

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2016.07.014

引用格式:刘跃宣,马志强,曾辉,等.一种高效的混合 M 元扩频通信方案[J].电讯技术,2016,56(7):794-798. [LIU Yuexuan, MA Zhiqiang, ZENG Hui, et al. An efficient hybrid M-ary spread spectrum communication scheme[J]. Telecommunication Engineering, 2016, 56(7):794-798.]

一种高效的混合 M 元扩频通信方案*

刘跃宣**,马志强,曾 辉,余大波

(通信训练基地,河北 宣化 075100)

摘 要:为进一步提高扩频通信系统的频带利用率和抗截获性能,将正交扩频技术与码相位循环移位调制技术相结合,提出了一种新的高效多进制扩频通信方案。在正交信道的每条支路上,首先采用 M 元双正交扩频调制,再以每一个扩频码为原型码进行码相位循环移位调制,选用专用的伪噪声码进行同步,在接收端用基于变换域处理的循环相关器进行解扩。计算机仿真表明,该方案易于实现同步,同时有较高的频带利用率和更强的抗截获性能。该方案在卫星隐蔽通信、数据链通信等领域有较大的应用价值。

关键词:直接序列扩频通信;M 元扩频;双正交扩频;码相位循环移位调制;循环相关

中图分类号:TN914.4 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2016)07-0794-05

An Efficient Hybrid M-ary Spread Spectrum Communication Scheme

LIU Yuexuan, MA Zhiqiang, ZENG Hui, YU Dabo

(Communications Training Base, Xuanhua 075100, China)

Abstract: In order to further improve the bandwidth efficiency and anti-intercept capability of spread spectrum(SS) communication system, a new efficient M-ary SS communication scheme is proposed, which combines orthogonal SS and code phase shifting keying(CPSK) technique. In each branch of orthogonal channels, double M-ary biorthogonal SS modulation is adopted at first. Then every SS code is treated as a original code to adopt CPSK modulation, and the unattached pseudo noise(PN) code is chosen to achieve system synchronization. At the receiver, a circular correlator based on transform domain processing is employed to despread the received signals. The simulations show that, the proposed scheme is easy to achieve synchronization, and is effective in improving the bandwidth efficiency and anti-intercept capability. The proposed scheme has great application value in the field of satellite covert communications and data link communications.

Key words: direct sequence spread spectrum communication; M-ary spread spectrum; dual orthogonal spread spectrum; code phase shifting keying; circular correlation

1 引 言

直接序列扩频通信因具有较强的抗干扰、抗截获、抗多径性能而应用广泛,但频带利用率较低。M 元扩频(或称为多进制扩频)通信与传统的直扩系统相比,在相同的带宽条件下可以获得更高的信息传输速率或扩频处理增益,大大提高了频带利用率,

且其频谱更接近于白噪声,从而具有更强的抗截获性和信息保密性,得到了日益广泛的应用。

选用 M 个相互正交(或近似正交)的伪噪声(Pseudo Noise, PN)码构成扩频码集,利用一个扩频码传输 $\lg M$ 比特信息($\lg$ 表示以 2 为底的对数),称为正交扩频^[1]。在其基础上进行 BPSK 调制,称为

* 收稿日期:2015-12-16;修回日期:2016-03-17 Received date:2015-12-16;Revised date:2016-03-17

** 通信作者:yuexuanliu@163.com Corresponding author:yuexuanliu@163.com

双正交扩频^[2],这样可以多传输 1 比特信息,或节省一半的扩频码数量。这种多进制扩频方式所需扩频码的条数与每符号所包含的比特数成指数关系,随着所需扩频码条数的增加,选码的难度相应增加,同时扩频码的捕获和跟踪也变得困难。

利用一条原型 PN 码的循环移位码构成扩频码集,扩频码相位携带信息,可以实现与正交扩频同样的效果,且大大减少了对扩频码的需求,称为码相位循环移位调制(Code Phase Shifting Keying, CPSK)扩频,或者循环码移键控(Cyclic Code Shift Keying, CCSK)扩频^[3-6],但它需要额外提供扩频码同步信息。CPSK 扩频系统的扩频码同步主要有同步信道法和帧头法^[6]。

本文将正交扩频技术与 CPSK 扩频技术相结合,提出了一种新的高效的 M 元扩频通信方案,我们称之为混合 M 元扩频。与传统的正交扩频和 CPSK 扩频相比,该方案进一步提高了信息传输速率和频带利用率,且具有优良的同步性能。

2 混合 M 元扩频通信方案

2.1 发射端设计

在发射端,将信源产生的二进制数据流进行串并转换,分成 I、Q 支路。在每条支路,设计每个 PN 码传输 $k=m+n$ 比特信息数据,故在每条支路将每 k 比特信息数据分为一组。

第一步,对每组数据的前 m 比特信息数据进行 $U=2^m$ 进制双正交扩频:选取 $U/2$ 个相互正交或近似正交的 PN 码(例如可以选择 $U/2$ 个同一码族中的 Gold 码、Bent 码、OG 码、OB 码等) $PN_1, PN_2, \dots, PN_{U/2}$ 构成扩频码集 $\{C_{(u,0)} \mid u=1, 2, \dots, U\}$,其中扩频码 $C_{(1,0)} = PN_1, C_{(2,0)} = PN_2, \dots, C_{(U/2,0)} = PN_{U/2}, C_{(U/2+1,0)} = -PN_1, C_{(U/2+2,0)} = -PN_2, \dots, C_{(U,0)} = -PN_{U/2}$,其中第二个下标“0”表示扩频码循环移位值为零。根据 m 比特信息数据从该码集中选择一个扩频码 $C_{(u,0)}$ 与之对应。

第二步,对每组数据的后 n 比特信息数据进行 $V=2^n$ 进制的 CPSK 调制:以上述选定的扩频码 $C_{(u,0)}$ 作为原型码进行循环移位,共产生包括原型码在内的 V 个循环移位码构成 CPSK 扩频码集 $\{C_{(u,v)} \mid v=1, 2, \dots, V\}$,根据后 n 比特信息数据从该码集中选择一个扩频码 $C_{(u,v)}$ 与之对应。这样,信道上传输的每一个扩频码携带 $k=m+n$ 比特信息。我们把携带信息的 PN 码称为信息码。

第三步,组帧并加入同步码:选择与第一步扩频码集中的伪噪声码在同一码族但与其均不同的码 PN_{syn} 作为同步码。在 I、Q 支路中,同步码 PN_{syn} 在每帧中的位置要相同,保证在两个支路同时传递以便提取同步信息。

最后,信号以正交调制的方式发射出去。可见,本系统需要 $U/2+1$ 条 PN 码。发射端系统原理框图如图 1 所示。

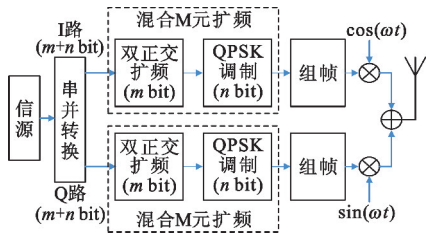


图 1 发射端系统原理框图
Fig.1 Functional block diagram of transmitter

2.2 接收端设计

接收端系统原理框图如图 2 所示。首先进行正交下变频,把接收到的射频信号变换为 I、Q 两个支路的基带信号。PN 码同步模块用非相干解扩实现码同步,并进行载波相偏估计(本文未考虑载波频偏),载波相偏信息反馈到压控振荡器(Voltage Controlled Oscillator, VCO)实现载波同步。系统同步后,在每个支路用基于变换域处理的循环相关器^[3-4]进行混合 M 元扩频的解扩,并进行判决(算法详见本文第 4 部分),最后进行并串转换,得到原始的二进制数据流。

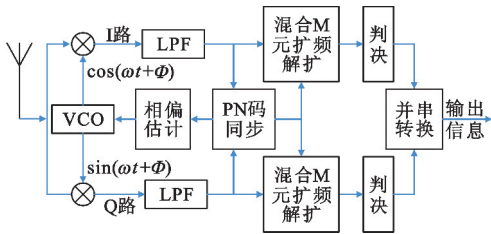


图 2 接收端系统原理框图
Fig.2 Functional block diagram of receiver

3 同步算法和性能

在扩频系统中,同步包括载波同步和扩频码同步,其中载波同步包括载波频率同步和相位同步^[7]。由于对载波频偏的估计和纠正的算法较多^[8-9],本文对载波频偏的影响不再分析,认为无载波频偏。

同步是通信系统可靠工作的前提,同步系统的性能对整个系统的性能有非常重要的影响,所以,选用一个独立于信息码的 PN 码用来实现高性能的同步是值得的。由于同步码独立于信息码,所以与同步码自相关峰值相比,同步码与所有信息码的互相关值都很小(互相关性能由选择的 PN 码族的性能而定,理想情况下为零)。

3.1 同步原理

在接收端采用非相关解扩实现 PN 码同步,系统原理框图如图 3 所示。当本地同步码与发送的同步码同相时,同步系统输出峰值,其他时刻同步系统输出值均远远小于峰值,所以同步系统峰值出现时刻即为系统同步时刻。

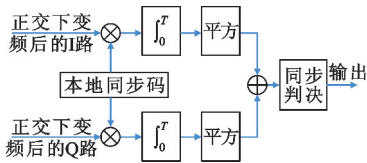


图 3 同步系统原理框图

Fig. 3 Block diagram of synchronization system

为便于分析,暂时忽略信道噪声的影响。设帧长为 N 个 PN 码长度,即每传 $(N-1)$ 条信息码就插入一个同步码。PN 码的周期为 T ,则帧周期为 NT 。发送端信号为

$$s(t)=PN_I(t)\cos(2\pi ft)+PN_Q(t)\sin(2\pi ft)。(1)$$

式中: f 为载波频率; $PN_I(t)$ 、 $PN_Q(t)$ 表示发送端 I 路和 Q 路的扩频码。当发送数据信息时, $PN_I(t)$ 和 $PN_Q(t)$ 为扩频码集 $\{C_{(u,v)}|v=1,2,\cdots,V\}$ 中的信息码;当发送同步信息时,两支路同时发送同步码 $PN_{syn}(t)$,此时 $PN_I(t)=PN_Q(t)=PN_{syn}(t)$ 。

在接收端,信号经正交下变频和低通滤波后,I、Q 支路的信号为

$$\begin{cases} r_I(t)=PN_I(t)\cos(\varphi)-PN_Q(t)\sin(\varphi) \\ r_Q(t)=PN_I(t)\sin(\varphi)+PN_Q(t)\cos(\varphi) \end{cases}。(2)$$

式中: φ 为收发端存在的载波相偏。

将本地同步码 $PN_{syn}(t)$ 分别与 I、Q 支路信号进行相关运算。设 $t=t_0$ 时,发送端传送同步信息且本地同步码与发送同步码同相,有

$$r_{SI}(t_0)=\int_{t_0-T}^{t_0}PN_{Syn}(t)r_I(t)dt=T[\cos(\varphi)-\sin(\varphi)],(3)$$

$$r_{SQ}(t_0)=\int_{t_0-T}^{t_0}PN_{Syn}(t)r_Q(t)dt=T[\sin(\varphi)+\cos(\varphi)]。(4)$$

取两支路信号的平方和得到最大相关峰值:

$$E_{max}=r_{SI}(t_0)^2+r_{SQ}(t_0)^2=2T^2。(5)$$

若同步系统在 t_0 时刻输出峰值,表示该时刻位于帧头的同步码与本地同步码相匹配,则 $t=t_0+kT$, ($k=0,\pm1\cdots$) 即为同步时刻,以后第 k 帧的起始时刻为 $t_k=t_0+kNT$ 。至此,同步捕获完成,在此基础上进入同步跟踪阶段。

实现同步后,利用同步信息进一步分析载波相偏。将同步时刻 I、Q 支路相关峰输出 $r_{SI}(t_0)$ 和 $r_{SQ}(t_0)$ 写成复数形式:

$$R_S(t_0)=r_{SI}(t_0)+jr_{SQ}(t_0)=T(1+j)e^{j\varphi}=\sqrt{2}Te^{j(\varphi+\pi/4)}=\sqrt{2}Te^{j\varphi'}。(6)$$

式中: $\varphi'=\varphi+\pi/4$ 可以用同步相关峰复数值的实部和虚部运算得到 φ' 值,进一步得到 φ 值^[6]。正交下变频模块可以根据得到的 φ 值进行载波相偏的纠正。

3.2 同步性能仿真

由上述分析可知,本同步模块只有在同步时刻输出峰值,非同步时刻同步系统输出值远远小于峰值。而用文献[6]的方法,非同步时刻同步系统输出值的最大值为同步时刻峰值的一半,如图 4 所示。

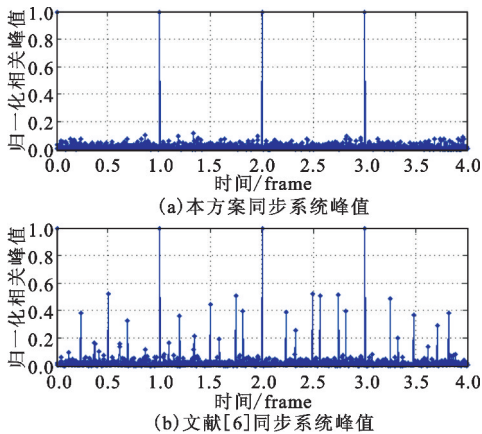


图 4 同步系统归一化相关峰值图

Fig. 4 Unitary correlated peak value of synchronous system

为了衡量同步相关峰值的明显性,我们定义参数峰值差(Peak Power Difference,PPD)为

$$PPD=10\lg(E_{max}/E_2)。(7)$$

式中: E_{max} 表示一个帧周期内同步系统输出峰值; E_2 表示一个帧周期内同步系统输出值中除了 E_{max} 外的峰值; $\lg$ 表示以 10 为底的对数。

本方案和文献[6]的平均 PPD 参数如图 5 所示,仿真环境为 MATLAB,PN 码用 Gold 序列,码长度为 63,每个信息码传输 4 b 信息,帧长为 4 个 PN 码长度,PPD 数值取 1 000 个帧周期计算结果的平均值。

可见,本文的同步方案的性能要明显优于文献[6]。

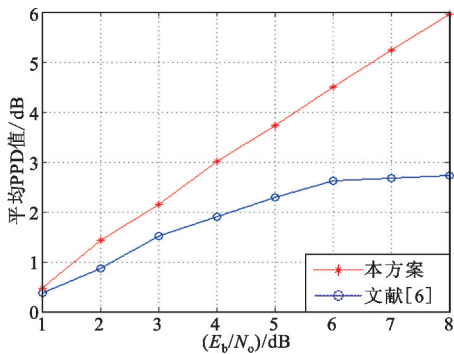


图 5 同步系统输出平均 PPD 参数随信噪比的变化
Fig.5 Average PPD performance of synchronous system

4 解扩算法和性能

4.1 解扩算法

在接收端,系统同步后,每个支路设置 $U/2$ 个基于变换域处理的循环相关器^[3-4]。在一个 PN 码周期内,第 i 个相关器计算 PN_i 与接收信号的循环相关,输出为 V 值序列 $\{R_{(i,j)}|j=1,2,\cdots,V\}$,序列元素的序号 j 对应 CPSK 调制的循环移位值 v ,所有 $U/2$ 个循环相关器的输出构成一个 $U/2\times V$ 的相关矩阵 $\mathbf{R}=[R_{(i,j)}|i=1,2,\cdots,U/2;j=1,2,\cdots,V]$ 。对相关矩阵元素的绝对值进行择大判决,最值的正负号和最值的行序号 i 可确定对应的前 m 比特二进制数据,最值的列序号 j 可确定对应的后 n 比特二进制数据。解扩系统原理框图如图 6 所示。

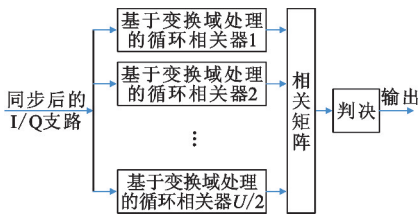


图 6 混合 M 元扩频解扩原理框图

Fig.6 The functional block diagram of de-spread

4.2 解扩性能分析

下面分析其误码率性能。无论是正交扩频还是 CPSK 扩频,其本质都是多元正交信号传输系统。本文所述的混合 M 元扩频,本质上是一个 M 元双正交信号传输系统。在加性高斯白噪声 (Additional White Gauss Noise, AWGN) 信道环境下,混合 M 元扩频通信系统每个支路的符号错误概率为^[10]

$$P_M = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\sqrt{2E_s/N_0}}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-(v+\sqrt{2E_s/N_0})}^{v+\sqrt{2E_s/N_0}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right)^{\frac{M}{2}-1} e^{-\frac{v^2}{2}} dv。$$

(8)

式中: E_s 为符号能量; N_0 为加性高斯白噪声双边功率谱密度。比特错误概率为

$$P_b = \frac{2^{k-1}}{2^k-1} P_{M0}。$$

(9)

式中: $k=\text{lb}M$ (其中 lb 表示以 2 为底的对数)。因为 I、Q 支路数据信息是平均分配的,故系统总的比特错误概率也为 P_b 。

4.3 解扩性能仿真

利用 MATLAB 软件建立混合 M 元扩频通信系统模型,用 Monte-Carlo 方法进行系统性能仿真。PN 采用 Gold 序列,序列长度为 63。混合 M 元扩频采用 $k=m+n$ 体制,即每个信息码传递 k 比特信息,其中正交扩频传递 m 比特,CPSK 传递 n 比特。分别仿真了 $k=3=3+0$ 、 $k=4=3+1$ 、 $k=5=3+2$ 、 $k=6=3+3$ 等几种情况下系统误比特率,如图 7 所示。

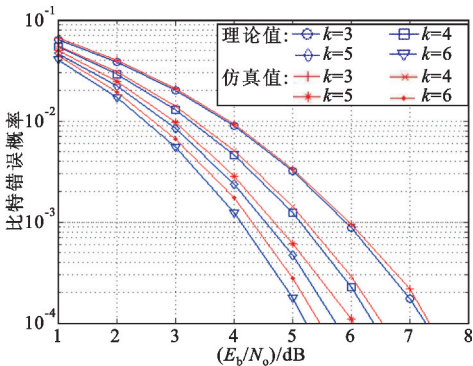


图 7 本方案误比特率理论值与仿真值
Fig.7 Theoretical value and simulated value of BER

仿真结果表明本方案误比特性能理论值与仿真值基本一致,验证了系统的正确性。但随着 k 的增大,系统性能有少量损失,主要是由于 PN 码的相关性能不理想造成的。新系统的误比特性能与传统的双正交 M 元扩频一致。

4.4 混合 M 元扩频的优势

由以上分析可知,本方案中一个信息码可以传输 $k=m+n$ 比特信息。而在扩频增益、信号占用带宽相同的情况下,文献[2]中双正交扩频方案的一个信息码只能传输 m 比特,文献[6]中 CPSK 扩频方案只能传输 n 比特。因此,在同等条件下,本方案传输速率是文献[2]中双正交扩频方案的 k/m 倍,是文献[6]中 CPSK 扩频方案的 k/n 倍,提高了传输速率和频带利用率。

由于信道上传输的 PN 码既包括不同的扩频码,又包括扩频码的移位码,因此信道传输的 PN 码更具随机性,信号频谱更接近高斯白噪声。同时,由于利用单独的同步码进行同步,同步性能比文献[6]有了显著提高。

5 结束语

结合正交扩频与码相位循环移位调制两种技术,本文提出了一种新的高效的多进制扩频通信方案,称为混合 M 元扩频,与传统的正交扩频或 CPFSK 扩频相比,具有频带利用率高、抗截获性和信息保密性强、同步性能好等优点。但是,由于复杂度增加,导致系统实现需要硬件开销较大。该方案在诸如卫星隐蔽通信、数据链通信等领域有比较大的应用价值与现实意义。进一步深入研究本课题的重点主要在两个方面:一是研究构造性能优良的 PN 码,因构造和选择具有良好自相关与互相关性能、数量丰富的 PN 码是该系统的基础,对系统性能有非常大的影响;二是研究和设计优良高效的硬件实现算法,最大程度降低硬件开销。

参考文献:

- [1] CHIANG C T. Performance analysis of M-ary DS-CDMA systems with imperfect power control communications[J]. IEE Proceedings, 2004, 151(6): 574-580.
- [2] 曾志斌,庄奕琪,向新,等. 基于正交信道的双 M-ary 扩频通信方案[J]. 系统仿真学报, 2011, 23(5): 984-986.
ZENG Zhibin, ZHAUNG Yiqi, XIANG Xin, et al. Scheme of double M-ary spread-spectrum communication based on orthogonal channels[J]. Journal of System Simulation, 2011, 23(5): 984-986. (in Chinese)
- [3] 姚俊,褚振勇,易克初. 一种基于循环码的双多进制正交扩频系统的性能分析[J]. 电讯技术, 2006, 46(5): 84-88.
YAO Jun, CHU Zhenyong, YI Kechu. Performance analysis of a dual M-ary orthogonal spread spectrum system based on orthogonal cyclic codes[J]. Telecommunication Engineering, 2006, 46(5): 84-88. (in Chinese)
- [4] 褚振勇,应小凡,易克初,等. 正交循环码 M 进制扩频接收机的研究[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(11): 1704-1709.
CHU Zhenyong, YING Xiaofan, YI Kechu, et al. An M-ary spread spectrum receiver based on orthogonal cyclic codes[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2005, 27(11): 1704-1709. (in Chinese)
- [5] YAO Y D, XU P, ZENG Z B. Algorithm on improved M-ary spread-spectrum communication[C]//Proceedings of 2011 International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology. Harbin:

IEEE, 2011: 4819-4822.

- [6] 曾志斌,庄奕琪,向新. 基于正交信道的双 CPFSK 扩频通信系统[J]. 四川大学学报(工程科学版), 2009, 41(5): 206-210.
ZENG Zhibin, ZHUANG Yiqi, XIANG Xin. Double CPFSK spread-spectrum communication system based on orthogonal channel[J]. Journal of Sichuan University (Engineering Science Edition), 2009, 41(5): 206-210. (in Chinese)
- [7] ADACHI F, GARG D, TAKAOKA S, ET AL. Broadband CDMA techniques[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 12(2): 8-18.
- [8] JIANG Y M, RICHMOD R L, BARAS J S. Carrier frequency estimation of MPSK modulated signals[C]//Proceedings of 1999 International Conference on Communications. Vancouver, Canada: IEEE, 2009: 1-22.
- [9] SOUMUR E, BOTTOMLEY G E. Effect of frequency offset on DS-SS acquisition in slowly fading channels[C]//Proceedings of 1999 Wireless Communications and Networking Conference. New Orleans, USA: IEEE, 1999: 569-573.
- [10] PROAKIS J G. 数字通信[M]. 2 版. 张力军,译. 北京: 电子工业出版社, 2003: 188-191.
PROAKIS J G. Digital communications[M]. 2nd ed. Translated by ZHANG Lijun. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2003: 188-191. (in Chinese)

作者简介:



刘跃宣(1980—),男,河北安平人,2007 年于解放军理工大学获硕士学位,现为讲师,主要研究方向为卫星通信、信息对抗;

LIU Yuxuan was born in Anping, Hebei Province, in 1980. He received the M. S. degree from PLA University of Science and Technology in 2007. He is now a lecturer. His research concerns satellite communications and information countermeasure.

Email: yuexuanliu@163. com

马志强(1973—),男,辽宁北镇人,2007 年于解放军理工大学获硕士学位,现为高级讲师,主要研究方向为无线通信;

MA Zhiqiang was born in Beizhen, Liaoning Province, in 1973. He received the M. S. degree from PLA University of Science and Technology in 2007. He is now a senior lecturer. His research concerns wireless communication.

曾辉(1974—),男,江西万安人,2007 年于解放军理工大学获硕士学位,现为讲师,主要研究方向为数据链;

ZENG Hui was born in Wan'an, Jiangxi Province, in 1974. He received the M. S. degree from PLA University of Science and Technology in 2007. He is now a lecturer. His research direction is datalink.

余大波(1970—),男,湖南岳阳人,2007 年于解放军理工大学获硕士学位,现为高级讲师,主要研究方向为电磁频谱管理。

YU Dabo was born in Yueyang, Hunan Province, in 1970. He received the M. S. degree from PLA University of Science and Technology in 2007. He is now a senior lecturer. His research concerns electromagnetic spectrum management.