

认知无线电中频谱效率与能量效率的折中分析

田家强^{1,2}, 陈 勇², 张建照², 曹 龙^{1,2}

(1. 解放军理工大学 通信工程学院, 南京 210007; 2. 南京电讯技术研究所, 南京 210007)

摘 要: 在接收端较高的比特信噪比能够提高数据包检测率,但同时也消耗更多的能量,导致能量效率降低。为此,在认知无线电技术可灵活配置的基础上,研究频谱效率(SE)和能量效率(EE)的折中问题,提出综合指标频谱/能量效率(SEE)对SE和EE进行偏好分析的方案。对于不同的联合调制与编码方式,获取信号传输能量和每一帧信息比特长2个参数的闭式解,考虑不同情形的SE和EE,以更好地提高认知无线电的自适应性。仿真结果表明,该方案可实现SE和EE之间的均衡折中,比单纯优化其中任何指标达到的效果要更好。

关键词: 频谱效率;能量效率;认知无线电;频谱/能量效率;折中分析

中文引用格式: 田家强,陈 勇,张建照,等. 认知无线电中频谱效率与能量效率的折中分析[J]. 计算机工程,2017,43(7):136-140,145.

英文引用格式: Tian Jiaqiang, Chen Yong, Zhang Jianzhao, et al. Trade-off Analysis of Spectral Efficiency and Energy Efficiency in Cognitive Radio[J]. Computer Engineering, 2017, 43(7): 136-140, 145.

Trade-off Analysis of Spectral Efficiency and Energy Efficiency in Cognitive Radio

TIAN Jiaqiang^{1,2}, CHEN Yong², ZHANG Jianzhao², CAO Long^{1,2}

(1. Institute of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China;
2. Nanjing Telecommunication Technology Institute, Nanjing 210007, China)

[Abstract] Generally, with higher average energy per bit to noise power spectral density ratio at the receiver, the packet can be more successfully detected. However, this situation requires more energy, lowering Energy Efficiency (EE). Based on the configurability of Cognitive Radio (CR), this paper studies the trade-off between Spectral Efficiency (SE) and EE from the angle of contacting with practical application more closely. It proposes a general metric Spectral/Energy Efficiency (SEE) scheme to facilitate the analysis which quantifies the preference of SE or EE. Closed-form solutions for symbol transmission energy and the length of information bits per frame are obtained for various combined modulation and channel coding modes. The closed-form solutions further facilitate the adaptability of cognitive radio considering both SE and EE in various scenarios. Simulation results show that the scheme is capable to perform balanced trade-off between SE and EE, it can obtain better performance than simply optimizing any of the two metrics.

[Key words] Spectral Efficiency (SE); Energy Efficiency (EE); Cognitive Radio (CR); Spectral/Energy Efficiency (SEE); trade-off analysis

DOI: 10.3969/j.issn.1000-3428.2017.07.022

0 概述

在无线通信中,不管是对商业应用还是军事应用,都需要在有限的频谱资源条件下获得高数据速率。频谱效率(Spectral efficiency, SE)定义为单位带宽的平均数据速率,频谱效率越高,给定频谱带宽的

数据速率也越高。另一方面,为量化信息传输的功率消耗,能量效率(Energy Efficiency, EE)定义为从发射端到接收端单位能耗成功传输的信息比特数,能量效率越高,对于固定的能量资源可传输更多的信息。目前,数量持续快速增长的手机、平板和传感器等移动设备,一方面需要传输大量的数据,另一方面对尺寸、

基金项目: 国家自然科学基金(61301161);江苏省自然科学基金(BK20141070, BK20161125)。

作者简介: 田家强(1991—),男,硕士研究生,主研方向为动态频谱管理;陈 勇,研究员、硕士;张建照,工程师、博士;曹 龙,博士研究生。

收稿日期: 2017-01-13 **修回日期:** 2017-02-21 **E-mail:** 491812048@qq.com

重量和功耗等也有较高的要求以提高其在不同应用场景下的适应性。为获得较高的 SE,高效地利用频谱资源,需要成功传输更多的数据包,这就需要消耗更多的能量,从而减小了 EE,反之亦然。因此,SE 和 EE 的折中成为当前无线通信中最基本的折中^[1]。

目前,在通信系统的设计中,SE 和 EE 这 2 个指标的联合折中问题已经引起了研究人员的广泛关注^[2-6]。文献[2]分析了宽带系统中的 SE/EE 折中,文献[3]研究了移动通信系统中的 SE/EE 折中,文献[4]分析了正交频分多址(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)系统中的 SE/EE 折中,文献[5-6]研究了 MIMO 系统中的 SE,EE 以及 SE/EE 折中,文献[7]分析了有时延限制的混合自动重传请求(Automatic Repeat Request, ARQ)系统中的 SE/EE 折中。然而,已有的折中分析大部分采用香农信道容量,而没有考虑到实际应用中的信道调制、信道编码和硬件损耗等因素,也没有考虑认知无线电的可灵活配置能力。

本文从与实际应用结合更加紧密的角度研究 SE 和 EE 之间的折中问题,基于 SE 和 EE 模型,考虑信息传输比特、头比特、实际的调制和信道编码方式、硬件能耗、大规模功率损耗和小规模信号波动、帧重传等因素,提出一个综合的指标来指导系统设计,该指标能够提供均衡的 SE 和 EE 折中设计,可随时调整权重来适应不同的情形。

1 系统模型

考虑一对认知无线电收发设备,它们之间的距离为 d 。发射端的信息比特被划分到各帧,每一帧由长度为 L 的未编码信息比特和 L_0 的头比特组成。信息比特和头比特由编码速率为 r 的信道编码器来进行编码。对于一个 M 进制的调制系统,每一帧的信号数为 $L_s = (L + L_0)/(r \text{lb } M)$,选择合适的 L 使得 L_s 为一个整数。对于认知无线电发射端,每一帧的未编码信息比特长 L ,编码速率为 r 的信道编码方式和 M 进制的调制方式要能够随时调整来确保满足要求的通信服务质量(Quality of Service, QoS)。认知无线电的自适应性的影响因素包括无线信道的质量、干扰和传输信息的类型等。

接收端接收到的信号样本可表示为:

$$y_m = \sqrt{E_r} h_m x_m + z_m, m = 1, 2, \dots, L_s \quad (1)$$

其中, E_r 为接收到的每个信号的平均能量; $x_m \in \zeta$ 为每一帧中第 m 个调制信号, ζ 为调制星座集且它的星座数为 $M = |\zeta|$; y_m, h_m 和 z_m 分别表示与发射端第 m 个发射信号相对应的接收信号,发射端与接收端之间的衰减系数和单边功率频谱密度为 N_0 的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)。

1.1 频谱效率

频谱效率定义为单位带宽的平均数据速率,可表示为:

$$\eta_{SE} = \frac{R_d}{(1 + \alpha) R_s} \quad (2)$$

其中, R_d 为实际成功传输信息比特的数据速率; $(1 + \alpha) R_s$ 为信号带宽, α 为脉冲整形滤波器的滚降因子, R_s 为总的信号速率。在无线通信中,由于信道衰减、蓄意或无意干扰和噪声等因素的影响,每一帧在传输过程中都不能保证成功传输,因此在分析 SE 时必须考虑重传机制。

单个信息帧成功传输的概率为 $1 - FER$, FER 为帧错误概率,用于量化帧传输的 QoS,它的大小取决于很多系统参数,比如接收端接收到的信号的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)、每一帧的信号数 L_s 、传输调制和解调方式、信道编码和解码方式。对于一个 ARQ 协议,发射端如果收到一个表示接收端未成功接收到信息比特的反馈信号,那么发射端的帧将会重传。尽管重传是独立的,但重传的次数服从参数为 FER 的几何分布。因此,平均重传次数为:

$$\Lambda = \frac{1}{1 - FER} \quad (3)$$

单帧平均传输时间为:

$$T = \frac{\Lambda L_s}{R_s} = \frac{\Lambda(L + L_0)}{r \text{lb } MR_s} \quad (4)$$

那么,式(2)中的实际成功传输信息比特的数据速率 R_d 为:

$$R_d = \frac{L}{T} = \frac{L}{L + L_0} \times \frac{r \text{lb } MR_s}{\Lambda} \quad (5)$$

式(5)代入式(2),得到:

$$\eta_{SE} = \frac{L}{L + L_0} \times \frac{r \text{lb } M}{1 + \alpha} (1 - FER) \quad (6)$$

1.2 能量效率

能量效率(EE)定义为单位能量成功传输的信息比特数。EE 可用从发射端成功传输一个未编码信息比特到接收端的能耗来计算。

定义 E_b 为单个传输过程接收端接收到一个未编码信息比特的平均能耗。因此,接收端的平均比特信噪比 E_b/N_0 为:

$$\gamma_b \triangleq \frac{E_b}{N_0} = \frac{E_r}{r N_0 \text{lb } M} \quad (7)$$

采用一个大尺度功率路径损耗模型^[8],发射端的每个信号的能耗为:

$$E_s = E_r G_1 d^\kappa M_l \quad (8)$$

其中, κ 为路径损耗系数; G_1 为单位距离的增益因子包括路径损耗和天线增益; M_l 为链路利润补偿增益。

计算一个通信系统完整的能量效率,除了考虑信息传输的能耗外,还要考虑硬件的能耗^[9-10]。硬

件能耗与传输能耗成正比,可建模为:

$$E_c = \left(\frac{\xi_M}{\eta_A} - 1 \right) E_s + \frac{\beta}{R_s} \quad (9)$$

其中, η_A 为功率放大器的漏极效率; ξ_M 为 M 进制信号的峰均功率比; β 包含发射端和接收端的基带处理效应, 比如信号处理、调制解调、编码译码, 并且在设计好的收发机结构的一帧内, 它可被当作一个常量。对于一个 M 进制的正交振幅调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) 系统, $M \geq 4$, 有 $\xi_M \approx 3[(\sqrt{M}-1)/(\sqrt{M}+1)]^{[8]}$ 。

由式(7)~式(9)可得, 单个信息比特的传输能耗为:

$$E_0 = \frac{(E_s + E_c)L_s}{L} = \frac{L + L_0}{L} \times \frac{\gamma_b \xi_M N_0 G_d}{\eta_A} + \frac{\beta}{R_b} \quad (10)$$

其中, $G_d = G_1 d^\kappa M_l$; $R_b = \frac{R_s L}{L_s}$ 为未编码信息比特的比特速率。

因此, 成功从发射端传输一个信息比特到接收端的总能量消耗为:

$$E_t = \frac{1}{1 - FER} \left[\frac{L + L_0}{L} \times \frac{\gamma_b \xi_M N_0 G_d}{\eta_A} + \frac{\beta}{R_b} \right] \quad (11)$$

能量效率表示为总能量消耗 E_t 的倒数:

$$\eta_{EE} \triangleq \frac{1}{E_t} = \frac{1 - FER}{\frac{L + L_0}{L} \times \frac{\gamma_b \xi_M N_0 G_d}{\eta_A} + \frac{\beta}{R_b}} \quad (12)$$

1.3 SE 与 EE 的折中

对于 SE 和 EE 的 2 个效率指标, 它们之间存在一个折中。要想获得较大的 SE, 需要更有效地利用频谱, 提高发射端每一帧成功传输的概率, 因此需要更多的能量提供, 导致了较小的能量效率。从式(7)中可以看出, 接收端较大的 γ_b 意味着帧更容易被检测, 因此 FER 更小, η_{SE} 则更大; 但是, 要实现较大的 γ_b 则需要发射端更大的能耗, 这就会造成 E_t 较大, 因此 η_{EE} 较小。

本文不再采用单纯最大化 SE 或 EE, 而不考虑另外一个指标的方式, 采取 SE 和 EE 之间的综合折中来满足不同情形下对于 SE 和 EE 的不同要求, 并提出了一个新的指标 SEE (Spectrum/Energy Efficiency), 定义为^[11]:

$$\eta_{SEE} \triangleq \eta_{SE}^{1-\lambda} \eta_{EE}^\lambda = \frac{\eta_{SE}^{1-\lambda}}{E_t^\lambda} \quad (13)$$

其中, λ 为权重, 表示 SE 和 EE 的偏好, 满足 $0 \leq \lambda \leq 1$ 。可以看出, 要最大化新的指标 η_{SEE} 即要增大 η_{SE} 或减小能耗 E_t , 实现 SE 和 EE 之间的折中。另外, 在不同的情形要求下, 很容易实现只考虑 SE 或 EE 的最大化问题。当仅最大化 EE 时, 可设 λ 为 1, 反之亦然。在不同的应用场景下, λ 的大小可调。

联合式(6)和式(12), 并进行简化, η_{SEE} 可表示为:

$$\eta_{SEE} = (1 - FER) \frac{L}{L + L_0} \left(A \gamma_b + \frac{L}{L + L_0} B \right)^{-\lambda} \times C^{1-\lambda} \quad (14)$$

其中, $A = \frac{\xi_M N_0 G_d}{\eta_A}$; $B = \frac{\beta}{R_b}$; $C = \frac{r \text{lb } M}{1 + \alpha}$ 。

从式(14)可以看出, 新量化指标 η_{SEE} 取决于很多系统参数, 包括接收端比特信噪比 γ_b 、每一帧的信息比特长 L 、信息传输调制和编码方式以及权重系数 λ 。 γ_b 的大小变化对于 η_{SEE} 的大小变化有 2 种相互矛盾的影响: 一方面, FER 是关于 γ_b 的减函数, 因此 $(1 - FER)$ 就是关于 γ_b 的增函数, η_{SEE} 也就随 γ_b 的增大而增大; 另一方面, $\left(A \gamma_b + \frac{L}{L + L_0} B \right)^{-\lambda}$ 却随 γ_b 的增大而递减, 从而增大 γ_b 会减小 η_{SEE} , 两者相互矛盾。同样的关系也存在于 η_{SEE} 和 L 之间。因此, 需要选择合适的 γ_b 和 L 来最大化 η_{SEE} , 实现可变的 SE 和 EE 的折中优化。

2 最优化系统设计

本节分析在给定 L_0 和 R_b , 选定调制和编码方式的情况下对 η_{SEE} 的最优化系统设计^[12]。

从式(14)中可看出, η_{SEE} 的分析与 FER 的表达式有关, 而它与多个系统参数有关。 FER 的计算方法适用于块衰落信道中大部分的调制和编码方式, 它可表示为:

$$FER \approx 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_\omega}{\gamma_b}\right) \quad (15)$$

其中, γ_b 为接收端的平均比特信噪比 E_b/N_0 ; γ_ω 为一个阈值, 表达式为:

$$\gamma_\omega \approx k_M \text{lb}(L + L_0) + b_M \quad (16)$$

其中, k_M 和 b_M 由传输调制方式和信道编码方式决定。文献[13]研究表明, 式(15)和式(16)对于大部分的调制和信道编码方式提供了非常精确的近似。调制方式包括多进制正交振幅调制 MQAM, 信道编码方式包括编码速率、生成多项式和约束长度不同的卷积码、涡轮码和低密度奇偶校验码 (Low-Density Parity-Check, LDPC)。例如, 选定一个正交相移编码 (Quadrature Phase-shift Keying, QPSK) 调制方式, 卷积码编码速率为 $r = 1/2$, 生成多项式为 $[171, 133]_8$, 约束长度为 7, 就有 $k_M = 0.209$, $b_M = 0.207$ 。 k_M 和 b_M 在不同调制和信道编码方式下的不同取值的完整表格可参考文献[13]。

2.1 最优化 γ_b

本节研究最大化 η_{SEE} 实现 SE 与 EE 之间的平衡折中时的最优 γ_b 。

定理 1 对于块衰落信道中的一个通信系统, 最大化 η_{SEE} 实现 SE 与 EE 之间的平衡折中时的最优

γ_b 可表示为:

$$\gamma_b = \frac{1}{2\lambda} \left(\gamma_\omega + \sqrt{\gamma_\omega^2 + 4\lambda \gamma_\omega \frac{B}{A} \times \frac{L}{L+L_0}} \right) \quad (17)$$

其中, $A = \frac{\xi_M N_0 G_d}{\eta_A}$; $B = \frac{\beta}{R_b}$ 。

证明:将式(15)代入式(14),经计算可得:

$$\eta_{\text{SEE}} = \exp \left(-\frac{\gamma_\omega}{\gamma_b} \right) \frac{L}{L+L_0} \left(A\gamma_b + \frac{L}{L+L_0} B \right)^{-\lambda} \times C^{1-\lambda} \quad (18)$$

令 $\partial \eta_{\text{SEE}} / \partial \gamma_b = 0$, 因为 $\exp(\gamma_\omega / \gamma_b) > 0$, $(L+L_0) / L > 0$, $C^{\lambda-1} > 0$, $(A\gamma_b + BL / (L+L_0))^{\lambda-1} > 0$, 所以有:

$$\lambda A - \frac{\gamma_\omega}{\gamma_b^2} \left(A\gamma_b + \frac{L}{L+L_0} B \right) = 0 \quad (19)$$

经化简,可得:

$$A\gamma_b^2 - \gamma_\omega \gamma_b - \gamma_\omega \frac{L}{L+L_0} \frac{B}{A} = 0 \quad (20)$$

这是一个有2个解的一元二次方程。由于 $\gamma_b > 0$, 因此舍弃一个负解,只存在式(17)表示的唯一解。注意到此唯一解可能使得 η_{SEE} 全局最大或最小。然而,由于 $\lim_{\gamma_b \rightarrow 0} \eta_{\text{SEE}} = 0$, 所以, η_{SEE} 取得最大。

获得的 γ_b 是接收端的平均比特信噪比 E_b / N_0 , 发射端需要的传输信号能量可通过式(7)和式(8)得到:

$$E_s = \gamma_b \times r N_0 \text{lb} M \times G_d \quad (21)$$

其中, γ_b 为式(17)计算得到的最优值。

2.2 最优值 L

本节研究最大化 η_{SEE} 实现 SE 与 EE 之间的平衡折中时的最优信息比特长 L 。

将式(15)、式(16)代入式(14),经化简,可得:

$$\eta_{\text{SEE}} = \exp \left(-\frac{b_M}{\gamma_b} \right) \frac{L}{(L+L_0)^{\frac{k_M}{\gamma_b} + 1}} \times \left(A\gamma_b + \frac{L}{L+L_0} B \right)^{-\lambda} \times C^{1-\lambda} \quad (22)$$

定理 2 对于块衰落信道中的一个通信系统,最大化 η_{SEE} 实现 SE 与 EE 之间的平衡折中时的最优 L 可表示为:

$$L = \frac{A\gamma_b + B - k_M A - \lambda B}{2k_M (A\gamma_b + B)} \gamma_b L_0 + \frac{\sqrt{(k_M A + \lambda B)^2 + (A\gamma_b + B)^2 + 2(A\gamma_b + B)(k_M A - \lambda B)}}{2k_M (A\gamma_b + B)} \gamma_b L_0 \quad (23)$$

证明:由于 η_{SEE} 关于 L 的表达式比较复杂,因此很难直接获得使 η_{SEE} 最大时的最优 L 。

令 $\Psi = \text{lb} \eta_{\text{SEE}}$, 可得:

$$\begin{aligned} \Psi = & \text{lb} L - \left(\frac{k_M}{\gamma_b} + 1 \right) \text{lb} (L + L_0) \\ & - \lambda \text{lb} \left(A\gamma_b + \frac{L}{L+L_0} B \right) \\ & - (\lambda - 1) \text{lb} C - \frac{b_M}{\gamma_b} \end{aligned}$$

因为 $x > 0$ 时, $y = \text{lb} x$ 是单调递增函数,所以 Ψ 最大时的最优 L 也会使得 η_{SEE} 最大。

令 $\partial \Psi / \partial L = 0$, 经计算可得:

$$(L+L_0) \left(\frac{k_M}{\gamma_b} - \frac{L_0}{L} \right) + \frac{\lambda B L_0}{A\gamma_b + \frac{L}{L+L_0} B} = 0 \quad (24)$$

化简得:

$$\begin{aligned} & k_M (A\gamma_b + B) L^2 \\ & + \gamma_b L_0 (k_M A + \lambda B - A\gamma_b - B) L \\ & - A L_0^2 \gamma_b^2 = 0 \end{aligned} \quad (25)$$

式(25)是一个有2个解的一元二次方程。由于 $L > 0$, 因此只存在式(23)表示的唯一解。注意到此唯一解 L 可能使得 η_{SEE} 全局最大或最小。然而,因为 $\lim_{L \rightarrow 0} \eta_{\text{SEE}} = 0$, 所以 η_{SEE} 解最大。

3 仿真结果与分析

本节仿真分析验证闭式解对 SE 和 EE 的折中效果,系统参数如表1所示。信道编码为速率 $r = 1/2$ 的卷积码,生成多项式为 $[171, 133]_8$, 约束长度为7, 这些参数在空间通信中比较常用^[14]。为方便结果的分析 and 阐述,用每个信息比特的能耗 E_t 来表示能量效率 η_{EE} , 它满足 $\eta_{\text{EE}} = 1/E_t$ 。因此, η_{EE} 较大时, E_t 较小。

表1 仿真系统参数

参数	取值
头比特 L_0/bit	48
比特速率 $R_b/(\text{kb} \cdot \text{s}^{-1})$	300
功率放大器漏极效率 η_A	0.35
脉冲整形滤波器滚降系数 α	0.22
基带处理功率 β/mW	310.014
AWGN 单边功率频谱密度 $N_0/(\text{dBm} \cdot \text{Hz}^{-1})$	-174
单位距离的传输增益因子 G_1/dB	30
大规模路径损耗指数 κ	3.5
链路利润补偿增益 M_l/dB	40

首先通过比较仿真结果和分析结果验证式(17)中的 γ_b 和式(23)中的信息比特长 L 的闭式解,图1给出了指标 η_{SEE} , γ_b , L 的三维关系,其中发射端与接收端的距离 $d = 100 \text{ m}$ 。根据式(22)获得的 η_{SEE} 的仿真结果如图中所示,当 L 一定时, η_{SEE} 随 γ_b 的增大先增大后减小,当 γ_b 一定时, η_{SEE} 随 L 的增大先增大后减小,两者均存在一个最优值,验证了分析结果与

仿真结果的一致性。

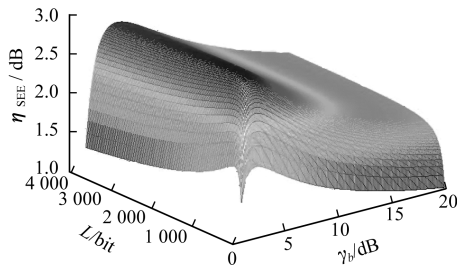


图 1 η_{SE}, γ_b, L 的三维关系示意图

图 2、图 3 分别给出了在不同的权重 λ 条件下, 每个信息比特能耗 E_t 和频谱效率 η_{SE} 与不同的帧长度 $L + L_0$ 的关系曲线, 分析了权重 λ 对 SE 和 EE 的影响。选定 QPSK 调制方式和上文中提到的信道编码方式, 发射端与接收端的距离 $d = 100$ m。当 λ 设置为 1 时, 最大化 η_{SE} 等同于最小化能耗 E_t , 图 2 实验结果实现了 E_t 的最小化, 然而, 相应地 η_{SE} 也最小, 如图 3 所示。随着 λ 的减小, 特别是设置为一个很小的值, 例如设 $\lambda = 0.1$, 最大化 η_{SE} 等同于最大化频谱效率。图 3 表明 $\lambda = 0.1$ 时的 η_{SE} 最大, 相应地, 能量消耗 E_t 也最大。

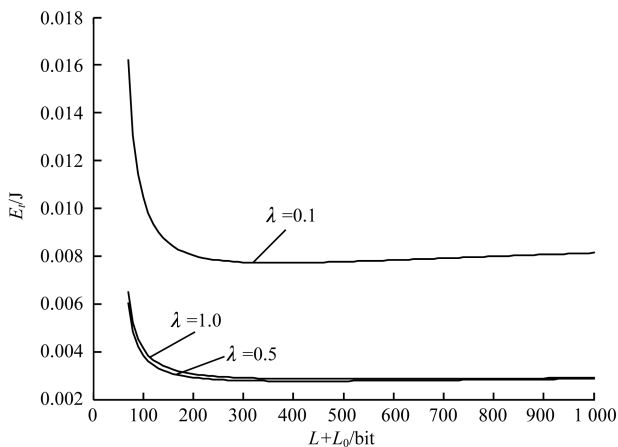


图 2 传输能耗在不同的 λ 条件下随帧长 $L + L_0$ 的变化曲线

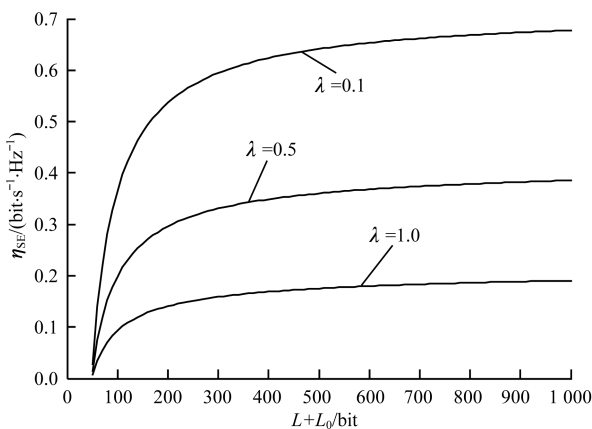


图 3 频谱效率在不同的 λ 条件下随帧长 $L + L_0$ 的变化曲线

本文最大化 η_{SE} 方案的另一个优势是实现了 SE 与 EE 之间的均衡折中。当设置 $\lambda = 0.5$ 时, SE 和 EE 偏好相同。将 $\lambda = 0.5$ 与 $\lambda = 0.1$ 的结果相比, 实现了较大的能量节约而只损失了少部分的频谱效率。例如, 当 $L + L_0 = 600$ bit 时, 图 2 中 E_t 从 0.008 J 减小到 0.002 8 J, 能耗减少了 65 %, 而图 3 中 η_{SE} 从 0.65 ($\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$) 减小到 0.34 ($\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$), 频谱效率只减少了 48 %; 将 $\lambda = 0.5$ 与 $\lambda = 1$ 的结果相比, 获得了较大的 SE 而只增大了较小的能耗。当 $L + L_0 = 600$ bit 时, 图 2 中能耗变化很小, 而图 3 中 η_{SE} 从 0.1 ($\text{bit} \cdot \text{s} \cdot \text{Hz}^{-1}$) 增加到 0.34 ($\text{bit} \cdot \text{s} \cdot \text{Hz}^{-1}$), 频谱效率增加了 89 %。因此, 仿真结果验证了 SE 和 EE 之间的折中, 比单纯优化其中任何一个指标达到的效果更好^[15-16]。

4 结束语

本文研究认知无线电中频谱效率和能量效率之间的均衡折中优化, 提出一个新的综合指标 η_{SE} , 引入 SE 和 EE 之间的不同偏好权重来促进优化的实现, 提供接收端比特信噪比 γ_b 和信息比特长 L 的最优闭式解。仿真结果验证了该方案可实现 SE 和 EE 之间的均衡折中。当给定 SE 和 EE 相同的偏好时, 该方案与单纯最大化 SE 的方案相比, 可实现能耗减少 65 %, 而频谱效率只减少 48 %, 同样地, 与单纯最大化 EE (即最小化能耗 E_t) 相比, 可实现频谱效率增加 89 % 而能耗基本不变。

参考文献

- [1] Cioffi J. Digital Communications [M]. Stanford, USA: Stanford University Press, 2001.
- [2] Verdu S. Spectral Efficiency in the Wideband Regime [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2002, 48 (1): 1319-1343.
- [3] 李翔明. 移动通信系统中频谱效率和能量效率的折中优化[D]. 成都: 电子科技大学, 2014.
- [4] Xiong C, Li G Y, Zhang S, et al. Energy and Spectral Efficiency Tradeoff in Downlink OFDMA Networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10 (11): 3874-3886.
- [5] 邓鹏飞, 王丹, 贾向东. 全双工大规模 MIMO AF 中继系统频谱与能量效率研究 [J]. 计算机工程, 2016, 42 (5): 139-145.
- [6] 黄逸. 多用户 MIMO 系统能量效率-频谱效率折中关系研究 [D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2015.
- [7] Wang G, Wu J, Zheng Y R. Optimum Energy and Spectral-efficient Transmissions for Delay-constrained Hybrid ARQ Systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65 (7): 5212-5221.

(下转第 145 页)

参考文献

- [1] Rusek F, Persson D, Lau B K, et al. Scaling up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2012, 30(1): 40-46.
- [2] 余 强, 毕大平, 陈 璐. 对 ELINT 系统信道化接收机的干扰技术研究[J]. 现代雷达, 2016, 38(2): 78-83.
- [3] Marzetta T L. Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(11): 3590-3600.
- [4] Appaiah K, Ashikhmin A, Marzetta T L. Pilot Contamination Reduction in Multi-user TDD Systems[C]//Proceedings of 2010 IEEE International Conference on Communications. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2010: 1-5.
- [5] Jose J, Ashikhmin A, Marzetta T L, et al. Pilot Contamination and Precoding in Multi-cell TDD Systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(8): 2640-2651.
- [6] 王海荣, 王玉辉, 黄永明, 等. 大规模 MIMO 多小区 TDD 系统中的导频污染减轻方法[J]. 信号处理, 2013, 29(2): 171-180.
- [7] Muller R R, Cottatellucci L, Vehkaperä M. Blind Pilot Decontamination[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 773-786.
- [8] 付晓慧. 导频污染下 Massive MIMO 系统的信道估计与导频调度研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2015.
- [9] Xu Peng, Wang Jinkuan, Wang Jiangzhou. Effect of Pilot Contamination on Channel Estimation in Massive MIMO Systems[C]//Proceedings of International Conference on Wireless Communications & Signal Processing. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2013: 1-6.
- [10] Dai Linglong, Wang Zhaocheng, Yang Zhixing. Spectrally Efficient Time-frequency Training OFDM for Mobile Large-scale MIMO Systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(2): 251-263.
- [11] 袁 泉, 张 骋, 陈建军, 等. 基于小波变换的图像压缩感知[J]. 计算机工程, 2012, 38(20): 209-211.
- [12] Chen Hongyang, Wang Gang, Wang Zizhuo, et al. Non Line of Sight Node Localization Based on Semi-definite Programming in Wireless Sensor Networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(1): 108-116.
- [13] Edward P, Liang Yingchang. Optimization for Cooperative Sensing in Cognitive Radio Networks[C]//Proceedings of Wireless Communications and Networking Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2007: 27-32.
- [14] Yang Haifeng, Zhen Jianmin. Wavelet Transform Based Distributed Compressed Sensing in Wireless Sensor Networks [J]. China Communications, 2012, 9(2): 1-12.
- [15] Unnikrishnan J, Veeravalliv V. Cooperative Sensing for Primary Detection in Cognitive Radio[J]. IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing, 2008, 2(1): 18-27.

编辑 陆燕菲

(上接第 140 页)

- [8] Wu J, Wang G, Zheng Y R. Energy Efficiency and Spectral Efficiency Tradeoff in Type-I ARQ Systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(2): 356-366.
- [9] Cui S G, Goldsmith A J, Bahai A. Energy-constrained Modulation Optimization [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(6): 2349-2360.
- [10] Xu K, Howitt I. Realistic Energy Model-based Energy Balanced Optimization for Low Rate WPAN Network [C]//Proceedings of IEEE Southeastcon '09. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2009: 261-266.
- [11] Amin O, Bedeer E, Ahmed M H, et al. Energy Efficiency-spectral Efficiency Trade-off: A Multi-objective Optimization Approach[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(4): 125-136.
- [12] Wang G, Pham K, Blasch E, et al. Optimum Design for Robustness of Frequency Hopping System [C]//Proceedings of IEEE Military Communication Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 326-337.
- [13] Wang G, Wu J, Zheng Y R. An Accurate Frame Error Rate Approximation of Coded Diversity Systems with Non-identical Diversity Branches [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Communications. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 159-168.
- [14] Wei S. Simulation Study of Unmanned Aerial Vehicle Communication Networks Addressing Bandwidth Disruptions [C]//Proceedings of IEEE SPIE '14. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 254-265.
- [15] Wang G, Chen G, Shen D, et al. Performance Evaluation of Avionic Communication System with Jamming Interference[C]//Proceedings of the 33rd IEEE Digital Avionics Systems Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 596-609.
- [16] He C L, Sheng B, Zhu P C, et al. Energy and Spectral-efficiency Trade off for Distributed Antenna Systems with Proportional Fairness[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(5): 223-236.

编辑 索书志