前端带宽和宽前端带宽情况下, 矩形/升余弦赋形 + BPSK, 以及矩形赋形 + BOC<sup>[3]</sup> 调制信号受到非线性失真的影响, 影响程度利用以上提出的三个指标来反映.

## 2 导航信号的非线性失真分析模型

导航信号的非线性失真分析模型如图 1 所示. 输入带限信号  $x_1(t) = s(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)]$ , 使用单载波调制,  $s(t)$  是已调包络,  $\omega_c$  是载波频率,  $\phi(t)$  是瞬间相位,  $x_1(t)$  输入到 HPA 产生一个放大的并失真的输出信号  $x_2(t) = A[s(t)] \cos[\omega_c t + \phi(t) + \phi[s(t)]]$ ,  $A[s(t)]$  和  $\phi[s(t)]$  是根据所用的行波管放大器 (TWTA) 或固态功

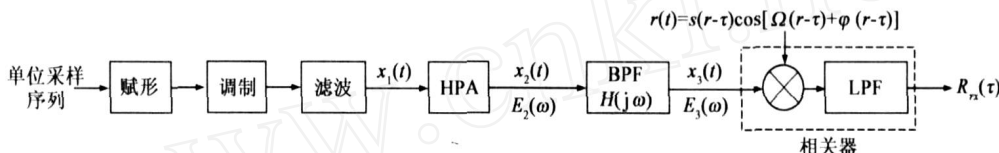


图1 导航信号非线性失真分析模型

为了简化上述方案, 引入下面的假设 (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) 产生长为 1023 的 m 序列作为扩频码, 对该序列进行赋形和调制, 通过分析其经过 HPA 后的功率谱密度, 来说明和量化非线性效应对导航信号功率谱密度的影响.

率放大器 (SSPA) 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. HPA 输出信号  $x_2(t)$  的傅立叶变换为  $E_2(\omega)$ , 其通过一个传递函数为  $H(j\omega)$  的实对称带通滤波器后输出  $x_3(t)$ . 图中的  $r(t)$  是  $x_1(t)$  的一个时移信号, 将  $x_3(t)$  与  $r(t)$  进行相关运算. 相关器输出的互相关函数  $R_{rx_3}(\tau)$  将用于确定由带宽限制和 HPA 失真所引起的联合相关损耗.

(2) HPA 模型假设是宽带的无记忆设备, 频率相关性可以忽略.

(3) 在等效基带频率域中进行分析.

(4) 为了不引入滤波器的附加影响, 模型中的滤波器都用理想的线性相位滤波器, 它们的带宽相等.

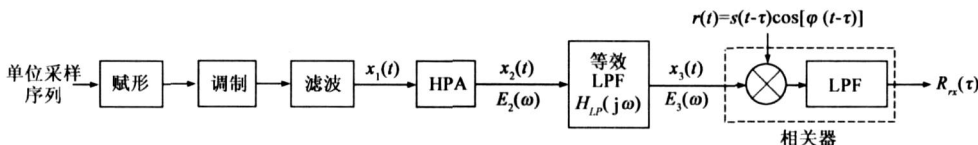


图2 导航信号非线性失真分析的等效基带模型

根据这些假设, 得到一个等效的基带模型, 如图 2 所示. 图中,  $x_1(t) = s(t) \cos(\omega_c t)$ ,  $x_2(t) = A[s(t)] \cos[\omega_c t + \phi[s(t)]]$ . HPA 的非线性模型采用文献[4]的幅度-相位模型,  $A[s(t)]$  和  $\phi[s(t)]$  的表示式为:

$$A[s(t)] = \frac{a s(t)}{(1 + a s^2(t))} \quad (1)$$

$$\phi[s(t)] = \frac{\phi s^2(t)}{(1 + \phi s^2(t))}$$

其中,  $s(t)$  是已调包络, 参数  $a$  和  $\phi$  由  $m$  组输入/输出电压测量值确定,  $\phi$  和  $\phi$  由  $m$  组输入电压/输出相位测量值来确定. 把上两式用如下的一般表示式来表示,

$$Z[s(t)] = \frac{s^n(t)}{(1 + s^2(t))} \quad (n = 1 \text{ 或 } 2) \quad (2)$$

假设已知  $m$  组输入/输出测量值 ( $s_i, z_i$ ), 利用功率测量仪测量输入/输出电压值, 相位测量仪测量输出信号的相位值. 利用最小均方误差准则, 解下面的方程组

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial} \sum_{i=1}^m [Z(s_i) - z_i]^2 = 0 \\ \frac{\partial}{\partial} \sum_{i=1}^m [Z(s_i) - z_i]^2 = 0 \end{cases} \quad (i = 1, 2, \dots, m) \quad (3)$$

令  $w_i = s_i^n / z_i$ , 可得  $a$ 、 $\phi$  值为

$$a = \frac{(S_i^2)^2 - m S_i^4}{(S_i^2)(w_i S_i^2) - (S_i^4)(w_i)} \quad (4)$$

$$\phi = \frac{(S_i^2)(w_i) - m w_i S_i^2}{(S_i^2)(w_i S_i^2) - (S_i^4)(w_i)} \quad (5)$$

## 3 评估参数

(1) 带外功率损耗

图 2 中, HPA 前面的滤波器滤除了输入信号的带外频谱得到  $x_1(t)$ ,  $x_1(t)$  经过 HPA 后输出  $x_2(t)$ , 由于 HPA 的非线性效应,  $x_2(t)$  的频谱出现扩散现象, 在带外产生新的频率分量, 这就是带外谱再生.  $x_2(t)$  在送往发射天线之前由 HPA 后面的滤波器滤除带外频谱, 为了衡量由于带外频谱滤除带来的功率损失, 定义带外功率损耗  $C_{LPWR}$  [dB] 为:

$$C_{LPWR}[\text{dB}] = 10 \log_{10} \left[ \frac{R_{x_2 x_2}(0)}{R_{x_3 x_3}(0)} \right] \quad (6)$$

式中,  $R_{x_3 x_3}(0)$  和  $R_{x_2 x_2}(0)$  分别表示 HPA 的输出信号功率和后面的滤波器输出信号功率, 通过求信号功率谱的反傅立叶变换得到.

(2) 相关损耗

失真信号  $x_3(t)$  和非失真信号  $r(t)$  的归一化互相

关函数为：

$$CCF(\tau) = \frac{R_{x_r}(\tau)}{\sqrt{R_{x_{x_3}}(0) R_r(0)}} \quad (7)$$

相关损耗定义为：

$$C_L[\text{dB}] = 20 \log_{10} \left[ \frac{1}{\sqrt{P_r}} \max |CCF(0)| \right] \quad (8)$$

式中,  $P_r$  是非失真信号  $r(t)$  的功率, 当输入信号幅度为单位幅度时, 在单位阻抗上  $P_r = 1$ . 从式(8) 看出, 相关损耗反映了相关函数峰值的衰减程度.

### (3) 鉴别器曲线过零点的偏移量

由于非线性失真导致信号相关函数形状失真, 这可能导致接收机鉴别器曲线的过零点偏离理想鉴别器曲线的过零点, 从而带来跟踪误差. 因此, 可利用鉴别器曲线过零点的偏移量来估计非线性失真带来的跟踪误差. 对于非相干 DLL, 理想信号  $x$  (滤波前的信号) 和实际信号 (经带限和非线性处理后) 的超前减滞后归一化鉴别器曲线为:

$$SC_0(\tau) = |R_x(x, \tau + \tau/2)|^2 - |R_x(x, \tau - \tau/2)|^2 \quad (9)$$

$$SC_1(x_3, x_1, \tau) = |R_{x_3, x_1}(x_3, x_1, \tau + \tau/2)|^2 - |R_{x_3, x_1}(x_3, x_1, \tau - \tau/2)|^2 \quad (10)$$

是相关器间隔. 设  $SC_0$  的过零点为  $\tau_0$ ,  $SC_1$  的过零点为  $\tau_1$ , 过零点的偏移量为:

$$[\text{Chip}] = |\tau_1 - \tau_0| \quad (11)$$

为了更直观描述跟踪误差, 对上式进行转换,

$$[\text{m}] = \tau_1 - \tau_0 \cdot C \quad (12)$$

$T_c$  是码片持续时间,  $C$  是光速.

## 4 仿真分析

图 2 中, 取扩频码速率为  $R_c = 1.023\text{MChip/s}$ , 滤波前信号序列的幅度为  $\pm 1$ , 经过滤波后得到  $x_1(t)$ ,  $x_1(t)$  在送入 HPA 之前进行预处理, 由工作点的输出功率回退值 ( $OBO[\text{dB}]$ ) 和输出饱和功率 ( $P_{\text{sat}}$ ) 计算输出电压值  $U = \sqrt{2 \cdot 10^{(OBO/10)} \cdot P_{\text{sat}}}$ , 将  $U$  代替式(1) 的  $A[s(t)]$ , 求出  $s(t)$ . 对  $x_1(t)$  进行预处理, 得到  $x_{10}(t) = x_1(t) \cdot s(t)$ . 然后把  $x_{10}(t)$  代入式(1), 求出  $x_2(t)$ ,  $x_2(t)$  的傅利叶变换为  $E_2(\omega)$ ,  $x_3(t) = F^{-1}\{H(j\omega) E_2(\omega)\}$ . HPA 的输出功率回退值决定了信号被非线性放大的程度, 滤波器带宽限制导致信号包络波动, 不同调制方式和赋形方式受它们影响的程度不同. 为了联合分析这些因素对伪码跟踪精度的影响, 以下仿真在不同输入功率电平下, 分窄前端带宽 ( $BW_n$ ) 和宽前端带宽 ( $BW_w$ ) 两种情况分析. 窄前端带宽是指只取信号频谱的主瓣; 宽前端带宽是窄前端带宽的十倍.

### 4.1 HPA 的非线性模型

以 TWTA 为非线性分析的设备, 下面是一组测量数据: 输入功率 ( $\text{dBm}$ ) = [ -0.62, 5.23, 8.12, 9.97, 12.50, 14.18, 16.78 ]; 输出功率 ( $\text{dBm}$ ) = [ 41.85, 46.85, 48.85, 49.85, 50.85, 51.35, 51.85 ]; 输出相位 ( $\text{rad}$ ) = [ 0.0187, 0.0685, 0.1255, 0.1806, 0.2846, 0.3714, 0.5236 ]; 输入饱和功率 16.78dBm, 输出饱和功率 51.85dBm. 当为单位阻抗时, 由电压与功率的关系式  $P = U^2/2$ , 将输入/输出功率转换为输入/输出电压值, 利用公式(4) 和式(5) 计算出幅度-相位模型的四个参数为:  $a = 128.3238$ ,  $a = 13.8302$ ,  $\phi = 10.9873$ ,  $\phi = 10.4884$ .

### 4.2 单载波——矩形/升余弦脉冲赋形 + BPSK

对于矩形赋形,  $BW_n = 2.046\text{MHz}$ ,  $BW_w = 20.46\text{MHz}$ ; 对于 SRC 赋形,  $BW_n = R_c(1 + \alpha) = 1.2276\text{MHz}$ ,  $BW_w = 12.276\text{MHz}$ , 滚降系数  $\alpha = 0.2$ . 对于矩形赋形, 带宽限制对信号包络波动的影响很大, 当只取主瓣时, 信号严重失真; 当增大带宽时, 这种现象得到显著改善. 这是因为理想矩形脉冲的频谱在频域上是无限延伸的, 滤波器带宽越大, 滤除的频率分量越少, 波形失真越小. 而对于 SRC 赋形, 只要带宽满足  $BW > R_c \cdot (1 + \alpha)$ , 则带宽限制对信号包络影响很小, 这是因为 SRC 的频谱在这个范围之外是锐截止的.

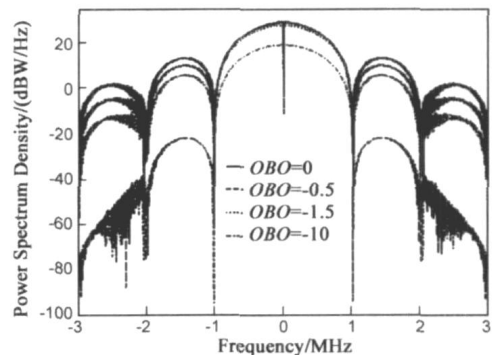


图3  $BW_n = 2.046\text{MHz}$ , TWTA 输出功率谱(矩形)

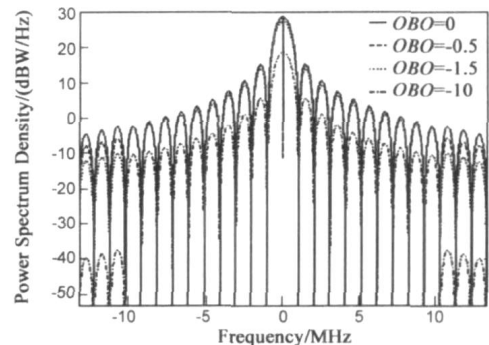


图4  $BW_w = 20.46\text{MHz}$ , TWTA 输出功率谱(矩形)

下面从频域上来看带宽限制和非线性效应的影响. 图 3 和图 4 是矩形赋形的 TWTA 输出功率谱. 图 5 和图 6 是 SRC 赋形的 TWTA 输出功率谱. 从输出功率谱看出, 受非线性效应的影响, 带外生出新的频率分量,

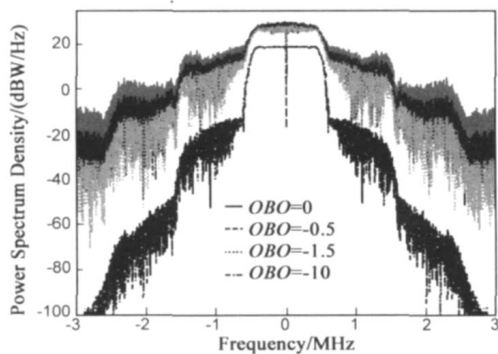


图5  $BW_n = 1.2276\text{MHz}$ , TWTA输出功率谱(SRC)

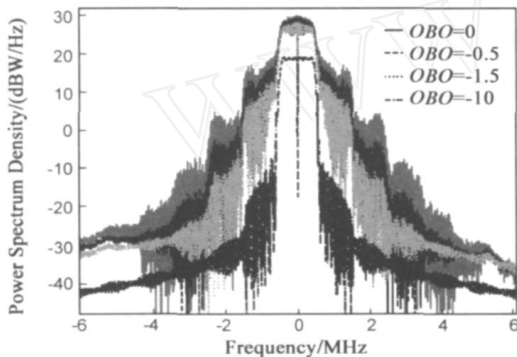


图6  $BW_w = 12.276\text{MHz}$ , TWTA输出功率谱(SRC)

而且增益越高或滤波器带宽越窄,谱再生现象越严重.看图 5 的输出功率谱, SRC 赋形信号功率谱的主瓣被拓宽,相当大一部分功率被移出带外,带内和带外功率谱都严重失真,这给 HPA 输出滤波器所需要的隔离度带来了不利影响. SRC 赋形信号的谱再生现象比矩形严重,这是因为 SRC 赋形信号的包络波动更大.

由于 HPA 后面的滤波器将带外的频率分量滤除掉,信号将损失一部分能量,加剧输出信号失真程度.图 7 和图 8 分别是窄前端带宽和宽前端带宽的带外功率损耗和相关损耗,主要特性总结如下:

- (1) 只有在高增益时,即  $OBO$  在  $-2\text{dB}$  到  $0\text{dB}$  的范围内,带外功率损耗才比较显著.但只要前端带宽足够宽,带外功率损耗可忽略.
- (2) 矩形赋形信号的相关损耗可以忽略.
- (3) SRC 赋形信号的相关损耗相当大,而且增加前端带宽反而增加相关损耗.

带外功率损耗、相关函数峰值和形状的失真对跟踪精度到底造成多大的影响,看图 9,相关器间隔取  $1/10\text{Chip}$ ,对 SRC 赋形信号造成不到毫米级的跟踪误差,对矩形信号的影响更小.

### 4.3 单载波——矩形 + BOC 调制

本文以正弦和余弦相位的 BOC(1,1) 调制为例来说明 BOC 调制受带限和非线性的影响.从上小节的仿真结果看出, SRC 赋形受非线性的影响更严重,它在导航系统中不具备优势,因此,在这小节将不再分析它.以

下仿真中  $BW_n = 4.092\text{MHz}$ ,为了与 BPSK 相比较,  $BW_w$  也取  $20.46\text{MHz}$ .

下面从频域上来观察带限和非线性的影响.图 10 至图 13 是 BOC 调制方式的 TWTA 输出功率谱,主要特性总结如下:

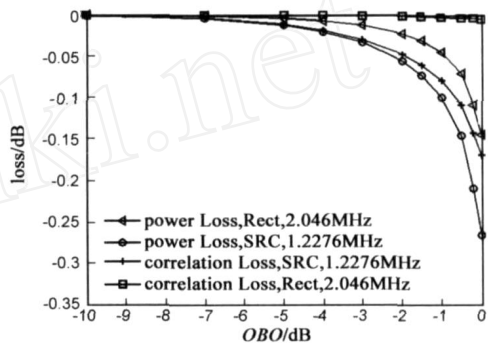


图7 窄前端带宽时的带外功率损耗和相关损耗

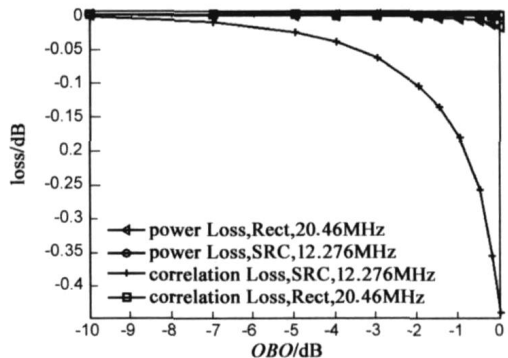


图8 宽前端带宽时的带外功率损耗和相关损耗

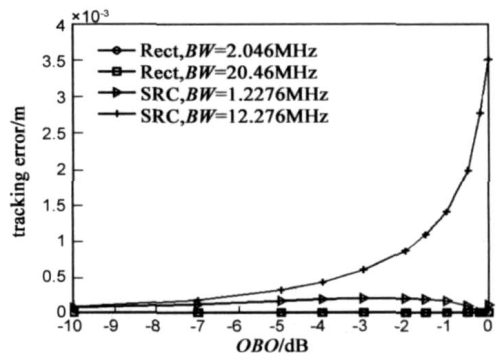


图9 矩形和SRC赋形信号的跟踪误差

(1) 与 BPSK 调制一样, BOC 调制信号受非线性效应的影响也出现带外谱再生,随着带宽增加,谱再生的现象得到显著缓解.

(2) 相比于 BPSK 调制, BOC 调制信号受非线性影响更显著,在高增益处,若是窄前端带宽,后者带外谱再生的第一个旁瓣相对于主瓣衰减大约  $10\text{dB}$ ,而前者衰减大约  $20\text{dB}$ ;若是宽前端带宽,后者是  $20\text{dB}$ ,前者是  $30\text{dB}$ .

(3) 相比于正弦相位调制,余弦相位调制受非线性影响更显著,后者的带外谱再生和带内功率谱失真更

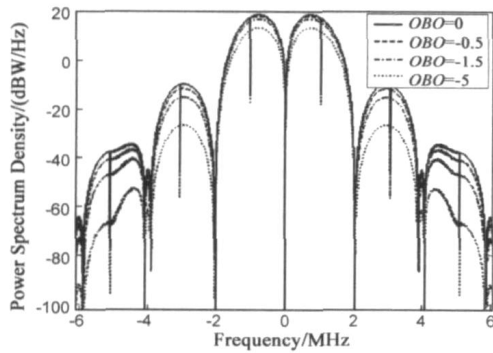


图10  $BW_n=4.092\text{MHz}$ ,TWTA输出功率谱( $\text{BOC}_s(1,1)$ )

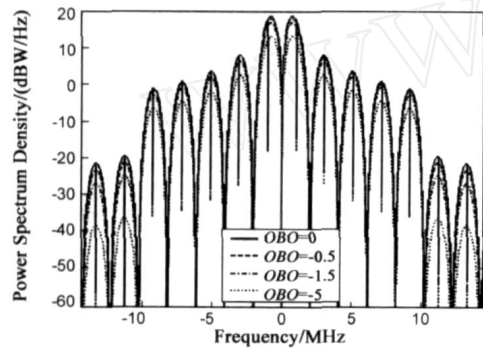


图11  $BW_w=20.46\text{MHz}$ ,TWTA输出功率谱( $\text{BOC}_s(1,1)$ )

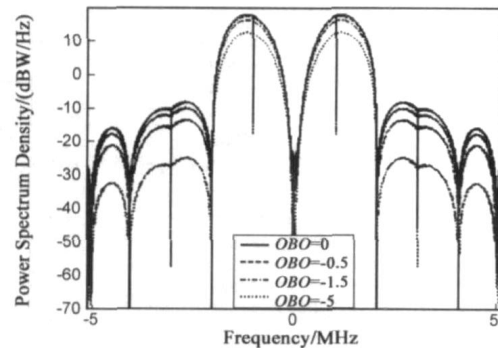


图12  $BW_n=4.092\text{MHz}$ ,TWTA输出功率谱( $\text{BOC}_c(1,1)$ )

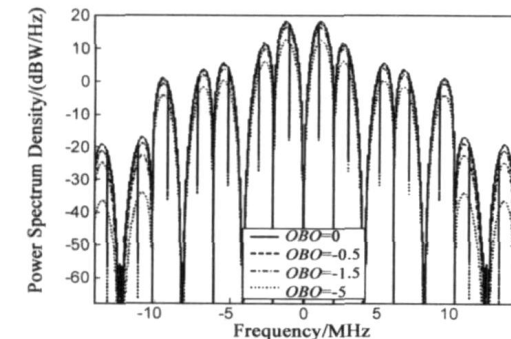


图13  $BW_w=20.46\text{MHz}$ ,TWTA输出功率谱( $\text{BOC}_c(1,1)$ )

严重,其在中心频率附近产生新的频率分量.

图14和图15分别是窄前端带宽和宽前端带宽时, $\text{BOC}_s(1,1)$ 和 $\text{BOC}_c(1,1)$ 信号的带外功率损耗和相关损耗,主要特性总结如下:

(1)余弦相位的BOC调制的带外功率损耗和相关

损耗都比正弦相位的要大;

(2)BOC调制信号的带外功率损耗和相关损耗可忽略不计.

图16是窄前端带宽和宽前端带宽时 $\text{BOC}_s(1,1)$ 和 $\text{BOC}_c(1,1)$ 信号的跟踪误差,误差很小,可忽略不计.

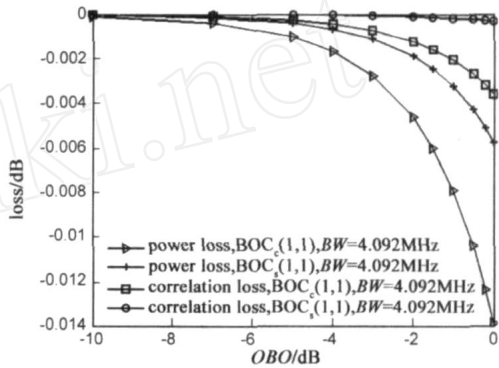


图14  $BW_w=4.092\text{MHz}$ ,带外功率损耗和相关损耗

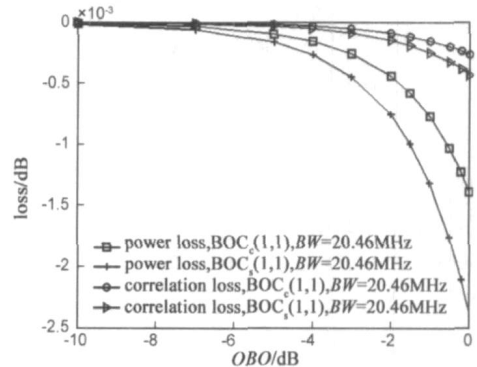


图15  $BW_w=20.46\text{MHz}$ ,带外功率损耗和相关损耗

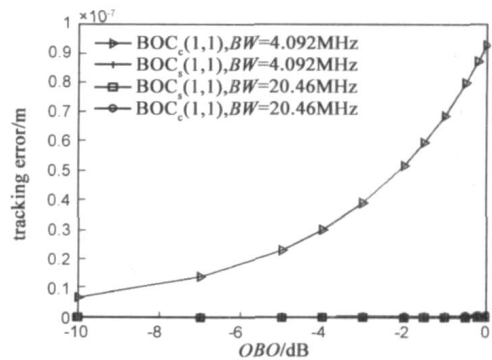


图16  $\text{BOC}_c(1,1)$ 和 $\text{BOC}_s(1,1)$ 跟踪误差

#### 4.4 仿真结果总结

(1)窄/宽前端带宽下,矩形+BPSK调制的带外功率损耗分别小于0.145dB和0.02dB,相关损耗分别小于0.0056dB和0.0012dB.

(2)窄/宽前端带宽下,矩形+BOCs调制的带外功率损耗分别小于0.006dB和0.001dB,相关损耗很小;矩形+BOCc调制的带外功率损耗分别小于0.02dB和0.003dB,相关损耗在窄前端带宽时小于0.004dB,宽前端带宽时,相关损耗更小.

(3) 窄/宽前端带宽下, SRC( $\alpha = 0.2$ ) + BPSK 调制的相关损耗分别小于 0.17dB 和 0.438dB, 带外功率损耗在窄前端带宽时, 小于 0.266dB, 宽输入带宽时可忽略不计。

(4) BPSK 和 BOC 调制的跟踪误差受非线性的影响可以忽略。

## 5 结论

从以上仿真结果可以得出以下结论:

(1) 非线性失真对单载波导航信号跟踪性能的影响可以忽略。

(2) SRC 赋形方式在导航系统中没有优势。

(3) 带外功率损耗是导航系统很关注的问题, 因此, 如何设计恒包络调制方式和充分利用限定的带宽是目前研究的热点<sup>[5,6]</sup>。

(4) 矩形赋形时, BOC 调制的带外功率损耗和相关损耗很小, 而且 BOC 调制信号的跟踪精度比 BPSK 要高(前者的相关函数主瓣比后者窄), 使得 BOC 调制备受青睐, 这也是目前 GPS 和 Galileo 系统设计新导航信号体制<sup>[5~7]</sup>时首选 BOC 调制的主要原因之一。

## 参考文献:

- [1] Ries L, Lestarquit L, Legrand F, et al. A software simulation tool for GNSS2 BOC signals analysis[A]. ION GPS 2002[C]. Portland:ION, 2002. 2225 - 2239.
- [2] Soellner M, Kohl R, Luetke W, et al. The impact of linear and

non-linear signal distortions on Galileo code tracking accuracy [A]. ION GPS 2002[C]. Portland:ION, 2002. 1270 - 1285.

- [3] Pratt A R, Owen J I R. BOC modulation waveforms [A]. ION GPS/ GNSS[C]. Portland:ION, 2003. 1044 - 1057.
- [4] Saleh A A M. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers [J]. IEEE Trans on Communications, 1981, 29(11): 1715 - 1720.
- [5] Hein G W, Avila-Rodriguez JA, Ries L, et al. A candidate for the Galileo L1 OS optimized signal [A]. ION GNSS 18th International Technical Meeting of the Satellite Division[C]. USA: ION, 2005. 833 - 845.
- [6] Hein G W, Avila-Rodriguez JA, Betz J W, et al. MBOC: The new optimized spreading modulation recommended for Galileo L1 OS and GPS L1C [A]. 2006 IEEE/ION Position, Location, and Navigation Symposium[C]. USA:IEEE, 2006. 883 - 892.
- [7] Betz J W, Cahn C R, Dafesh P A, et al. L1C signal design options [A]. ION NTM 2006[C]. USA:ION, 2006. 685 - 697.

## 作者简介:

黄旭方 女, 1977 出生, 华中科技大学电子与信息系博士研究生, 广西大学讲师, 主要研究方向为通信理论、卫星导航定位。  
Email: hxf. andalan@163.com

胡修林 男, 1945 出生, 华中科技大学电子与信息系教授, 博士生导师, 主要研究领域包括通信理论、现代通信系统与通信网、卫星导航定位。

唐祖平 男, 1981 出生, 华中科技大学电子与信息系博士研究生, 主要研究方向为通信理论、卫星导航定位。