

动态频谱抗干扰系统在部分频带干扰下的性能

朱毅超, 陆建勋

(中国舰船研究院, 北京 100192)

摘 要: 为了评估动态频谱抗干扰新体制在抗干扰通信中的性能, 采用理论分析与仿真相结合的方法, 研究了动态频谱抗干扰系统在部分频带干扰下的信道容量及比特误码率, 并将其与常规跳频系统在部分频带干扰下的信道容量及比特误码率进行了比较. 结果表明: 在很宽的部分频带干扰因子取值范围内, 动态频谱抗干扰系统的信道容量均大于常规跳频系统的信道容量, 即使动态频谱抗干扰系统无干扰状态信息, 其信道容量也大于有干扰状态信息的常规跳频系统的信道容量; 在中高信干比处, 动态频谱抗干扰系统在最坏情况部分频带干扰下的比特误码率低于常规跳频系统; 同时, 纠错编码还可以为动态频谱抗干扰系统的性能带来进一步的改善.

关键词: 动态频谱抗干扰; 频谱空洞; 部分频带干扰; 信道容量; 噪声归一化度量

中图分类号: TN914.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 10-2331-07

Performance of Dynamic Spectrum Anti-jamming Systems Under Partial-Band Noise Jamming

ZHU Yi-chao, LU Jian-xun

(China Ship Research and Development Academy, Beijing 100192, China)

Abstract: In order to evaluate the performance of the new dynamic spectrum anti-jamming (DSAJ) system in anti-jamming communications, channel capacity and bit error rate (BER) of DSAJ systems under partial-band noise jamming are studied via theoretical analysis and simulations. Capacity and BER of both DSAJ systems and conventional frequency hopping (FH) systems are compared. Results show that within a wide range of partial-band jamming factor values, DSAJ systems achieve larger capacity than FH systems. Even without jammer state information (JSI), DSAJ systems still achieve larger capacity than FH systems with JSI. At medium to high signal-to-jamming ratios (SJR), DSAJ systems achieve smaller BER than FH systems under worst-case partial-band jamming. Moreover, error correction coding can further improve the performance of DSAJ systems.

Key words: dynamic spectrum anti-jamming; spectrum hole; partial-band jamming; channel capacity; noise normalization metric

1 引言

动态频谱抗干扰 (Dynamic Spectrum Anti-Jamming, DSAJ) 是将机会频谱接入的思想应用于抗干扰通信中而产生的一种新通信体制. 机会频谱接入技术是一种主要的动态频谱接入技术, 它通过实时感知工作频段内的空闲信道 (即“频谱空洞”), 并在其中传输信号, 同时在传输过程中根据信道状况自适应地对发射功率、频率及编码调制方式等工作参数进行调整, 从而实现非授权用户与授权用户无干扰共享同一频段的目的^[1-5].

为了满足通信电子对抗的要求, 通信系统必须具备良好的抗人为干扰的能力. 在干扰实施过程中, 干扰方通常采用将有限的干扰功率集中于通信系统一部分带

宽内的干扰策略, 一旦通信系统使用这部分带宽, 就将带来极高的误码率. 通过采用这种干扰策略, 干扰方提高了干扰功率的使用效率. 当干扰因子 (干扰带宽占系统总带宽的比) 为最坏情况 (在相同信干比下使系统平均误码率最大) 时, 通信系统的误码率与信干比将呈现反线性 (inverse linear) 关系, 这表明干扰对通信系统的性能影响是相当严重的^[6]. 然而, 利用干扰只存在于一部分系统带宽内的特性, 将系统带宽内未被干扰的频段视为“频谱空洞”, 通过频谱感知技术对其进行实时感知, 在“频谱空洞”中传输信息, 并同时系统参数进行自适应调整, 则可以实现干扰与传输信息的分离, 消除干扰对系统性能的影响, 这就是 DSAJ 体制的核心思想.

2 系统及干扰模型

本文将对 DSAJ 系统在部分频带干扰下的信道容量及比特误码率 (Bit Error Rate, BER) 进行理论分析. 由 DSAJ 系统的工作机理可知, 相对于发射功率、编码及调制方式等系统参数的调整, 通过“频谱空洞”确定工作频率对系统抗干扰性能的改善起决定性作用, 因此, 为了推导方便起见, 在分析中不考虑发射功率等参数调整对系统抗干扰性能的影响, 而假设系统仅由工作频率的实时调整来实现动态频谱. 研究中所采用的 DSAJ 系统框图如图 1 所示.

输入数据比特经编码及交织后送入调制器, 收发两端的 PN 码发生器在当前帧发送时间内同步确定下一帧所在的子频段 Gn, 接收端频谱空洞检测单元对该 Gn 内的频谱空洞进行检测, 根据频谱空洞的分布状况确定下一帧所用的发射频率号 (个数不确定), 并将该信息反馈回发射端. 调制器则根据选定的 Gn 及反馈回的频率号生成相应的发射载波, 并在下一帧持续时间内循环使用, 由编码数据对其进行调制. 调制波形经信道传输后在接收端进行解调、解交织及译码, 从而恢复出发送信息*. 图中大线框内的部分为编码信道, 它是从编码器与译码器两端所看进去的等效信道^[6], T_f 为每帧持续时间. DSAJ 系统采用在不同子频段而不是全频段中检测频谱空洞的原因, 主要是为了防止系统持续选定某几个质量较好的频谱空洞, 使得发送频率长期不变, 从而降低系统的抗截获能力.

本文将 DSAJ 系统在部分频带干扰下的信道容量及 BER 性能, 与取消频谱空洞检测单元后所得到的相应性能进行比较, 以定量给出这种新体制在抗干扰性能上的改善. 从图 1 中可见, 取消频谱空洞检测单元后所得到的系统, 等效于具有相同带宽及可用频率数的常规跳频 (Frequency Hopping, FH) 系统, 因此实际上是对 DSAJ 系统与常规 FH 系统的抗干扰性能进行比较. 分析过程中, 假设两系统均采用 MFSK 调制以及非相干解调, 同时为了方便起见, 还假设 DSAJ 系统接收端所确定的发送频率号可以准确无误地反馈回发射端.

DSAJ 系统的频率结构如下: 系统将总带宽划分为 N_f 个相邻且互不重叠的可用信道, 每个信道的带宽等于编码符号的带宽, 各信道的中心频率作为系统的可用频率集. 为了实现 MFSK 调制, 将每 M (MFSK 调制符号集大小) 个相邻的可用信道合并为一个 M 进制信道. 假设每个 Gn 中均包含 K (> 1) 个 M 进制信道 (可以不相邻), 则系统的总带宽内共有 N_f/KM 个 Gn.

部分频带干扰的数学模型为^[6]: 将部分频带干扰模拟为加性高斯噪声; 若系统共有 N 个 M 进制信道, 其

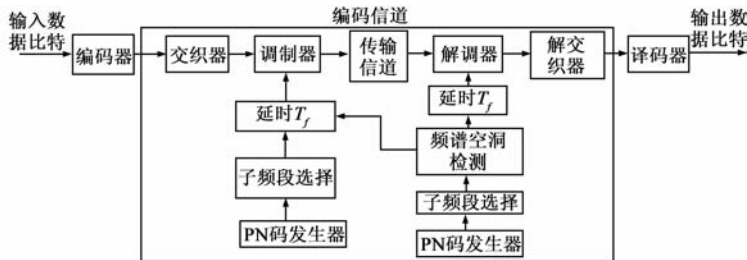


图1 DSAJ系统框图

中有 Q 个被干扰, 则干扰因子 $\rho = Q/N$; 若干扰总功率为 J , DSAJ 系统的总带宽为 W_s , 则总带宽内的平均干扰单边功率谱密度为 $N_j = J/W_s$, 在有干扰的频段内, 干扰单边功率谱密度为 N_j/ρ . 同时, 假设信道中存在单边功率谱密度为 N_0 的背景热噪声, 因此, 在有干扰的频段内, 干扰方差 $\sigma_1^2 = N_j/2\rho + N_0/2$, 无干扰的频段内, 干扰方差 $\sigma_0^2 = N_0/2$.

若 DSAJ 系统知道 Gn 中所有 M 进制信道内是否存在干扰, 即称 DSAJ 有干扰状态信息 (Jammer State Information, JSI), 否则称 DSAJ 无 JSI. 当有 JSI 时, Gn 中所有未被干扰的 M 进制信道均为频谱空洞, 当无 JSI 时, 系统则必须进行频谱空洞检测. 由于部分频带干扰是一种人为干扰, 其干扰频段的变换速度完全取决于干扰方, DSAJ 系统无法预知, 因此, 为了保证频谱空洞的有效性, 频谱空洞的更新频率应该高于干扰状态的切换频率. 这样, 当干扰状态的切换速度很快时, 系统通常没有足够的时间对 Gn 中所有 M 进制信道内的干扰平均功率进行精确测量, 并从中选取出未被干扰的信道, 而只能根据各信道内所测得的噪声能量瞬时值确定频谱空洞. 在分析中, 假设系统将 Gn 中瞬时噪声能量最小的 M 进制信道作为频谱空洞, 显然, 采用这种方法所选取的频谱空洞内将有可能存在干扰.

3 频谱空洞中有无干扰的概率

假设 DSAJ 系统共有 Q 个 M 进制信道被干扰, 且 Gn 的 K 个 M 进制信道中有 a 个被干扰. 令 S 表示 Gn 中某一 M 进制信道内干扰能量最小这一事件, H 表示该信道被干扰这一事件, \bar{H} 表示该信道未被干扰这一事件, 则由贝叶斯公式, 条件概率

$$P(H|S, Q, a) = \frac{P(S|H, Q, a)P(H|a)}{P(S|H, Q, a)P(H|a) + P(S|\bar{H}, Q, a)P(\bar{H}|a)} \quad (1)$$

* 对于频率跳变系统而言, 收发两端的频率切换同步是系统实现过程中需要解决的首要问题. 双方首先实现 PN 码同步, 随后 DSAJ 系统收端在当前 Gn 内进行频谱空洞检测, 将选定的频谱空洞编号利用指定的频率发送至发端, 发端接收到后完成链路建立. 每帧通信过程中的频率切换同步则由帧同步及位同步实现.

当 K 个 M 进制信道内有 a 个被干扰时, $P(H|a) = a/K$, $P(\bar{H}|a) = (K-a)/K$, 因此, 式(1)可改写为

$$P(H|S, Q, a) = \frac{aP(S|H, Q, a)}{aP(S|H, Q, a) + (K-a)P(S|\bar{H}, Q, a)} \quad (2)$$

由式(2)可知, 计算条件概率 $P(H|S, Q, a)$ 转化为计算 $P(S|H, Q, a)$ 及 $P(S|\bar{H}, Q, a)$.

不失一般性, 令 K 个 M 进制信道内的干扰瞬时能量为 $n_1^2, n_2^2, \dots, n_K^2$, 且 n_1^2 最小, 其中 a 个被干扰的 M 进制信道为信道 $1 \sim a$, 未被干扰的信道为信道 $a+1 \sim K$. 则对于信道 1, 当事件 H 发生时

$$P(S|H, Q, a) = \int_{-\infty}^{\infty} P(n_2^2 \geq n_1^2, n_3^2 \geq n_1^2, \dots, n_K^2 \geq n_1^2) p_{N_1}(n_1) dn_1 \quad (3)$$

由于各信道之间保持正交, 因此

$$P(S|H, Q, a) = \int_{-\infty}^{\infty} [P(n_2^2 \geq n_1^2)]^{a-1} [P(n_{a+1}^2 \geq n_1^2)]^{K-a} p_{N_1}(n_1) dn_1 \quad (4)$$

由文献[7]

$$P(n_2^2 \geq n_1^2) = \text{erfc}\left(\frac{|n_1|}{\sqrt{2}\sigma_1}\right) \quad (5)$$

式中: $\text{erfc}(x)$ 为补余误差函数 (complementary error function).

同理, 将式(5)中的 σ_1 用 σ_0 代替, 即得到概率 $P(n_{a+1}^2 \geq n_1^2)$ 的表达式. 由于 n_1 是干扰频段内的噪声采样值, 它是方差为 σ_1^2 的零均值高斯分布随机变量, 因此式(3)可写为

$$P(S|H, Q, a) = 2 \int_0^{\infty} \left[\text{erfc}\left(\frac{n_1}{\sqrt{2}\sigma_1}\right) \right]^{a-1} \left[\text{erfc}\left(\frac{n_1}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) \right]^{K-a} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} e^{-n_1^2/2\sigma_1^2} dn_1 \quad (6)$$

同理

$$P(S|\bar{H}, Q, a) = 2 \int_0^{\infty} \left[\text{erfc}\left(\frac{n_1}{\sqrt{2}\sigma_1}\right) \right]^a \left[\text{erfc}\left(\frac{n_1}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) \right]^{K-a-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} e^{-n_1^2/2\sigma_0^2} dn_1 \quad (7)$$

将式(6)及式(7)代入式(2), 即得条件概率 $P(H|S, Q, a)$, 而

$$P(\bar{H}|S, Q, a) = 1 - P(H|S, Q, a) \quad (8)$$

4 部分频带干扰下的信道容量

本节将讨论采用软判决译码的 DSAJ 系统, 在图 1 所示的编码信道下的容量. 分析中假设 MFSK 调制的频率集大小为 $M=2$. 令 $\{f_1, f_2\}$ 为频谱空洞内二进制信道

的两个中心频率, $s_i (i=1, 2)$ 为对应于频率 f_i 的发送符号, $\mathbf{r} \triangleq \{r_1, r_2\}$ 为频率 f_1 与 f_2 上的非相干输出能量, 则概率密度函数 (Probability Density Function, PDF) [7]

$$p(\mathbf{r}|s_i, H, Q) = \left(\frac{1}{2\sigma_1^2} \right)^2 e^{-(r_1+r_2+A^2)/2\sigma_1^2} I_0\left(\frac{A\sqrt{r_i}}{\sigma_1^2}\right) \quad (9)$$

式中, A^2 为编码比特的能量.

将式(9)中的 σ_1^2 用 σ_0^2 代替, 即得 $p(\mathbf{r}|s_i, \bar{H}, Q)$.

当 DSAJ 无 JSI 时, 系统进行频谱空洞检测. 频谱空洞内 \mathbf{r} 的条件 PDF

$$p(\mathbf{r}|s_i, Q) = \sum_{a=\max(0, Q-N+K)}^{\min(K, Q)} \Pr\{a|Q\} [P(H|S, Q, a)p(\mathbf{r}|s_i, H, Q) + P(\bar{H}|S, Q, a)p(\mathbf{r}|s_i, \bar{H}, Q)] \quad (10)$$

式中: $\Pr\{a|Q\}$ 为当系统共有 Q 个 M 进制信道被干扰时, G_n 中的 K 个 M 进制信道中有 a 个被干扰的概率, 其表达式为 [6]

$$\Pr\{a|Q\} = \binom{K}{a} \binom{N-K}{Q-a} / \binom{N}{Q} \quad (11)$$

将式(2)、(8)、(9)及(11)代入式(10)中, 即可得到条件 PDF $p(\mathbf{r}|s_i, Q)$. 由于采用软判决译码的编码信道为离散输入连续输出信道, 其在部分频带干扰下的信道容量可计算为 [7]

$$C(Q) = \iint_{r_1, r_2} p(\mathbf{r}|s_1, Q) \left[1 + \log_2 \frac{p(\mathbf{r}|s_1, Q)}{p(\mathbf{r}|s_1, Q) + p(\mathbf{r}|s_2, Q)} \right] dr_1 dr_2 \quad (12)$$

当 DSAJ 有 JSI 时, 系统将 G_n 中任一未被干扰的 M 进制信道视为频谱空洞, 若 G_n 中所有的 M 进制信道均被干扰, 则任选其中的一个信道作为下一帧的发送信道. 令 H_j 表示 G_n 中所有 M 进制信道均被干扰这一事件, 则信道容量可计算为

$$C(Q) = \Pr\{H_j\} C_j + (1 - \Pr\{H_j\}) C_{\bar{j}} \quad (13)$$

式中: C_j 与 $C_{\bar{j}}$ 分别为通信信道中有干扰与无干扰时的信道容量.

将式(12)中的 $p(\mathbf{r}|s_1, Q)$ 用 $p(\mathbf{r}|s_1, H, Q)$ 代替, 即可得到 C_j 的表达式, 将 $p(\mathbf{r}|s_1, Q)$ 用 $p(\mathbf{r}|s_1, \bar{H}, Q)$ 代替, 即可得到 $C_{\bar{j}}$ 的表达式. 概率 $\Pr\{H_j\}$ 可计算为

$$\Pr\{H_j\} = \begin{cases} 0, & Q < K \\ \binom{N-K}{Q-K} / \binom{N}{Q}, & Q \geq K \end{cases} \quad (14)$$

对常规 FH, 当无精确 JSI 时, 对应于式(10)的条件 PDF $p(\mathbf{r}|s_i, \rho)$ 可计算为

$$p(\mathbf{r}|s_i, \rho) = \rho p(\mathbf{r}|s_i, H, \rho) + (1 - \rho) p(\mathbf{r}|s_i, \bar{H}, \rho) \quad (15)$$

式中: $p(\mathbf{r} | s_i, H, \rho)$ 及 $p(\mathbf{r} | s_i, \bar{H}, \rho)$ 的表达式与 $p(\mathbf{r} | s_i, H, Q)$ 及 $p(\mathbf{r} | s_i, \bar{H}, Q)$ 的表达式相同.

将所求得的 $p(\mathbf{r} | s_1, \rho)$ 替换式(12)中的 $p(\mathbf{r} | s_1, Q)$, 即可得到无 JSI 时, FH 在部分频带干扰信道下的信道容量 $C(\rho)$.

当有 JSI 时, 与式(13)类似, 将该式中的 $\Pr\{H_j\}$ 用 ρ 代替, 即可得到信道容量 $C(\rho)$ 的表达式^[8].

5 部分频带干扰下的 BER

首先考虑无编码系统. 对于无编码系统, DSAJ 直接利用非相干解调器的输出能量对发送符号进行判决. 当干扰频率数为 Q , 且频谱空洞中有干扰时, 条件 BER $P_b(H, Q)$ 的表达式为^[7]

$$P_b(H, Q) = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{n=1}^{M-1} (-1)^{n+1} \binom{M-1}{n} \frac{1}{n+1} \cdot \exp\left[-\frac{nA^2 \log_2 M}{2(n+1)\sigma_1^2}\right] \quad (16)$$

式中: A^2 为信息比特的能量.

将式(16)中的 σ_1^2 用 σ_0^2 代替, 即得频谱空洞中无干扰时, 条件 BER $P_b(\bar{H}, Q)$ 的表达式. 与式(10)类似, 将该式中的 $p(\mathbf{r} | s_i, H, Q)$ 与 $p(\mathbf{r} | s_i, \bar{H}, Q)$ 分别用 $P_b(H, Q)$ 与 $P_b(\bar{H}, Q)$ 替换, 即可得到无 JSI 时, 无编码 DSAJ 的 BER $P_b(Q)$ 的表达式.

将式(13)中的 C_j 与 \bar{C}_j 分别用 $P_b(H, Q)$ 与 $P_b(\bar{H}, Q)$ 替换, 即可得到有 JSI 时, 无编码 DSAJ 的 BER.

对于无编码 FH 系统, 与式(15)类似, 将 $p(\mathbf{r} | s_i, H, \rho)$ 与 $p(\mathbf{r} | s_i, \bar{H}, \rho)$ 分别用 $P_b(H, \rho)$ 与 $P_b(\bar{H}, \rho)$ 替换 (其表达式与 $P_b(H, Q)$ 及 $P_b(\bar{H}, Q)$ 相同), 即可得到其 BER $P_b(\rho)$ 的表达式.

引入纠错编码是提高通信系统抗干扰能力的重要方法之一. 对于编码系统而言, 不同的译码度量对应着不同的抗干扰性能. 显然, 若信道中存在背景热噪声, 则无法得到精确的 JSI, 当无精确 JSI 时, 系统应选择适合的译码度量对非相干解调器的输出能量进行限幅, 以降低强干扰输出能量对译码过程的影响, 保证系统的抗干扰能力. 文献[9~13]分别分析了采用不同译码度量的卷积编码 FH/MFSK 系统, 在不同人为干扰下的 BER. 对于部分频带干扰, 若可以精确测量有干扰与无干扰频段内的噪声功率谱密度, 则系统可以采用噪声归一化度量^[14]

$$m(\mathbf{r}, f_i) = r_i / \sigma_z^2, \quad (z=0, 1) \quad (17)$$

式中: $\{f_1, f_2, \dots, f_M\}$ 为 MFSK 调制的可用频率集, $\mathbf{r} \triangleq \{r_1, r_2, \dots, r_M\}$ 为各频率上的非相干输出能量. z 的值取决于噪声功率谱密度的测量结果. 文献[15]分析了测量误差对抗干扰性能的影响.

本文假设 DSAJ 系统已知 σ_1^2 与 σ_0^2 , 但不能对频谱空洞内的噪声功率谱密度进行精确测量. 为了提高抗干扰能力, 降低频谱空洞内的干扰对系统性能的影响, DSAJ 系统接收端根据某种判决准则, 利用非相干解调器的输出能量对 JSI 进行判决, 并由 JSI 的判决结果构造相应的噪声归一化度量. 一种简单的判决准则是将非相干解调器 M 个支路的输出能量和与给定的门限值进行比较, 若输出能量和大于门限值, 则判决该跳被干扰, 反之, 则判决该跳未被干扰, 即

$$\hat{Z} = \begin{cases} 0; & \sum_{i=1}^M r_i \leq \theta A^2 \\ 1; & \sum_{i=1}^M r_i > \theta A^2 \end{cases} \quad (18)$$

式中: \hat{Z} 为判决得到的 JSI 值, 当 $\hat{Z} = 0$ 时判决未被干扰, 当 $\hat{Z} = 1$ 时判决被干扰; A^2 为编码符号能量, θ 为门限值.

由式(18), 噪声归一化度量可改写为

$$m(\mathbf{r}, f_i; \hat{Z}) = \begin{cases} r_i / \sigma_0^2; & \hat{Z} = 0 \\ r_i / \sigma_1^2; & \hat{Z} = 1 \end{cases} \quad (19)$$

编码系统可由联合-切尔诺夫界 (union-Chernoff bound) 方法给出其 BER 的上界^[6]

$$P_b \leq \frac{2^{k-2}}{2^k - 1} G(D) \quad (20)$$

式中: $G(D)$ 只与具体的编译码类型有关, 2^k 为码的进制数. 对于译码度量式(19), 切尔诺夫参数

$$D = \min_{\lambda \geq 0} D(\lambda) = \min_{\lambda \geq 0} E \{ \exp(\lambda [m(\mathbf{r}, \bar{f}; \hat{Z}) - m(\mathbf{r}, f; \hat{Z})]) | f \} |_{\bar{f} \neq f} \quad (21)$$

式中: f 为发送码字中某个码元所对应的传输频率, \bar{f} 为错误码字中相应码元所对应的传输频率, 数学期望 E 对 \mathbf{r} 及 \hat{Z} 求取.

由式(19)可知, 在 JSI 的判决过程中存在两种判决错误, 一种是在当前跳被干扰时判决 $\hat{Z} = 0$, 这个错误称为漏检 (miss detect), 另一种是在当前跳未被干扰时判决 $\hat{Z} = 1$, 这个错误称为误报 (false alarm). 除这两种错误判决的情况以外, 还存在对 JSI 正确判决的两种情况. 令 $D_1(\lambda | Q) \sim D_4(\lambda | Q)$ 分别表示当前跳被干扰并正确判决、漏检、当前跳未被干扰并正确判决以及误报这四种情况下的切尔诺夫参数 $D(\lambda | Q)$, 则式(21)可改写为

$$D(Q) = \min_{\lambda \geq 0} \sum_{a=\max(0, Q-N+K)}^{\min(K, Q)} \Pr\{a | Q\} [P(H | S, Q, a) D_1(\lambda | Q) + P(H | S, Q, a) D_2(\lambda | Q) + P(\bar{H} | S, Q, a) D_3(\lambda | Q) + P(\bar{H} | S, Q, a) D_4(\lambda | Q)] \quad (22)$$

不失一般性, 令 f_1 为实际发送的频率, f_2 为未发送

频率,则由式(21)

$$D_1(\lambda|Q) = E\{\exp[\lambda(r_2 - r_1)/\sigma_1^2]|H, Q\} \quad (23)$$

若 $M \geq 4$, 令 $r' \triangleq \sum_{i=3}^M r_i$, 由于 f_3, f_4, \dots, f_M 均为未发送频率且相互正交, 因此 r_3, r_4, \dots, r_M 均为自由度为 2 的中心 χ^2 分布, 它们的和 r' 为自由度为 $2(M-2)$ 的中心 χ^2 分布, 其 PDF 可表示为^[7]

$$p_{R'}(r') = \frac{1}{2^{M-2}\sigma_1^{2(M-2)}(M-3)!} r'^{M-3} e^{-r'/2\sigma_1^2} \quad (24)$$

对于当前跳被干扰并正确判决的情况, $r_1 + r_2 + r' > \theta A^2$, 由此确定积分限, 式(23)可写为

$$\begin{aligned} D_1(\lambda|Q) = & \int_0^\infty e^{\lambda r_2/\sigma_1^2} p_{R_2}(r_2) dr_2 \int_0^\infty e^{-\lambda r_1/\sigma_1^2} p_{R_1}(r_1) dr_1 \\ & - \int_0^{\theta A^2} p_{R'}(r') dr' \int_0^{\theta A^2 - r'} e^{-\lambda r_1/\sigma_1^2} p_{R_1}(r_1) dr_1 \\ & \cdot \int_0^{\theta A^2 - r' - r_1} e^{\lambda r_2/\sigma_1^2} p_{R_2}(r_2) dr_2 \end{aligned} \quad (25)$$

式中: r_1 的 PDF^[7]

$$p_{R_1}(r_1) = \frac{1}{2\sigma_1^2} e^{-(r_1 + A^2)/2\sigma_1^2} I_0\left(\frac{A\sqrt{r_1}}{\sigma_1^2}\right)$$

而令式(24)中的 $M=3$, 即可得到 r_2 的 PDF $p_{R_2}(r_2)$.

由此, 式(25)可计算为

$$D_1(\lambda|Q) = F_1(\sigma_1, \sigma_1, A, \lambda) - F_2(\sigma_1, \sigma_1, A, \theta, \lambda) \quad (26)$$

式中:

$$\begin{aligned} F_1(s, t, u, v) = & \frac{s^4}{s^4 - t^4 v^2} e^{-vu^2/2(s^2 + t^2 v)}, \text{ 且} \\ F_2(s, t, u, \eta, v) = & \frac{s^2}{s^2 - t^2 v} \int_0^{\eta u^2} \left\{ \frac{s^2}{s^2 + t^2 v} e^{-vu^2/2(s^2 + t^2 v)} \right. \\ & \cdot \left[1 - Q_1\left(\frac{su}{t\sqrt{s^2 + t^2 v}}, \frac{\sqrt{(\eta u^2 - r)(s^2 + t^2 v)}}{st}\right) \right] \\ & - \frac{s^2}{2t^2 v} e^{-\frac{s^2 - t^2 v}{2s^2 t^2}(\eta u^2 - r)} e^{-\frac{2t^2 v - s^2}{4t^4 v} u^2} \\ & \cdot \left[1 - Q_1\left(\frac{su}{\sqrt{2vt^2}}, \frac{\sqrt{2v(\eta u^2 - r)}}{s}\right) \right] \left. \right\} \frac{r^{M-3} e^{-r/2t^2}}{2^{M-2} t^{2(M-2)} (M-3)!} dr \end{aligned}$$

$Q_1(a, b) \triangleq \int_b^\infty x e^{-\frac{x^2 + a^2}{2}} I_0(ax) dx$ 为 Marcum Q 函数.

按照相同的步骤, 可得当 $M \geq 4$ 时,

$$D_2(\lambda|Q) = F_2(\sigma_0, \sigma_1, A, \theta, \lambda)$$

$$D_3(\lambda|Q) = F_2(\sigma_0, \sigma_0, A, \theta, \lambda)$$

$$D_4(\lambda|Q) = F_1(\sigma_1, \sigma_0, A, \lambda) - F_2(\sigma_1, \sigma_0, A, \theta, \lambda) \quad (27)$$

当 $M=2$ 时, $D_1(\lambda|Q) \sim D_4(\lambda|Q)$ 的表达式仍由式(26)、(27)给出, 只是此时 $F_2(s, t, u, \eta, v)$ 变为

$$F_2(s, t, u, \eta, v) =$$

$$\begin{aligned} & \frac{s^2}{s^2 - t^2 v} \left\{ \frac{s^2}{s^2 + t^2 v} e^{-\frac{vu^2}{2(s^2 + t^2 v)}} \right. \\ & \cdot \left[1 - Q_1\left(\frac{su}{t\sqrt{s^2 + t^2 v}}, \frac{\sqrt{\eta(s^2 + t^2 v)u}}{st}\right) \right] \\ & - \frac{s^2}{2t^2 v} e^{-\frac{s^2 - t^2 v}{2s^2 t^2} \eta u^2} e^{-\frac{2t^2 v - s^2}{4t^4 v} u^2} \left[1 - Q_1\left(\frac{su}{\sqrt{2vt^2}}, \frac{\sqrt{2\eta vu}}{s}\right) \right] \left. \right\} \end{aligned}$$

本文采用码率为 1/4 的 dual-2 码作为纠错码(式(20)中 $k=2$), 其表达式 $G(D)$ 为^[6]

$$G(D) = \frac{2D^8}{(1 - 2D^2 - D^4)^2} \quad (28)$$

6 数值与仿真结果

从 DSAJ 系统频谱空洞的检测方法可知, 增大 G_n 中的信道数 K , 可以增大检测到质量好的频谱空洞的概率, 从而提高系统的性能. 因此, 当需要对 DSAJ 系统与 FH 系统的性能进行比较时, 均假设 K 取最小值 2, 以充分显示 DSAJ 系统相对于 FH 系统的性能改善. 当符号信干比为 0dB, 符号信噪比为 15dB 时, 采用 BFSK 调制及非相干解调的 DSAJ 与 FH 系统, 在部分频带干扰下的信道容量曲线如图 2 所示. 由图可见, 当 $10 \leq Q \leq 90$ (即 $0.1 \leq \rho \leq 0.9$) 时, DSAJ 系统的信道容量相对于 FH 系统均有显著增加, 甚至无 JSI 的 DSAJ 系统, 其容量相对于有 JSI 的 FH 系统也有显著增加. 此外, 当 ρ 较小时, 无论是 DSAJ 系统还是 FH 系统, 有 JSI 与无 JSI 时的信道容量均几乎相等. 这是由于当 ρ 较小时, 干扰较为集中, 有干扰与无干扰频段内的干扰功率相差很大, $p(\mathbf{r}|s_i, H, \rho)$ 与 $p(\mathbf{r}|s_i, \bar{H}, \rho)$ 的值相差也很大, 因此, JSI 可以通过 $p(\mathbf{r}|s_i, H, \rho)$ 与 $p(\mathbf{r}|s_i, \bar{H}, \rho)$ 值的相对大小体现出来, 此时, 有 JSI 对系统信道容量的改善帮助有限. 而当 ρ 较大并趋近于 1 时, 部分频带干扰转化为宽带干扰(即 AWGN), 此时信道中无频谱空洞, DSAJ 与 FH 系统的信道容量趋于一致.

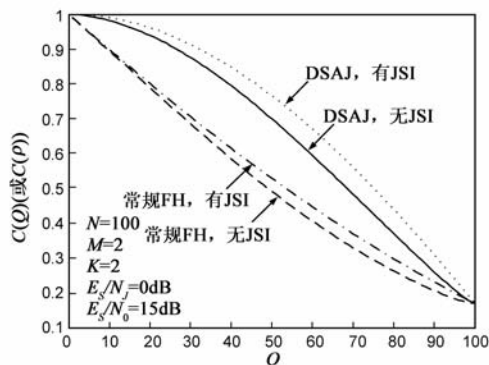


图2 DSAJ与FH系统在部分频带干扰下的信道容量

当无 JSI 时, 在不同信干比下, DSAJ 在部分频带干扰下的信道容量如图 3 所示. 由图可见, 当 Q 较大时, 信道容量随信干比的增大而增大, 但当 Q 较小时, 信道

容量却随着信干比的增大而减小.造成这种现象的原因是当 Q 较小时,干扰集中,此时信干比越低,干扰功率越大,则干扰频段与未干扰频段内的噪声功率差别也越大,当 DSAJ 系统选取频谱空洞时,选取到未干扰频段的概率也越大(大于 $1 - \rho$),抗干扰性能也越好.

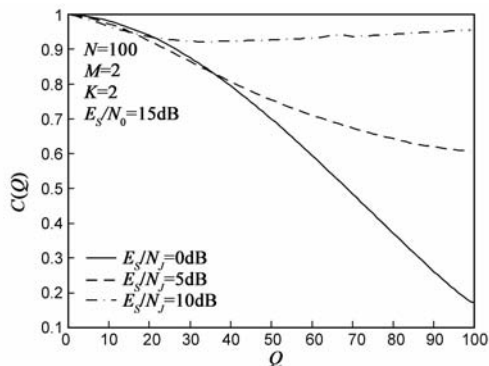


图3 对不同信干比, DSAJ系统在部分频带干扰下的信道容量

无编码 DSAJ 与 FH 在最坏情况部分频带干扰信道下的 BER 曲线如图 4 所示.由于在 DSAJ 中 ρ 取值离散,而在 FH 中 ρ 取值连续,因此,为了比较公平起见,在计算最坏情况 BER 时,均假设 ρ 只能取 $\{1/N, 2/N, 3/N, \dots, 1\}$ 间的 N 个离散值.由图可见,当信干比较小小时, DSAJ 与 FH 系统的 BER 值很接近,这是由于当信干比较小时,干扰功率较高,此时采用全频段干扰可以实现最佳干扰效果,而在全频段干扰下,信道中无频谱空洞,因此两系统的 BER 几乎相同;随着信干比的增大,干扰功率减小,此时干扰方只能将干扰功率集中以达到最佳干扰效果,因此频谱空洞检测的效果得以体现, DSAJ 系统的性能相对于 FH 系统显出优势;随着信干比的进一步增大,最坏情况干扰因子进一步减小至 $1/N$,此时未干扰频段与干扰频段内的噪声功率比逐渐趋近于 1,这表明信道中频谱空洞的数量逐渐减小,频谱空洞检测的效果逐渐降低, DSAJ 系统相对于 FH 的性能优势也逐渐减小.

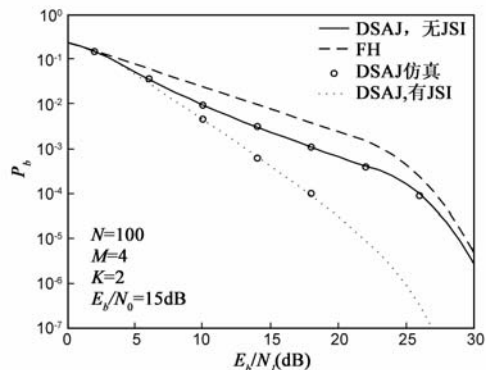


图4 无编码系统在最坏情况部分频带干扰下的BER

采用 1/4 码率的双-2 码,以及噪声归一化度量的编码 DSAJ 系统,在部分频带干扰信道下的 BER 上界曲

线如图 5 所示.由式(18)可知,当采用该译码度量时,门限值的选取关系着译码性能的好坏.为此,在计算编码系统的 BER 之前,先计算 $M = 4$ 的编码 DSAJ 系统,在不同门限值 θ 下的切尔诺夫参数,以从中确定出最佳的门限值.结果显示,当 $N = 100$, $Q \geq 50$ 且 $\theta = 3, 4$ 时,其切尔诺夫参数值极为接近甚至稍优于有精确 JSI 的 FH.因此,将编码系统的 JSI 判决门限值设置为 4.将图 5 与图 4 进行比较后可知,纠错编码可以为 DSAJ 系统的抗干扰能力带来较为显著的改善.对于无编码 DSAJ 系统,在最坏情况干扰下,当 BER 为 10^{-4} 时所需信干比约为 25dB,而若采用 dual-2 编码,则当 BER 为 10^{-4} 时所需信干比约为 14dB,性能改善可达 11dB.此外,当 Q 较小时,在中低信干比处, BER 的上界与仿真值均随信干比的增大而增大,这与图 3 中所出现的情况相同,其原因就在于当 Q 较小且信干比较低时, DSAJ 系统将未干扰频段选为频谱空洞的概率随信干比的增大而减小.

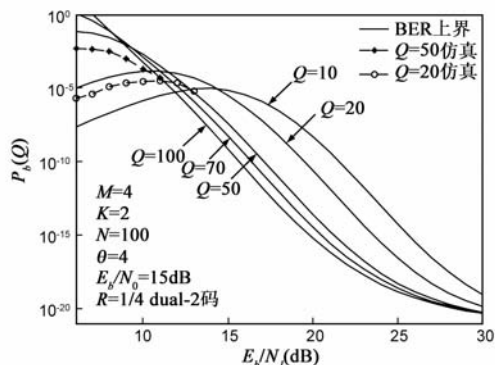


图5 编码 DSAJ 系统,在部分频带干扰信道下的 BER

7 结论

针对全新的抗干扰体制—— DSAJ 体制在抗干扰通信中的应用,通过理论分析与仿真相结合的方法,对 DSAJ 系统在部分频带干扰下的信道容量及 BER 进行了研究,定量给出了系统对抗部分频带干扰时的性能,并将其与常规 FH 系统在部分频带干扰下的性能进行了比较,结果表明,在部分频带干扰下, DSAJ 系统的信道容量及 BER 相对于 FH 系统均有明显改善, DSAJ 系统的确是一种更为优越的抗干扰通信体制,具有广阔的应用前景.

参考文献

- [1] Goldsmith A, Jafar S A, Maric I, et al. Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: an information theoretic Perspective [J]. IEEE Proceedings, 2009, 97(5): 894 - 914.
 - [2] 刘琪, 苏伟, 李承恕. 基于跳频的自适应频谱共享方案 [J]. 电子学报, 2010, 38(1): 105 - 110.
- Liu Qi, Su Wei, Li Cheng-shu. Adaptive spectrum sharing scheme based on FH communications [J]. Acta Electronica

- Sinica, 2010, 38(1): 105 – 110. (in Chinese)
- [3] Haykin S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications[J]. IEEE Journals on Selected Areas in Communications, 2005, 23(2): 201 – 220.
- [4] 马志 ■, 曹志刚. 认知无线网络用户合作机会接入方案的研究[J]. 电子学报, 2009, 37(4): 678 – 683.
- Ma Zhi-yao, Cao Zhi-gang. Secondary user cooperative opportunistic access scheme in cognitive radio networks [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(4): 678 – 683. (in Chinese)
- [5] 韩小博, 罗涛. Ad Hoc 认知无线网络中基于博弈论的公共信道建立算法[J]. 电子学报, 2010, 38(7): 1699 – 1704.
- Han Xiao-bo, Luo Tao. Common channel establishing algorithms based on game theory in ad hoc cognitive radio networks [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(7): 1699 – 1704. (in Chinese)
- [6] M K Simon, J K Omura, R A Scholtz, et al. Spread Spectrum Communications Handbook [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2002. 479 – 480, 191, 141, 530, 547, 218 – 219, 550.
- [7] J G Proakis. Digital Communications (4th ed) [M]. 北京: 电子工业出版社, 2001. 41, 308, 383, 310, 41, 304.
- [8] Stark W E. Coding for frequency-hopped spread-spectrum communication with partial-band interference – part I: capacity and cutoff rate [J]. IEEE Transactions on communications, 1985, COM-33(10): 1036 – 1044.
- [9] Cheun K, Stark W E. Performance of robust metrics with convolutional coding and diversity in FHSS systems under partial-band noise jamming [J]. IEEE Transactions on Communications, 1993, 41(1): 200 – 209.
- [10] Ahmed S, Yang L L, Hanzo L. Mellin-transform-based performance analysis of FFH M-ary MFSK using product combining for combating partial-band noise jamming [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(5): 2757 – 2765.
- [11] Chang C L, Tu T M. Performance analysis of FFH/BFSK product-combining receiver with partial-band jamming over independent Rician fading channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(6): 2629 – 2635.
- [12] Han Y, Teh K C. Error probabilities and performance comparisons of various FFH/MFSK receivers with multitone jamming [J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(5): 769 – 772.
- [13] Kwon H M, Lee P J. Combined tone and noise jamming against coded FH/MFSK ECCM radios [J]. IEEE Journals on Selected Areas in Communications, 1990, 8(5): 871 – 883.
- [14] Robertson R C, Ha T T. Error probabilities of fast frequency-hopped MFSK with noise-normalization combining in a fading channel with partial-band interference [J]. IEEE Transactions on Communications, 1992, 40(2): 404 – 412.
- [15] Robertson R C, Iwasaki H, Kragh M. Performance of a fast frequency-hopped noncoherent MFSK receiver with nonideal adaptive gain control [J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(1): 104 – 114.

作者简介



朱毅超 男, 1980 年 6 月出生, 湖北武汉人. 2002 年毕业于武汉大学通信工程系, 获学士学位. 2009 年获武汉大学通信与信息系统专业博士学位. 现为中国舰船研究院工程师, 从事抗干扰通信理论与技术的研究工作.

E-mail: zhuyc2006@gmail.com



陆建勋 男, 1929 年出生, 北京人. 中国工程院院士. 1951 年毕业于清华大学电机系. 现为中国舰船研究院研究员, 博士生导师, 从事抗干扰通信的研究工作.

E-mail: lujx@cae.cn