

信号相关性对正交 2FSK 全双工系统的影响及抑制

邹亚州¹, 向 新¹, 张婧怡¹, 刘 炜², 张少华³

(1. 空军工程大学航空航天工程学院, 西安, 710038;
2. 空军第三师装备部, 安徽芜湖, 241007; 3. 空军指挥学院, 北京, 100097)

摘要 在提出 2FSK 数字调制全双工系统的基础上,发现采用常规自适应对消技术效果不佳的现象。针对该问题,确定 2FSK 信号的相关特性是影响自适应对消性能的核心原因。为了从理论上深入分析相关性能,针对信号相关性对接收误码率的影响程度问题,构建了基于最小均方误差准则的射频域自干扰对消结构的正交 2FSK 全双工系统,根据广义循环平稳随机过程的性质,分区间讨论并结合统计判决理论,给出加性高斯白噪声无线信道场景下信号相关性与接收误码率之间的关系式及抑制相关性影响的方法。分析与仿真表明:2FSK 信号的相关系数 ρ 是 2 个频点码元波形相关系数的线性和函数,取值区间为 0~0.5,2FSK 信号经自干扰消除后误码率性能随 ρ 的提升而恶化。

关键词 全双工;正交二进制频移键控;相关性;误码率

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2017.05.015

中图分类号 TN92 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2017)05-0086-06

Influence and Suppression of Signals Correlation on Full-Duplex Orthogonal 2FSK Systems

ZOU Yazhou¹, XIANG Xin¹, ZHANG Jingyi¹, LIU Wei², ZHANG Shaohua³

(1. Aeronautics and Astronautics Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China;
2. Equipment Department of Air Force Third Division, Wuhu 241007, Anhui, China;
3. Air Force Command College, Beijing 100097, China)

Abstract: On the basis of 2FSK digital modulation full-duplex systems, the paper finds that technical effect of applying conventional adaptive cancellation is not optimal. Aimed at this problem, the adaptive cancellation performance is identified. In order to analyze correlation property of 2FSK from a theoretical point of view, the paper constructs a full-duplex orthogonal 2FSK systems based on the RF domain self-interference cancellation structure based on the minimum mean square error (MMSE) criterion, which can confirm the influence of signal correlation on the acceptance of Bit Error Rate(BER). Based on the properties of generalized cyclic stationary stochastic processes, the paper derives the relations between signals correlation and BER. Then, the paper inhibits the impact of relevance in the White Gaussian Noise (AWGN) by an effective method. The result shows that the correlation coefficient ρ of the 2FSK signal is the linear sum of the symbol waveform correlation coefficients of the two frequencies. The range of the

收稿日期: 2016-11-22

基金项目: 陕西省自然科学基金(2014JM2-6106)

作者简介: 邹亚州(1992—),男,陕西彬县人,硕士生,主要从事全双工通信研究。E-mail:m18789448338@163.com

引用格式: 邹亚州, 向新, 张婧怡, 等. 信号相关性对正交 2FSK 全双工系统的影响及抑制[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2017, 18(5): 86-91. ZOU Yazhou, XIANG Xin, ZHANG Jingyi, et al. Influence and Suppression of Signals Correlation on Full-Duplex Orthogonal 2FSK Systems [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2017, 18(5): 86-91.

correlation coefficient is $0 \sim 0.5$. After the signal of 2FSK is removed by self-interference, the error performance deteriorates with the increase of correlation coefficient ρ .

Key words: full-duplex; orthogonal binary frequency shift keyboard; correlation; bit error rate (BER)

全双工(Full-Duplex)技术可在同一频段上同时进行双行数据传输,能够从根本上克服半双工造成的频谱资源浪费,实现信道容量的倍增,在军事和民用领域具有广阔的应用前景^[1-2]。在全双工系统中,由于自干扰信号和有用信号很难从时域和频域进行有效分离,使得自干扰消除成为阻碍全双工技术实用化的主要瓶颈,是国内外研究的重点^[3-4]。

在现有全双工通信的研究中,全双工信号调制类型多为 BPSK、QPSK、GMSK、QAM 等^[5-8],采用 2FSK 调制的全双工系统未见诸文献,但是由于 2FSK 也是一种重要的数字调制方式,而且在不少通信系统尤其是军用通信系统中有着较为广泛的应用,因此基于 2FSK 调制的全双工技术具有很强的现实意义,尤其是在军用通信侦察干扰领域。针对以上需求,提出采用 2FSK 调制的全双工系统,笔者在对 2FSK 全双工系统进行研究时发现此类全双工系统自干扰抑制效果不佳。文献[9]指出,当干扰信

号与有用信号存在相关性时,采用基于最小均方误差准则的射频域自干扰对消结构时,对消会造成有用信号的损失。本文研究发现同类 2FSK 信号具有明显的相关性,这与采用其它数字调制方式的全双工系统明显不同,也是不能获得较好自干扰抑制能力的核心原因。

为此,笔者针对同类 2FSK 信号相关性对自干扰抑制性能造成的影响进行了深入且定量的分析,研究将为 2FSK 系统的构建奠定基础,论文最后给出了 2FSK 全双工系统射频对消的构想。

1 系统模型

全双工系统包含远端和近端通信节点,通信双方可在同一时刻同一频段上进行双向数据传输,其模型见图 1^[10]。

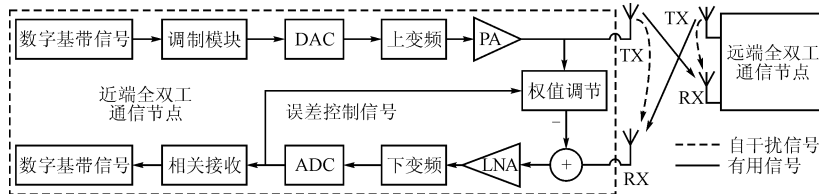


图 1 常规全双工系统模型

Fig. 1 Conventional model of full-duplex systems

以近端接收机为例,进行射频域自干扰对消性能分析。远端有用信号和近端自干扰信号经过加性高斯白噪声信道进入近端接收机,首先进行射频域自干扰对消,将对消后得到的信号经过低噪声放大器,下变频,模数转换处理,用于自干扰对消结构权值的调整。由于本文研究的是同类正交 2FSK 全双工系统中信号相关性对误码率性能恶化量的影响,而不考虑诸如功放非线性,ADC 与 DAC 量化误差,信道的变化特性等^[11-15]。因此,假定近端接收机对远端信号完成了理想的频率同步、相位同步和时间同步。

假定进入近端接收机的远端有用信号和近端自干扰信号为两路同频同速率的正交 2FSK 信号,其表达式如下:

$$x_y(t) = k_y \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + k_y \left[\sum_n \bar{a}_n g(t - nT_s) \right] \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (1)$$

$$x_g(t) = k_g \left[\sum_m b_m g(t - mT_s) \right] \cos(\omega_1 t + \theta_1) + k_g \left[\sum_m \bar{b}_m g(t - mT_s) \right] \cos(\omega_2 t + \theta_2) \quad (2)$$

式中: $\varphi_1, \varphi_2, \theta_1, \theta_2$ 为码元对应载波的初始相位,单位 rad; ω_1, ω_2 为信号频率,单位 rad/s,满足 $(\omega_1 - \omega_2)T_s = 2k\pi$, k 是不为 0 的整数; k_y, k_g 为信号幅值, $k_y \ll k_g$, 单位 V; a_n, b_m 为两路等概率分布的二进制随机数字列; $g(t)$ 是宽度为 T_s 的矩形脉冲,单位 s。

2 理论分析

2.1 相关性分析

为了方便分析,假设近端接收机处的有用信号码元与自干扰信号码元对准(不失一般性)。根据信号相关性的定义^[16],远端有用信号与近端自干扰信号的相关系数为:

$$\rho = \frac{\text{cov}(x_y, x_g)}{\sqrt{D(x_y)D(x_g)}} = \frac{E\{[x_y - E(x_y)][x_g - E(x_g)]\}}{\sqrt{E\{[x_y - E(x_y)]^2\}E\{[x_g - E(x_g)]^2\}}} \quad (3)$$

根据式(1)、式(2)得:

$$\text{cov}(x_y, x_g) = \frac{1}{2}k_y k_g E$$

$$\left\{ \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \left[\sum_m b_m g(t - mT_s) \right] \cos(\varphi_1 - \theta_1) + \left[\sum_n \bar{a}_n g(t - nT_s) \right] \left[\sum_m \bar{b}_m g(t - mT_s) \right] \cos(\varphi_2 - \theta_2) \right\} \quad (4)$$

$$D(x_y) = E\left\{ \frac{1}{2} \left[k_y \sum_n a_n g(t - nT_s) \right]^2 + \frac{1}{2} \left[k_y \sum_n \bar{a}_n g(t - nT_s) \right]^2 \right\} = E\left\{ \frac{1}{2} \left[k_y \sum_n g(t - nT_s) \right]^2 \right\} \quad (5)$$

同理:

$$D(x_g) = E\left\{ \frac{1}{2} \left[k_g \sum_m g(t - mT_s) \right]^2 \right\} \quad (6)$$

将式(4)~(6)代入式(3)化简得:

$$\rho = \frac{\text{cov}(x_y, x_g)}{\sqrt{D(x_y)D(x_g)}} = \frac{1}{4} [\cos(\varphi_1 - \theta_1) + \cos(\varphi_2 - \theta_2)] \quad (7)$$

记 ρ_1 为 $x_y(t)$ 、 $x_g(t)$ 在频率点 ω_1 处对应码元波形的相关系数, ρ_2 为 $x_y(t)$ 、 $x_g(t)$ 在频率点 ω_2 处对应码元波形的相关系数, 则 $\rho_1 = \cos(\varphi_1 - \theta_1)$, $\rho_2 = \cos(\varphi_2 - \theta_2)$, 相关系数 ρ 可进一步化为:

$$\rho = \frac{1}{4}(\rho_1 + \rho_2) \quad (8)$$

从式(7)、式(8)可以看出, 同类正交 2FSK 信号的相关系数 ρ 由码元波形相关系数 ρ_1 、 ρ_2 共同确定, 在 $\varphi_1 = \theta_1$ 且 $\varphi_2 = \theta_2$ 的情况下 2 路正交 2FSK 信号的相关系数取得最大值 0.5。

2.2 射频域干扰对消

考虑到在概率意义下, 仍按照文献[17]的方法直接利用最小均方误差准则计算自干扰对消结构的最佳权值, 进而求解最佳权值下的剩余有用信号是困难的。从另一方面考虑, 当处于最优权值时, 自干扰对消的结果是: 有用信号中与自干扰信号相关的部分会同自干扰信号一起被完全对消, 只保留有用信号中与自干扰信号不相关的部分。故从信号分解的角度出发, 由于 $n(t)$ 为均方遍历的广义平稳随机过程, $x_y(t)$ 、 $x_g(t)$ 为周期均方遍历的广义循环平稳随机过程^[18], 因此不妨选取 $(n-1)T_s \leq t \leq nT_s$ 的码元区间分 2 种情形进行讨论。

情况 1: 当有用码元信号与自干扰码元信号对

应的载波频率不相同, 2 个码元波形信号不相关, 基于最小均方误差准则的最佳权值能够将自干扰信号完全消除而不对有用信号造成影响。

对消后的剩余信号为:

$$\xi_{yi}(t) = x_{yi}(t) + n(t) = k_y \cos(\omega_i t + \varphi_i) + n(t), \quad i = 1, 2 \quad (9)$$

式中: $n(t)$ 为双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声。

情况 2: 当有用码元信号与自干扰码元信号对应的载波频率相同时, 可将有用码元信号分解为与自干扰码元信号相干和正交的 2 个分量。此时最佳权值能够将有用码元信号中与自干扰码元信号相干的分量会同自干扰码元信号一起完全消除, 只保留有用码元信号中与自干扰码元信号正交的分量。

若 $(n-1)T_s \leq t \leq nT_s$ 码元区间内载波频率均为 ω_1 即: $x_{y1}(t) = k_y \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$, $x_{g1}(t) = k_g \cos(\omega_1 t + \theta_1)$ 。此时对 $x_{y1}(t)$ 进行分解得:

$$x_{y1}(t) = k_y \sin(\varphi_1 - \theta_1) \cos(\omega_1 t + \theta_1 + \pi/2) + k_y \cos(\varphi_1 - \theta_1) \cos(\omega_1 t + \theta_1) \quad (10)$$

由式(10)得到对消后的剩余信号为:

$$\xi_{y1}(t) = k_y \sin(\varphi_1 - \theta_1) \cos(\omega_1 t + \theta_1 + \pi/2) + n(t) \quad (11)$$

当载波频率均为 ω_2 时, 对消后剩余信号为:

$$\xi_{y2}(t) = k_y \sin(\varphi_2 - \theta_2) \cos(\omega_2 t + \theta_2 + \pi/2) + n(t) \quad (12)$$

定义有用对消比 DCR 为射频域对消前后远端有用信号的功率比^[19]: $DCR = 10 \lg \left(\frac{P(x_y)}{P(\xi_y)} \right)$ 。其中 $P(x_y)$ 和 $P(\xi_y)$ 分别表示对消前后远端有用信号的功率, DCR 越大表示射频域对消造成的有用信号功率损失越大。结合式(9)~(12), 由全概率公式可得当系统收敛至最佳权值时有用对消比为:

$$DCR = 10 \lg \left(\frac{4}{|\sin(\varphi_1 - \theta_1)|^2 + |\sin(\varphi_2 - \theta_2)|^2 + 2} \right) = 10 \lg \left(\frac{4}{4 - \rho_1^2 - \rho_2^2} \right) \quad (13)$$

2.3 解调及误码率计算

采用图 2 所示的接收结构进行解调^{[20]298-323}, 其中 $s_1(t) = \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$, $s_2(t) = \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$ 。与有用信号对消比的分析类似, 在进行误码率推导时仍选取 $(n-1)T_s \leq t \leq nT_s$ 的码元区间进行分类讨论。

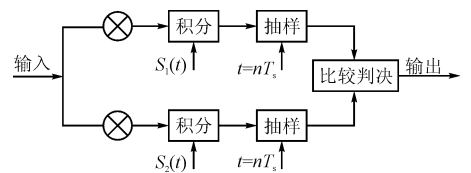


图 2 相关接收结构

Fig. 2 Related receiving structure

1)在情况 1 下,由于基于最小均方误差准则的最佳权值能够将自干扰信号完全消除而不对有用信号造成影响,因此使用相关接收结构即最佳接收时,误码率为最佳接收的误码率:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{E_b/2N_0} \quad (14)$$

2)在情况 2 下,当有用信号与自干扰信号载波频率均为 ω_1 时,在码元区间 $(n-1)T_s \leq t \leq nT_s$ 内,接收端完成射频域对消后的剩余信号为式(11),对其进行相干解调、积分并在 $t=nT_s$ 时刻采样得到:

上支路:

$$z_1(T_s) = \frac{k_y \sin^2(\varphi_1 - \theta_1)}{2} T_s + \int_0^{T_s} n(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (15)$$

下支路:

$$z_2(T_s) = \int_0^{T_s} n(t) \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (16)$$

根据式(15)、式(16)得到: $z_1(T_s)$ 服从均值为 $\mu_1 = \frac{k_y \sin^2(\varphi_1 - \theta_1)}{2} T_s$, 方差为 $\sigma_1^2 = \frac{T_s N_0}{4}$ 的正态分布; $z_2(T_s)$ 服从均值为 $\mu_2 = 0$, 方差为 $\sigma_2^2 = \frac{T_s N_0}{4}$ 的正态分布。记 $z(T_s) = z_1(T_s) - z_2(T_s)$, 则 $z(T_s)$ 服从均值为 $\mu_z = \frac{k_y \sin^2(\varphi_1 - \theta_1)}{2} T_s$, 方差为 $\sigma_z^2 = \frac{T_s N_0}{2}$ 的正态分布^[21]。

此时发送 1 错判为 0 的概率 $P(0/1)$ 为:

$$P(0/1) = P(z < 0) = \int_{-\infty}^0 f(z) dz = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_z}} \int_{-\infty}^0 \exp\left\{-\frac{(x-\mu_z)^2}{2\sigma_z^2}\right\} dz \quad (17)$$

根据式(1)得每个码元周期内接收信号能量 $E_b = \frac{T_s k_f^2}{2}$, 将其代入式(17)可得:

$$P(0/1) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sin^2(\varphi_1 - \theta_1) \sqrt{E_b/2N_0}) \quad (18)$$

同理:

$$P(1/0) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sin^2(\varphi_2 - \theta_2) \sqrt{E_b/2N_0}) \quad (19)$$

根据式(14)、(18)、(19),并代入 ρ_1, ρ_2 的值,由统计判决理论得到射频域对消后接收误码率为:

$$P = \frac{1}{8} \left\{ \operatorname{erfc}((1 - \rho_1^2) \sqrt{E_b/2N_0}) + \operatorname{erfc}((1 - \rho_2^2) \sqrt{E_b/2N_0}) + 2 \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/2N_0}) \right\} \quad (20)$$

根据式(14)、(20)得到相关性造成的误码率性能恶化量 D 为:

$$D = \lg(P/P_e) \quad (21)$$

2.4 相关性影响的抑制

根据式(13)、(20),可知对于正交 2FSK 全双工系统虽然其信号特性为广义循环平稳(非平稳)随机过程,但自干扰信号与有用信号之间的相关性仍然对系统对消性能有很大影响。为了降低正交 2FSK 全双工系统中自干扰信号与有用信号的相关性对系统射频对消性能的影响,本文提出一种新的抑制相关性影响的射频对消构想:

由于近端发射天线与近端接收天线的距离较小,故近端自干扰信道的传输时延较符号周期来说很小^[4],所以对于正交 2FSK 全双工系统,近端自干扰信号与远端有用信号的相关性主要由近端全双工通信节点发射信号与接收到的有用信号的相位差决定,近端自干扰信道传输时延引起的相位变化影响较小。为此,在近端全双工通信节点的功率放大器(PA)与发射天线之间引入相位调节单元,通过改变近端全双工通信节点发射信号的相位使近端发射信号与远端有用信号正交,这样自干扰信号与有用信号的相关性就主要由自干扰信道传输时延引起的相位变化决定,而自干扰信道的传输时延又可以通过训练信号获得,从而进一步降低 2FSK 全双工系统中自干扰信号与有用信号的相关性,其中相位调节单元的控制由误差控制信号来实现,基于该构想的正交 2FSK 全双工系统模型见图 3。

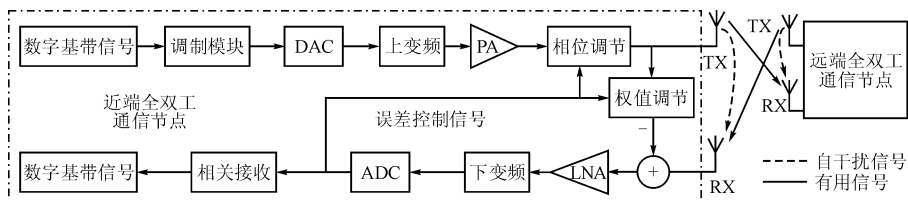


图 3 正交 2FSK 全双工系统模型

Fig. 3 Model of full-duplex orthogonal 2FSK systems

根据 2.2 节的分析可知,在利用射频域对消结构完成自干扰信号对消时,有用信号中与自干扰信号相关的部分会同自干扰信号一起被完全对消,只保留有用信号中与自干扰信号不相关的部分,即正交 2FSK 全双工系统在完成射频域对消后得到的误差控制信

号由高斯白噪声信号 $n(t)$ 、与自干扰信号 $x_g(t)$ 不相关的有用信号分量 ξ_s 组成,因此在 $n(t)$ 较小的情况下误差控制信号的相位可以近似为有用信号的相位。当误差控制信号的功率小于临界值时,自干扰信号与有用信号强相关,进而通过相位调节单元改变近端发

射信号的相位使其与误差控制信号正交此时可以认为是近端发射信号与有用信号正交,从而达到降低自干扰信号 $x_g(t)$ 与有用信号 $x_y(t)$ 相关性的目的,减小相关性对系统射频对消性能的影响。

3 仿真实验与分析

为验证理论推导的正确性,进行 AWGN 无线信道与自干扰信道场景下正交 2FSK 全双工系统仿真实验,其参数设置为:有用信源与自干扰信源码元速率均为 2 kbps,码元“0”和“1”对应的载波频率分别为 4 kHz 和 8 kHz,调制后采样率为 64 kHz,有用信号和自干扰信号的幅值分别为 $k_y=0.2$ 、 $k_g=50$,信噪比取值区间为 $[0\ 12]$ dB。

图 4 是有用信号 $x_y(t)$ 与自干扰信号 $x_g(t)$ 的相关性随码元波形相关系数的变化情况,从中可以看出 2 路信号的统计相关系数 ρ 随码元波形相关系数 ρ_1, ρ_2 在 $[-0.5\ 0.5]$ 之间变化,仿真结果与式(8)吻合较好,验证了理论分析的正确性。

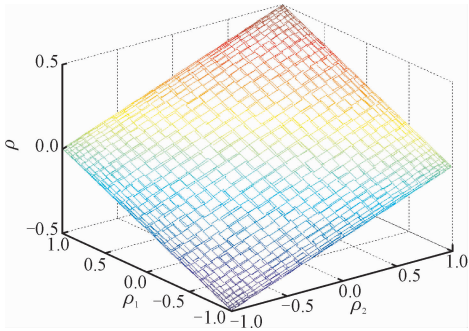


图 4 码元波形相关系数对信号相关性的影响

Fig. 4 Effect of symbol waveform correlation coefficients on the signal correlation

图 5 是有用信号对消比 DCR 与码元波形相关系数的关系,当码元波形相关系数 $\rho_1 = \rho_2 = 0$ 时,DCR 为 0 dB 即对消前后有用信号无损失;随着 ρ_1, ρ_2 逐渐趋近于 ± 1 ,有用信号对消比不断增大;当 $|\rho_1| = |\rho_2| = 1$ 时,DCR 为 3.1 dB 与理论推导值 3 dB 基本吻合。

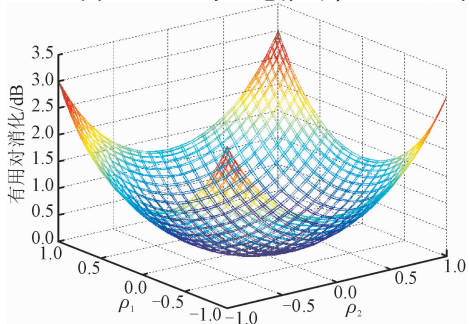


图 5 码元波形相关系数对有用信号对消比的影响

Fig. 5 Effect of symbol waveform correlation coefficients on the desire cancellation ratio

结合图 4、图 5 可知,对于同类正交 2FSK 信号,研究信号相关性对有用对消比的影响时,应将信号相关性 ρ 细分为 2 个相同频率点码元波形的相关系数 ρ_1, ρ_2 来进行分析。

图 6 是在加性高斯白噪声信道典型信噪比 $E_b/N_0 = 10$ dB 的情况下,误码率随码元波形相关系数的变化情况。当 $\rho_1 = \rho_2 = 0$ 时,误码率为 8×10^{-4} 比理论分析的最小值 7.8×10^{-4} 略大;当码元波形相关系数 ρ_1, ρ_2 趋于 ± 1 时,误码率逐渐趋于理论分析的最大值 0.25。图 6 表明,码元波形相关系数 ρ_1, ρ_2 在 0 附近做微小变化时引起的误码率变化不明显。

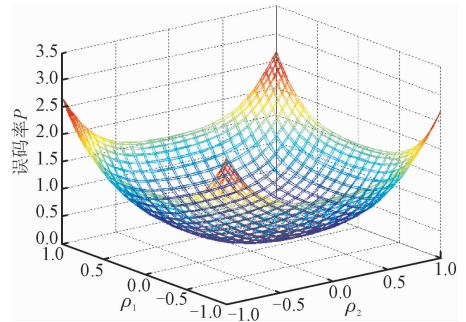


图 6 $E_b/N_0 = 10$ dB 时码元波形相关系数对误码率的影响
Fig. 6 Effect of symbol waveform correlation coefficients on the bit error rate ($E_b/N_0 = 10$ dB)

图 7 描述了码元波形相关系数取不同组合值时信噪比对接收误码率性能恶化量的影响。从中可以看出:对于同一组码元波形相关系数,误码率性能恶化量随信噪比的增大而增大;不同组合的 ρ_1, ρ_2 值对应的恶化速度不一样。在 $E_b/N_0 = 12$ dB 处,当 $\rho_1 = 0.3, \rho_2 = 0.7$ 时,其误码率性能恶化量达到 2 个数量级以上,当 $\rho_1 = \rho_2 = 0.2$ 时误码率性能恶化量 D 为 0.19。结合图 6、图 7 得到在 $E_b/N_0 = 10$ dB 的情况下,当 $\rho_1 = \rho_2 = 0.2$ 时误码率性能恶化量 D 为 0.05 且当 $|\rho_1|, |\rho_2| \leq 0.2$ 时误码率性能对码元波形相关系数的变化不敏感。

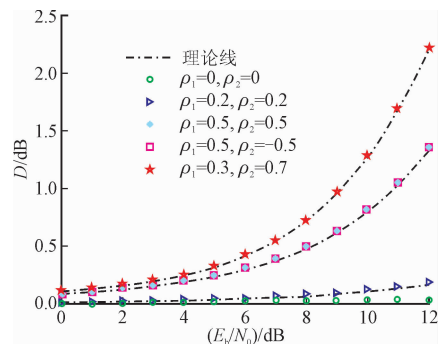


图 7 信噪比对误码率性能恶化量的影响

Fig. 7 Effect of signal to noise ratio on bit error rate performance deterioration

4 结语

分析了正交 2FSK 全双工系统中信号相关系数与码元波形相关系数之间的关系,得出在 AWGN 无线信道与自干扰信道场景下,相关性与接收误码率之间的关系式,通过仿真验证了理论分析的正确性,针对相关性带来的误码率性能恶化提出适用于本文应用背景的射频对消思路。结果表明:正交 2FSK 全双工系统中,信号相关系数 ρ 由相同频率点对应码元波形相关系数 ρ_1, ρ_2 确定;在加性高斯白噪声信道典型信噪比 $E_b/N_0 = 10$ dB 的情况下,当 $\rho_1 = \rho_2 = 0.2$ 时误码率性能恶化量 D 为 0.05 且当 $|\rho_1|, |\rho_2| \leq 0.2$ 时误码率性能对码元波形相关系数的变化不敏感,此时可以根据实际误码率需求判断基于最小均方误差准则的自干扰对消结构是否仍然可用,研究结果为存在信号相关性时的射频对消方案选择及射频对消算法研究提供了重要的理论参考。

参考文献(References):

[1] 岳文静,任亚鹏,陈志,等. 全双工中继协作下的认知 MIMO 系统吞吐量最大化研究 [J]. 信号处理, 2016, 32(1): 28-36.
YUE W J, REN Y P, CHEN Z, et al. Average Throughput Maximization of the Full-Duplex Relay-Assisted Cognitive MIMO System [J]. Journal of Signal Processing, 2016, 32(1): 28-36. (in Chinese)

[2] LI Y, GURSOY M C, VELIPASALAR S. Throughput and Mode Selection in Two-way MIMO Systems Under Queuing Constraints [C]// 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC). London United Kingdom, 2015: 2271-2276.

[3] 吴翔宇,沈莹,唐友喜. 室内环境下 2.6 GHz 同时同频全双工自干扰信道测量与建模 [J]. 电子学报, 2015, 43(1): 1-6.
WU X Y, SHEN Y, TANG Y X. Measurement and Modeling of Co-Time Co-Frequency Full-Duplex Self-Interference Channel of the Indoor Environment at 2.6 GHz [J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(1): 1-6. (in Chinese)

[4] HEINO M, KORPI D, HUUSARI T, et al. Recent Advances in Antenna Design and Interference Cancellation Algorithms for In-band Full Duplex Relays [J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(5): 91-101.

[5] WANG J, ZHAO H Z, TANG Y X. A RF Adaptive Least Mean Square Algorithm for Self-interference Cancellation in Co-frequency Co-time Full Duplex Systems [C] // ICC 2014-2014 IEEE International Conference on Communications. Sydney, NSW: IEEE, 2014: 5622-5627.

[6] LU H T, SHAO S H, DENG K, et al. Self-mixed Self-interference Analog Cancellation in Full-duplex Communications [J]. Sci China Inf Sci, 2016, 59: 042303.

[7] JAIN M, CHOI J, KIM T M, et al. Practical, Real-

time, Full Duplex Wirelss [C] // Mobile Computing and Networking. New York, USA, 2011: 301-312.

[8] HONG S, MEHLMAN J, KATTI S. Picasso: Flexible RF and Spectrum Slicing [C] // SIGCOMM'12. Helsinki, Finland, 2012: 13-17.

[9] MAZO J E. On the Independence Theory of Equalizer Convergence [J]. The Bell System Technical Journal, 1979, 58(5): 963-993.

[10] SABHARWAL A, SCHNITER P, GUO D, et al. In-Band Full-Duplex Wireless: Challenges and Opportunities [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 32(9): 1637-1652.

[11] CHANG M P, LEE C L, WU B, et al. Adaptive Optical Self-Interference Cancellation Using a Semiconductor Optical Amplifier [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(9): 1018-1021.

[12] LI S, MURCH R D. An Investigation Into Baseband Techniques for Single-Channel Full-Duplex Wireless Communication Systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(9): 4794-4806.

[13] ESTELLA A I, GUNDUZ D. Joint Source-Channel Coding With Time-Varying Channel and Side-Information [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2016, 62(2): 736-753.

[14] SYRJALA V, VALKAMA M, ANTTILA L, et al. Analysis of Oscillator Phase-noise Effects on Self-Interference Cancellation in Full-Duplex OFDM Radio Transceivers [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(6): 2977-2990.

[15] ZHAOJUN H, SHIHAI S, YING S, et al. Performance Analysis of RF Self-Interference Cancellation in Full-Duplex Wireless Communications [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2014, 3(4): 405-408.

[16] 熊波,李国林,尚雅玲,等. 信号相关性与 DOA 估计 [J]. 电子科技大学学报, 2007, 36(5): 907-910.
XIONG B, LI G L, SHANG Y L, et al. Signal Correlation and DOA Estimation [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2007, 36(5): 907-910. (in Chinese)

[17] 蒋云昊,赵治华. 参考信号耦合有用信号对干扰对消系统的影响及其抑制 [J]. 通信学报, 2015, 36(9): 98-108.
JIANG Y H, ZHAO Z H. Influence and Its Suppression of Desired Signal Coupling to Reference Signal to Interference Cancellation System [J]. Journal on Communications, 2015, 36(9): 98-108. (in Chinese)

[18] NAPOLITANO A. Generalizations of Cyclostationary Signal Processing: Spectral Analysis and Applications [M]. New York: Wiley, 2012: 45-121.

[19] CONTAN C, KIREI B S. Modified NLMF Adaption of Volterra Filters Used for Nonlinear Acoustic Echo Cancellation [J]. Signal Processing, 2013, 93(5): 1152-1161.

[20] 樊昌信,曹丽娜. 通信原理 [M]. 北京:国防工业出版社, 2011.
FAN C X, CAO L N. Principles of Communications [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2010. (in Chinese)

[21] MIELCZAREK B, SVENSSON A. Timing Error Recovery in Turbo-Coded Systems on AWGN Channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(10): 1584-1592.