

共址调频和调幅系统干扰机理及干扰抑制需求分析*

赵奎,王青,孟进,唐健,张磊

(海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室,湖北武汉 430033)

摘要:以调幅和调频电台为研究对象,对共平台接收电台前端低噪声放大器的非线性进行精确建模,分别对调幅电台和调频电台的干扰抑制需求进行解析,并通过数值仿真对解析模型进行验证。结果表明:所提解析模型较现有模型更为准确;当有用信号功率、噪声功率和干扰功率相同时,调幅通信系统的干扰抑制需求高于调频通信系统。

关键词:自适应干扰抵消;调幅;调频;干扰机理;干扰抑制需求

中图分类号:TN95 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2020)01-139-06

Analysis of interference mechanism and suppression requirement for co-site FM and AM systems

ZHAO Kui, WANG Qing, MENG Jin, TANG Jian, ZHANG Lei

(National Key Laboratory of Science and Technology on Vessel Integrated Power System, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: Using amplitude modulation and frequency modulation transceivers as an object of study, a precise modeling of the nonlinearity of front-end low noise amplifier of the co-site receiving station was presented, the interference suppression requirements for the amplitude modulation and frequency modulation radios were analyzed, and the analytical model was verified by numerical simulation. The results show that the proposed analytical model is more accurate than the existing ones. In addition, when the interference power, the useful signal power and the noise power are the same, the requirement of interference suppression of the amplitude modulation communication system is higher than that of the frequency modulation communication system.

Keywords: adaptive interference cancellation; amplitude modulation; frequency modulation; interference mechanism; interference suppression requirement

自适应干扰抵消技术是解决辐射干扰问题的一种有效方法^[1-5]。针对不同的通信系统和干扰信号强度,自适应抵消技术所需要实现的干扰抑制性能也具有不同的需求。一般抵消性能可以用抵消比(Interference Cancellation Ratio, ICR)来表示,即干扰信号对抵消前和抵消后功率的比值。由于共平台干扰可能会造成接收机低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA)工作在非线性区域,系统输出并非理想输出,因此需要对干扰作用机理进行分析研究,并针对特定干扰提出相应的干扰抑制需求。

现有报道均以单频信号为出发点进行相应干扰机理研究,且是单独进行调频(Frequency Modulation, FM)系统和调幅(Amplitude Modulation, AM)系统的干扰机理分析。海军工程大学的肖欢对短波、超短波调幅干扰机理的数

学模型进行了研究,提出了干扰抑制需求与干扰信号强度的关系^[6],但在解析推导过程中作了一定假设,得到了简化后的解析解,虽然给出了干扰抑制需求与干扰信号强度的关系曲线,但仅满足大致趋势,误差较大。本文针对宽带干扰机理进行研究,并将调频通信系统和调幅通信系统干扰机理进行了统一。

1 干扰模型及抑制需求

图1所示为AM或FM电台的共平台干扰模型。在舰艇等通信平台中,由于空间有限,不同通信设备的收发天线距离较近,造成收发天线空间隔离度较低。由于共址发射机功率过大,当不同通信设备同时收发时,发射机的信号会通过空间耦合进入接收机。

实际中AM和FM电台的工作带宽较宽,对

* 收稿日期:2018-11-12

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61801502,61801501,71801220)

作者简介:赵奎(1990—),男,四川眉山人,博士研究生,E-mail:zk_nuoe@163.com;

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

应接收机射频前端的预选滤波器带宽也相应较宽。因此,共平台的其他发射机工作时,发射信号可以直接通过预选滤波器到达 LNA。LNA 的线性工作区域有限,当干扰信号较大时会致使 LNA 工作在非线性区,甚至饱和。LNA 的非线性效应会产生同频、谐波、交调等新的频率分量。当 LNA 输出经过接收机下变频和滤波处理后,大部分带外信号能被滤除掉,最终对通信信号造成干扰的主要是 LNA 的非线性效应产生的同频分量。

本节首先对 LNA 的非线性效应进行建模,并得到接收机检波输出的信干比 (Signal to Interference Ratio, SIR) 与天线输入信干比间的关系模型。以此为基础,对干扰抑制需求进行解析分析。

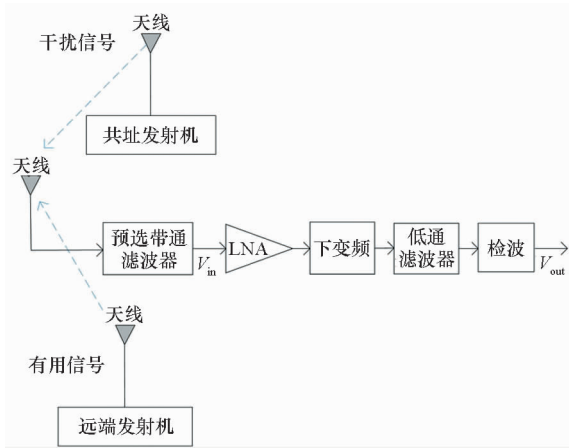


图 1 共平台干扰模型

Fig. 1 Model of collocated interference

1.1 LNA 非线性模型

LNA 非线性可用多项式描述^[7-8]:

$$f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n x^n \quad (1)$$

其中, $f(x)$ 为 LNA 的输出, x 为 LNA 的输入, a_n 为非线性因子。一般地,直流分量和高于三阶的非线性分量的功率相对很低,因此可以忽略^[9]。

假设 LNA 的输入信号为 V_{in} , 则其输出信号为:

$$V_{out} = a_1 V_{in} + a_2 V_{in}^2 + a_3 V_{in}^3 \quad (2)$$

其中, a_1, a_2, a_3 取决于 LNA 的增益特性,与具体型号有关,其与 LNA 参数之间的关系如下:

$$\begin{cases} a_1 = 10^{G/20} \\ a_2 = a_1/10 \\ a_3 = -\frac{4a_1}{3A_{IP3}^2} \end{cases} \quad (3)$$

其中, G 为 LNA 的增益, A_{IP3} 为 LNA 的三阶交调值。

以典型的 LNA 参数为例^[10],假设三阶交调 $IIP3 = -10$ dBm, LNA 典型增益为 35 dB, LNA 非线性系数由式(3)计算得 $a_1 = 56.23, a_2 = 5.623, a_3 = -7497.33$ 。因此可得 LNA 输入输出的电压关系如图 2 所示。

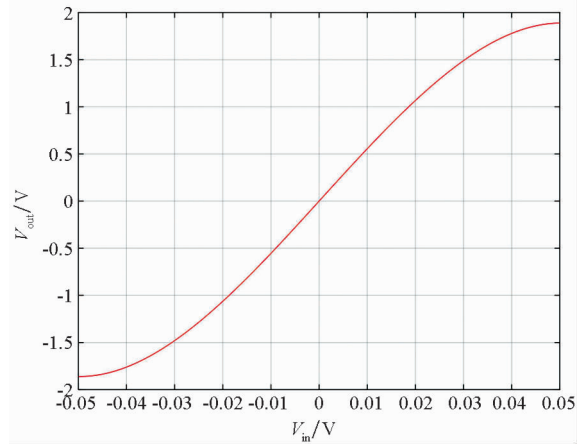


图 2 LNA 输入输出电压关系

Fig. 2 Relationship between the LNAs' input and output voltage

假定有用信号载波频率为 ω_1 , 干扰信号载波频率为 $\omega_2, z_1(t)$ 和 $z_2(t)$ 分别为有用信号和干扰信号的复包络,则 LNA 输入信号 V_{in} 可以表示为:

$$V_{in} = \text{Re} \{ \sqrt{2}z_1(t) e^{j\omega_1 t} + \sqrt{2}z_2(t) e^{j\omega_2 t} \} \quad (4)$$

将 V_{in} 代入式(2)得到 LNA 输出:

$$\begin{aligned} V_{out} = & a_1 \text{Re} \{ \sqrt{2}z_1(t) e^{j\omega_1 t} + \sqrt{2}z_2(t) e^{j\omega_2 t} \} + \\ & a_2 (\text{Re} \{ \sqrt{2}z_1(t) e^{j\omega_1 t} + \sqrt{2}z_2(t) e^{j\omega_2 t} \})^2 + \\ & a_3 (\text{Re} \{ \sqrt{2}z_1(t) e^{j\omega_1 t} + \sqrt{2}z_2(t) e^{j\omega_2 t} \})^3 \end{aligned} \quad (5)$$

对式(5)展开可得到所有 LNA 非线性产生的新频率分量,如表 1 所示。

实际上,可落入接收机同频带内造成干扰的分量主要是同频分量,即表 1 中的第 2 项。因此可以得到接收机检波输出信干噪比 R 为:

$$\begin{aligned} R = & \frac{E(a_1^2 |z_1(t)|^2)}{E\left(\left|\frac{3a_3}{2}z_1(t)|z_1(t)|^2 + 3a_3z_1(t)|z_2(t)|^2 + w(t)\right|^2\right)} \\ = & \frac{a_1^2 m_1^2}{\frac{9a_3^2}{4}m_1^6 + 9a_3^2 m_1^4 m_2^2 + 9a_3^2 m_1^2 m_2^4 + \sigma_w^2} \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $w(t)$ 为噪声, σ_w^2 为噪声的方差。因为 m^k 为随机变量的 k 阶矩,故式(6)中 $z_1(t)$ 和 $z_2(t)$ 的二、四和六阶矩分别为 $m_1^2 = E(|z_1(t)|^2), m_1^4 = E(|z_1(t)|^4), m_1^6 = E(|z_1(t)|^6), m_2^2 = E(|z_2(t)|^2), m_2^4 = E(|z_2(t)|^4)$ 。

表 1 LNA 输出的频率分量

Tab.1 Different frequency components in LNA output

频率	信号分量
0	$a_2 z_1(t) ^2 + a_2 z_2(t) ^2$
ω_1	$a_1 z_1(t) + \frac{3a_3}{2} z_1(t) z_1(t) ^2 + 3a_3 z_1(t) z_2(t) ^2$
ω_2	$a_1 z_2(t) + \frac{3a_3}{2} z_2(t) z_2(t) ^2 + 3a_3 z_1(t) ^2 z_2(t)$
$2\omega_1$	$\frac{\sqrt{2}a_2}{2} (z_1(t))^2$
$2\omega_2$	$\frac{\sqrt{2}a_2}{2} (z_2(t))^2$
$3\omega_1$	$\frac{a_3}{2} (z_1(t))^3$
$3\omega_2$	$\frac{a_3}{2} (z_2(t))^3$
$\omega_1 + \omega_2$	$\sqrt{2}a_2 z_1(t) z_2(t)$
$\omega_1 - \omega_2$	$\sqrt{2}a_2 z_1(t) z_2^*(t)$
$\omega_1 + 2\omega_2$	$\frac{3a_3}{2} z_1(t) (z_2(t))^2$
$\omega_1 - 2\omega_2$	$\frac{3a_3}{2} z_1(t) (z_2^*(t))^2$
$2\omega_1 + \omega_2$	$\frac{3a_3}{2} (z_1(t))^2 z_2(t)$
$2\omega_1 - \omega_2$	$\frac{3a_3}{2} (z_1(t))^2 z_2^*(t)$

1.2 抑制需求分析

采用自适应对消技术的共平台干扰抑制系统如图 3 所示。其中,接收机接收天线收到的有用信号与干扰信号的混合信号和共址发射机的参考信号经过对消装置^[11-12]对消后再进入 LNA,从而保证 LNA 工作在线性区。

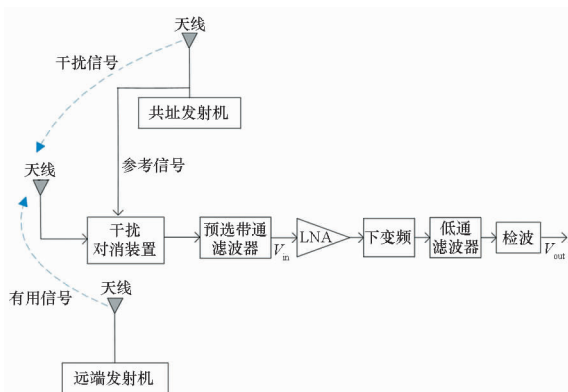


图 3 自适应干扰对消原理

Fig.3 Rational of adaptive interference cancellation

假设对消比为 ρ , 则对消后干扰功率为 $\rho E(|z_2(t)|^2)$, 将其代入式(6)可得到对消后输

出信号的信干噪比为:

$$R = \frac{a_1^2 m_1^2}{\frac{9a_3^2}{4} m_1^6 + 9\rho a_3^2 m_1^4 m_2^2 + 9\rho^2 a_3^2 m_1^2 m_2^4 + \sigma_w^2} \quad (7)$$

假设输出信干噪比为 R 时,可以得到对消比需求 ρ 为:

$$\rho = \frac{-9a_3^2 m_1^4 m_2^2 R + \sqrt{(9a_3^2 m_1^4 m_2^2)^2 - 36a_3^2 m_1^4 m_2^4 R \cdot p_1}}{18a_3^2 m_1^2 m_2^4 R} \quad (8)$$

其中, $p_1 = \frac{9a_3^2}{4} m_1^6 R + \sigma_w^2 R - a_1^2 m_1^2$ 。

可见,对消比需求主要与干扰信号和有用信号的二阶、四阶和六阶矩有关,因此对消比需求与所使用的信号调制形式有关。下一节,分别针对 AM 和 FM 系统对消比需求进行分析。

2 FM 和 AM 电台共平台干扰对消比需求分析

2.1 FM 电台共址干扰对消比需求分析

FM 调制信号可表示为:

$$a(t) = A_c \exp\left[j2\pi k \int_0^t x(t) dt\right] \exp(j\omega t) \quad (9)$$

其中, A_c 为信号幅度, $x(t)$ 为调制信号, k 为频率偏差, ω 为信号载波频率。令 $f(t) = 2\pi k \cdot \int_0^t x(t) dt$, 为调频信号的瞬时频率。

假设有用信号波形为 $z_1(t) \exp(j\omega_1 t)$, 干扰信号波形为 $z_2(t) \exp(j\omega_2 t)$ 。FM 信号具有均匀包络,因此可以得到其二阶、四阶和六阶矩为 $m^2 = A_c^2, m^4 = A_c^4, m^6 = A_c^6$ 。假设有用信号和干扰信号的各阶矩分别为 $m_1^k = A_{c1}^k$ 和 $m_2^k = A_{c2}^k$, 将其代入式(6)可得到接收机检波输出信干噪比为:

$$R = \frac{a_1^2 A_{c1}^2}{\frac{9a_3^2 A_{c1}^6}{4} + 9a_3^2 A_{c1}^4 A_{c2}^2 + 9a_3^2 A_{c1}^2 A_{c2}^4 + \sigma_w^2} \quad (10)$$

将其代入式(7)可得对应的对消比抑制需求为:

$$\rho = \frac{-9a_3^2 A_{c1}^4 A_{c2}^2 R + \sqrt{(9a_3^2 A_{c1}^4 A_{c2}^2)^2 - 36a_3^2 A_{c1}^2 A_{c2}^4 R \cdot p_2}}{18a_3^2 A_{c1}^2 A_{c2}^4 4R} \quad (11)$$

其中, $p_2 = \frac{9a_3^2}{4} A_{c1}^6 R + \sigma_w^2 R - a_1^2 A_{c1}^2$ 。

2.2 AM 电台共址干扰对消比需求分析

AM 调制信号可表示为:

$$a(t) = A_c [1 + \mu x(t)] e^{j\omega t} \quad (12)$$

其中, A_c 为信号幅度, μ 为信号调幅度, $A_c [1 + \mu x(t)]$ 为信号复包络, $x(t)$ 为调制信号且 $x(t)$ 服

从均值为 0、方差为 σ^2 的高斯分布。

假设有用信号波形为 $A_{c1} [1 + \mu_1 x_1(t)] \cdot \exp(j\omega_1 t)$, 干扰信号波形为 $A_{c2} [1 + \mu_2 x_2(t)] \cdot \exp(j\omega_2 t)$, 则调幅信号的二阶、四阶和六阶矩分别为:

$$m^2 = E(|1 + \mu x(t)|^2) = 1 + \mu^2 \sigma^2$$

$$m^4 = E(|1 + \mu x(t)|^4) = 1 + 6\mu^2 \sigma^2 + 3\mu^4 \sigma^4$$

$$m^6 = E(|1 + \mu x(t)|^6) = 1 + 15\mu^2 \sigma^2 + 45\mu^4 \sigma^4 + 15\mu^6 \sigma^6$$

假设有用信号和干扰信号的各阶矩分别为 $m_1^2, m_1^4, m_1^6, m_2^2, m_2^4$, 将其代入式(6)可得到接收机检波输出信干燥比为:

$$R = \frac{a_1^2 A_{c1}^2 m_1^2}{\frac{9a_3^2 A_{c1}^5}{4} m_1^6 + 9a_2^2 A_{c1}^4 A_{c2}^2 m_1^4 m_2^2 + 9a_3^2 A_{c1}^4 A_{c2}^4 m_1^2 m_2^2 + \sigma_w^2} \tag{13}$$

将其代入式(7)可得对应的对消比抑制需求为:

$$\rho = \frac{-9a_3^2 A_{c1}^4 A_{c2}^2 m_1^4 m_2^4 R + \sqrt{(9a_3^2 A_{c1}^4 A_{c2}^2 m_1^4 m_2^4)^2 - 36a_3^2 A_{c1}^4 A_{c2}^4 m_1^2 m_2^4 R \cdot p_3}}{18a_3^2 A_{c1}^4 A_{c2}^2 m_1^4 m_2^4 R} \tag{14}$$

其中, $p_3 = \frac{9a_3^2}{4} A_{c1}^6 m_1^6 R + \sigma_w^2 R - a_1^2 A_{c1}^2 m_1^2$.

3 仿真结果

经过前文的理论分析, 现进行解析解和数值仿真对比。数值仿真参数设置^[13]如表 2 所示, 数值仿真参数均为无量纲参数。

表 2 仿真参数
Tab. 2 Simulation parameters

类型	参数	值
共有	a_1	56. 23
	a_2	5. 623
	a_3	-7497. 33
调频	k_1	1
	k_2	1
调幅	μ_1	0. 2
	μ_2	0. 6

3.1 FM 系统仿真结果

通过式(10)和表 2 列出的数值仿真参数进行结果比对, 可以得到输出信干比和输入信干比的关系如图 4 所示。

由图 4 可知, 输出信干比随输入信干比增大

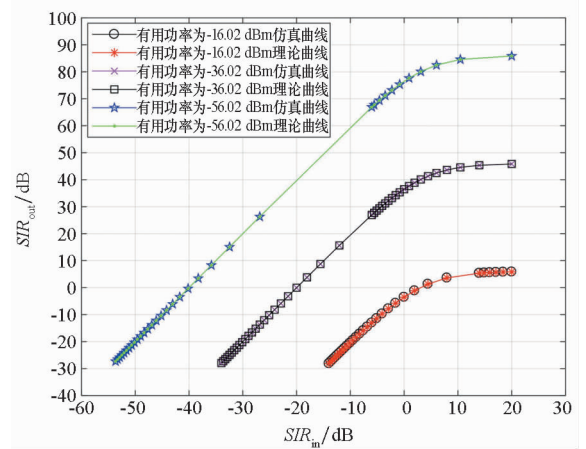


图 4 输入信干比与输出信干比关系
Fig. 4 Relationship between the input and output of the SIR

而增大, 但当信干比增大到一定程度时, 输出信干比不再继续增大, 达到一定饱和; 且输出信干比达到饱和时的大小与有用信号功率大小密切相关, 有用信号功率越大, 达到饱和的输出信干比越小。

同时, 对通带内的输出信干比与有用信号和干扰信号的三维图示进行解析仿真和数值仿真验证, 如图 5 和图 6 所示。

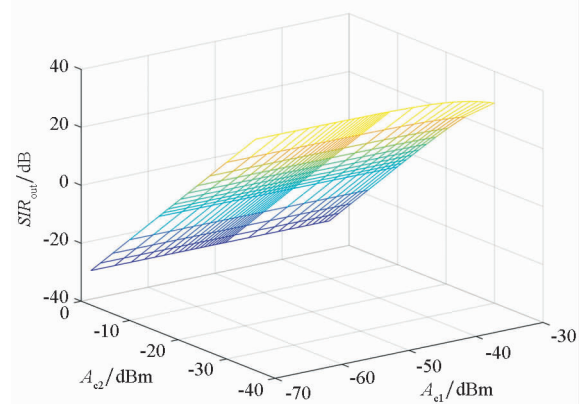


图 5 解析推导输出信干比三维图
Fig. 5 Three-dimension diagram of the output of the SIR with formulas

通过解析推导和数值仿真分析均可得出, 在大干扰调频通信系统中, 系统输出的有效信干比随输入干扰信号增大而减小, 随有用信号增大而增大。当有用信号强度不变, 且为了获得一定有效输出时, 通过对消系统将干扰对消消除或降低到一定强度, 即可获得一定的有效输出, 实现正常通信。

通过式(11)可得, 干扰抑制需求即对消比 ICR 随干扰强度 J_{in} 的变化如图 7 所示。

从图 7 可知, 在有用信号强度为 -56. 02 dBm、

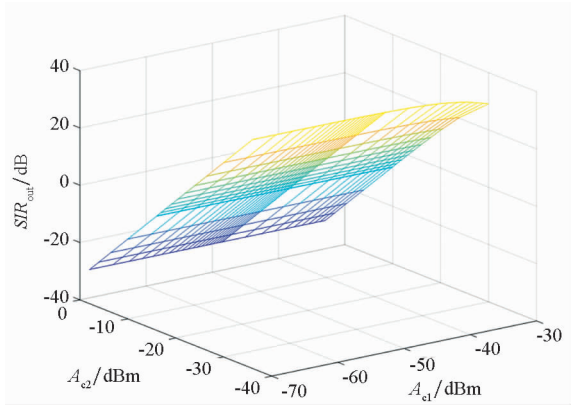


图6 数值仿真输出信干比三维图

Fig.6 Three-dimension diagram of the output of the SIR with simulation

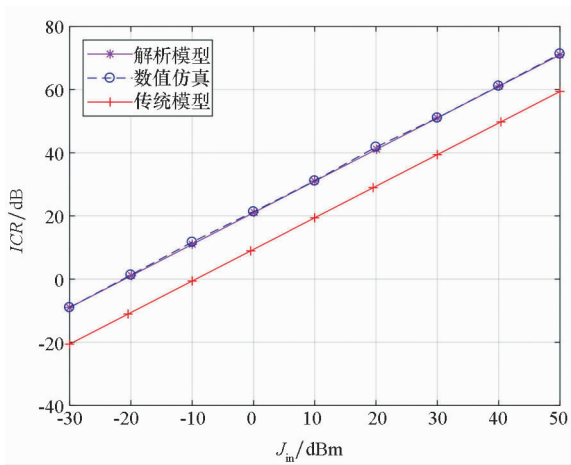


图7 调频 ICR 与干扰信号强度关系

Fig.7 Relationship between the FM ICR and interference intensity

噪声功率为 -105 dBm 条件下,系统对消比随干扰信号强度增大而增大,当干扰信号功率为 10 dBm 时,系统需要的对消比为 31.12 dB,且仿真曲线和公式推导的数值基本一致。而文献[6]的干扰抑制曲线(传统模型)与之相比,相同干扰信号强度 (10 dBm)下,所需的对消比仅为 19.42 dB。对于调频通信系统来说,本文所提的干扰抑制需求更准确,文献[6]低估了干扰抑制需求。

3.2 AM 系统仿真结果

通过式(13)和表2列出的数值仿真参数进行结果比对,可以得到输出信干比和输入信干比的关系如图8所示。

由图8可知,在调幅通信系统中,输出信干比随输入信干比增大而增大,但当信干比增大到一定程度时,输出信干比不再继续增大,达到一定饱和;且输出信干比达到饱和时的大小与有用信号功率大小密切相关,有用信号功率越大,达到饱和的输出信干比越大。

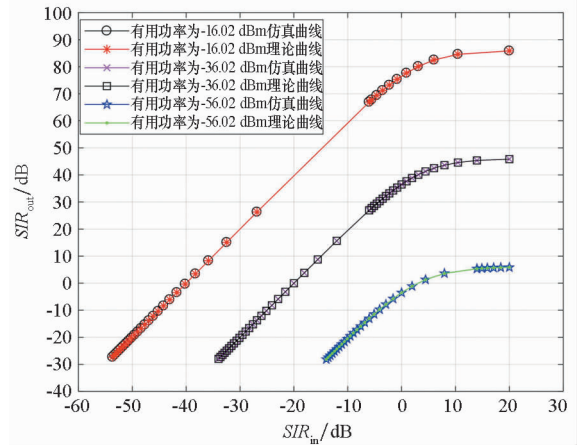


图8 输入信干比与输出信干比关系

Fig.8 Relationship between the input and output of the SIR

同时,对通带内的输出信干比与有用信号和干扰信号的三维图示进行解析仿真和数值仿真验证,如图9和图10所示。

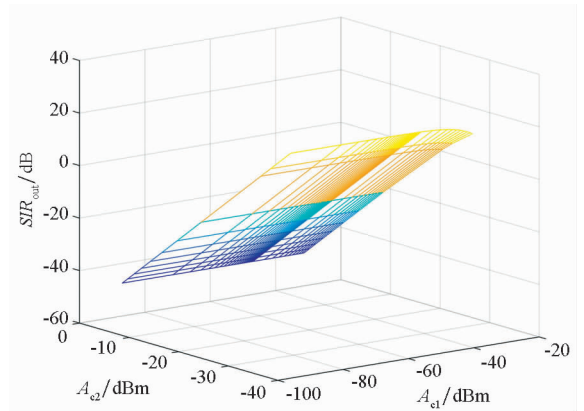


图9 解析推导输出信干比三维图

Fig.9 Three-dimension diagram of the output of the SIR with formulas

通过解析推导和数值仿真分析均可得出,在大干扰调幅通信系统中,系统输出的有效信干比随输入干扰信号增大而减小,随有用信号增大而增大。当有用信号强度不变,且为了获得一定有效输出时,通过对消系统将干扰对消消除或降低到一定强度,即可获得有效输出,实现正常通信。

通过式(14)可得,干扰抑制需求即对消比 ICR 随干扰强度 J_m 的变化如图11所示。

由图11可知,在有用信号强度为 -56.02 dBm、噪声功率为 -105 dBm 条件下,系统对消比随干扰信号强度增大而增大,当干扰信号功率为 10 dBm 时,系统需要的对消比为 33.52 dB,且仿真曲线和公式推导的数值也基本一致。而文献[6]的干扰抑制曲线(传统模型)与之相比,相同干扰信号强度 (10 dBm)下,所需对消比仅为

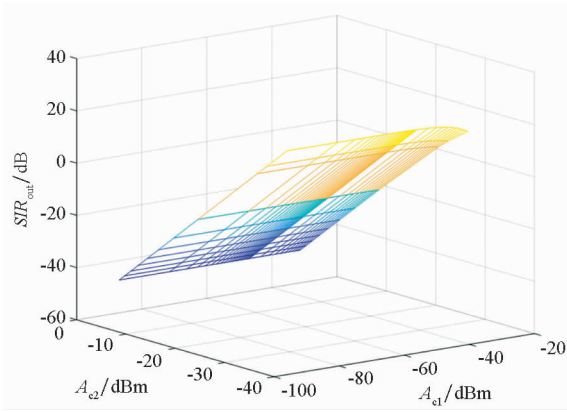


图 10 数值仿真输出信干比三维图

Fig. 10 Three-dimension diagram of the output of the SIR with simulation

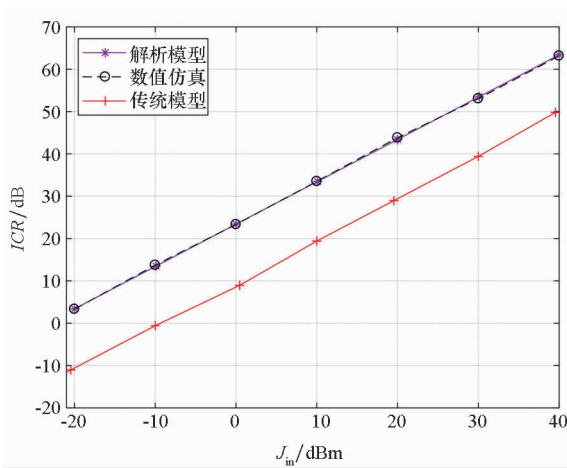


图 11 调幅 ICR 与干扰信号强度关系

Fig. 11 Relationship between the AM ICR and interference intensity

19.42 dB。对于调幅通信系统来说,本文所提的干扰抑制需求更准确,文献[6]低估了干扰抑制需求。

綜上调频系统和调幅系统的仿真验证,在相同仿真条件下,调幅通信系统所需对消比需求为 33.52 dB,调频通信系统所需的对消比需求为 31.12 dB。因此,调幅通信系统比调频通信系统干扰抑制需求高 2.4 dB,说明调频通信系统的抗干扰性能优于调幅通信系统^[13]。

4 结论

围绕自适应干扰对消共平台干扰抑制技术应用,针对 AM 以及 FM 电台间干扰对消抑制需求进行了解析分析,并通过数值仿真对解析模型进行了验证。结果表明,本文提出的干扰抑制需求较传统方法更精确,这是因为传统方法没有对 AM 和 FM 电台进行区分,传统模型给出了相同的对消比需求。本文研究还发现,当有用信号功率、噪声功率和干扰功率相同时,调幅通信系统的

干扰抑制需求高于调频通信系统。因此,调频通信系统的抗干扰能力强于调幅通信系统。

参考文献 (References)

- [1] Wang Q, He F M, Zhao K, et al. Adaptive spatial filtering for interference cancellation between co-site phased arrays[C]// Proceedings of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2018: 451 - 455.
- [2] Sun J Y, Matthew P, Paul R. Demonstration of over-the-air RF self-interference cancellation using an optical system[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2017, 29(4): 397 - 400.
- [3] Francisco J, Juan S, Javier F, et al. Adaptive self-interference cancellation for full duplex radio: analytical model and experimental validation[J]. IEEE Access, 2018, 6(1): 65018 - 65026.
- [4] Claasen T A, Mecklenbrauker W F. Adaptive techniques for signal processing in communications [J]. IEEE Communications Magazine, 1985, 23(11): 7 - 19.
- [5] 王翔, 黄知涛, 周一宇. 基于循环域滤波及 Schmidt 正交对消的单通道信号分离算法[J]. 国防科技大学学报, 2012, 34(4): 120 - 125.
WANG Xiang, HUANG Zhitao, ZHOU Yiyu. Single channel signal separation algorithm based on cyclostationary filtering and Schmidt orthogonal cancellation[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2012, 34(4): 120 - 125. (in Chinese)
- [6] 肖欢. 短波大功率干扰机理及对消系统关键技术研究[D]. 武汉: 海军工程大学, 2011.
XIAO Huan. Research on shortwave high power interference mechanism and key technologies of cancellation system[D]. Wuhan: Naval University of Engineering, 2011. (in Chinese)
- [7] 王雅平, 魏光辉, 李伟, 等. 接收机带内双频阻塞干扰机理建模与验证[J]. 北京理工大学学报, 2018, 38(7): 709 - 714.
WANG Yaping, WEI Guanghui, LI Wei, et al. Mechanism modeling and verification of receiver with in-band dual-frequency blocking jamming [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2018, 38(7): 709 - 714. (in Chinese)
- [8] Ronny L, Amir L. Adaptive selective sidelobe canceller beamformer with applications to interference mitigation in radio astronom[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(20): 5063 - 5074.
- [9] Krstajic B, Stankovic L, Uskokovic Z. An approach to variable step-size LMS algorithm [J]. Electronics Letters, 2002, 38(16): 927 - 928.
- [10] Zou Q Y, Ali H. Didital compensation of cross-modulation distortion in software-defined radios [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2009, 3 (3): 348 - 361.
- [11] Jiang Y H, Ding W F, Xi Z Q, et al. Interference cancellation for two interferences with single co-site interference cancellation system [C] // Proceedings of IEEE 17th International Conference on Communication Technology, 2017: 10 - 13.
- [12] Gou C J, Zhao Z H, Meng J, et al. Wideband co-site interference cancellation based on single-tap structure [C] // Proceedings of IEEE 18th International Conference on Communication Technology, 2018: 70 - 74.
- [13] 黄如星, 朱桂林. 调频立体声广播技术[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 1988.
HUANG Ruxing, ZHU Guilin. FM stereo broadcasting technology [M]. Hangzhou: Zhejiang University Press, 1988. (in Chinese)