

短波多音并行副载波跳变抗干扰通信建模仿真

杨保平^{*①②} 陈永光^{①③}

^①(解放军装备指挥技术学院 北京 101416)

^②(解放军 63880 部队 洛阳 471003)

^③(解放军军械工程学院 石家庄 050003)

摘 要: 论文建立了短波数据链多音并行体制的通信仿真模型,在此模型的基础上分析研究了其抗窄带干扰和宽带干扰的性能。提出了一种针对窄带多音干扰的短波数据链副载波跳变抗干扰新方法,并通过建立的通信仿真模型多音副载波在信道带宽内、信道带宽外跳变等多种条件下进行了仿真。仿真结果表明,基于多音并行体制短波战术数据链通信使用该方法能够有效躲避多音等窄带干扰。

关键词: 短波通信; 多音并行; 副载波跳变; 抗干扰

中图分类号: TN919.4

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)-04-1002-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00721

Modulation and Simulation of Subcarriers Skipping Anti-jamming Communication for HF Multitone Parallel Transmission

Yang Bao-ping^{①②} Chen Yong-guang^{①③}

^①(The Academy of Equipment Command & Technology, Beijing 101416, China)

^②(Unit 63880 of PLA, Luoyang 471003, China)

^③(Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: The communication simulation model of HF multitone parallel transmission is established, and the anti-jamming performance of narrowband and broadband is analyzed based on the model. A new method of subcarriers skipping anti-jamming for HF Tactical Data Links (TDLs) is presented aiming at narrowband multitone jamming, and simulations are made under the multiple conditions of skimming in or outside the channel bandwidth based on the communication simulation model. The simulation results show that the HF TDLs communication based on multitone parallel transmission can avoid narrowband jamming effectively such as multitone jamming.

Key words: HF communication; Multitone parallel transmission; Subcarrier skipping; Anti-jamming

1 引言

战术数据链实现战场地理空间上分散的指挥控制单元、各种传感探测单元和火力单元的有机链接^[1]。短波通信具有机动性高、顽存性强、成本低廉、设备简单、展开灵活等显著特点。经过近百年的发展,短波通信采用自适应、实时信道评估 RTCE (Real Time Channel Evaluation)、频率预测^[2,3]、跳频/扩频^[4]、分集接收、纠错编译码、近垂直入射天波 NVIS(Near Vertical Incidence Sky wave)传播、零位天线等多项技术,消除多径、衰落、延迟、多普勒效应、盲区、信道拥堵等缺点^[5-7],具有很强的抗干扰能力,因此短波通信在战术数据链信息传输中得到广泛应用。

短波数据链(例如北约的 Link11)主要采用多音并行传输体制。多音并行传输体制,即在短波信道的有效带宽内,用若干个副载波来并行传输信息,接收机输出的数据信息,分路后分别进行数据解调,得到多路低速数据信号,经过重新组合恢复成高速数据流^[8]。每个副载波承载的数据率很低,码元长度相对于多径时延足够大,能抗多径衰落影响,通过留取一定的保护时隙来避开或削弱码间串扰的影响,主要采用频移键控(FSK)、差分相移键控(DPSK)等调制方式。

传统意义上的短波多音并行传输体制副载波频率固定^[9],频谱特征明显,易被侦察识别和干扰。本文正是在此背景下,运用认知无线电和软件无线电理论和技术,探索研究数据链短波多音并行传输体制一种新的多音并行副载波跳变抗干扰通信方法。

2 多音并行副载波跳变的工作原理

多音并行副载波跳变抗干扰技术就是采用并行

2010-07-09 收到, 2010-12-10 改回

总装备部试验技术研究重大课题资助

*通信作者: 杨保平 ybp_2000@sina.com

数据传输体制的数据链在受到有效干扰后,副载波在通信信道带内或带外进行跳变躲避干扰。该方法借鉴认知无线电(Cognitive Radio, CR)思想具有初步的认知能力^[10],通过发送训练序列进行实时误码率的测试,根据测试结果判断通信质量并进行决策。感知结果反馈到发信端,发信端根据反馈信息实时调整副载波频率^[11],有效躲避窄带多音干扰,从而提升多音并行传输体制的通信能力。软件无线电(Software-defined Radio, SR)的发展实现了接收滤波器配置的动态调整,接收端能够进行共址滤波^[12]达到最优接收,使短波多音并行副载波跳变成为可能。其工作原理如图1所示。

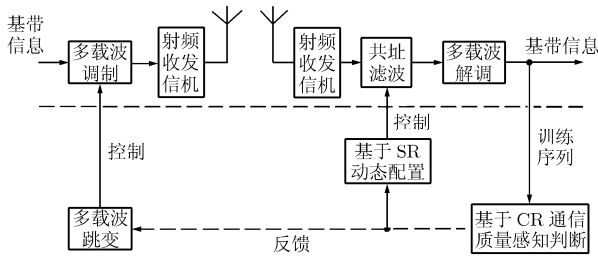


图1 多音并行副载波跳变工作原理框图

在通信干扰中,目标通信接收机输入干扰比表示的通信干扰方程为

$$\frac{P_{ji}}{P_{si}} = \left(\frac{P_{Tj}}{P_{Ts}} \right) \left(\frac{G_{Tj}}{G_{Ts}} \right) \left(\frac{G_{Rj}}{G_{Rs}} \right) \left(\frac{L_s}{L_j} \right) \frac{1}{L_f L_i L_p} \quad (1)$$

其中 P_{ji} 、 P_{si} 分别为干扰和信号输入功率, P_{Tj} 、 P_{Ts} 分别为干扰和信号发射功率, G_{Tj} 、 G_{Ts} 分别为干扰和信号发射天线增益, L_j 、 L_s 分别为干扰和信号的传输路径损耗, L_f 为干扰与信号的频域重合损耗(滤波损耗), L_i 为干扰与信号的时域重合损耗, L_p 为极化损耗。

根据通信干扰方程,干扰与目标信号频域重合的准确度对于干扰效果有很大影响。在受到有效干扰后,多音并行副载波进行跳变,干扰与目标信号在频域上失去重合,频域重合损耗 L_f 增大,干扰功率被接收滤波器滤除,从而影响干扰效果。跳变后新副载波可以保持原有频率间隔,采用这种方案跳变后保持原有频谱特征。新副载波频率间隔也可以在一定范围内随机选择,采用这种方案跳变后原频谱特征消失,新频谱具有随机特征,隐蔽性更强。

为了实现副载波跳变,短波多音并行副载波跳变抗干扰技术在增强战术数据链的认知能力上还需进一步深入研究。在频谱上进行感知,找到通信频段内未被占用或干扰的频率,即安静频率进行跳变^[13]。新副载波频率可以是动态随机选择感知的安静频率,从而提高频谱利用率^[14],将认知无线电思

想全面融入到短波数据链抗干扰通信中。

3 副载波跳变抗干扰性能仿真分析

3.1 多音并行传输体制通信模型

首先建立短波数据链并行数据传输通信模型,数据链传输的消息格式主要由相位基准帧和信息帧组成。信息帧从相位基准帧提取参考相位进行解调。

数据链相位基准帧信号的多副载波频率空间为 $[f_i, i=0, \dots, k]$, 帧间距为 T , 时域表达可由式(2)表示:

$$s_p(t) = \sum_{i=0}^k A_i \cos(2\pi f_i t + P_{0i}) \quad (2)$$

其中 A_i 为各副载波振幅; f_i 为各副载波频率; P_{0i} 为各副载波初始相位。

仿真时取 $k=15$, f_0 为多普勒频率, $f_1 \sim f_{15}$ 为15个副载波频率,间隔110 Hz, f_0 与 f_1 相差330 Hz。相位基准帧信号的仿真时域波形和频谱如图2所示。频谱由FFT变换计算得到,在仿真过程中加入了强度为 -76 dBm 的背景噪声,更为逼真地模拟实际信号。

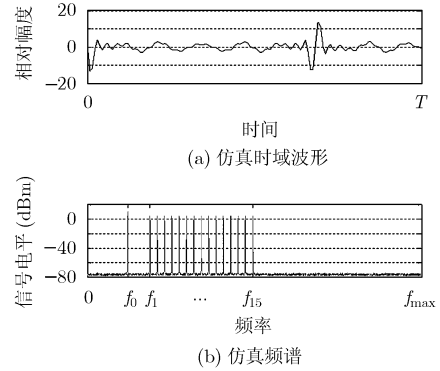


图2 相位基准帧信号的仿真时域波形和频谱

图2中 f_0 强度比其他频率高 +6 dB。各载波初始相位 P_0 均为 $\pi/2$, 判决各载波 P_0 来进行信息帧解调。为了消除相位模糊, P_0 的提取采用接收信号正交化处理,分为 I、Q 两路。为了减少相移,接收端经过正、反向滤波,抵消掉滤波器对相位的影响从而实现零相移,同时将滤波器的阶数等效提高一倍。接收端 I、Q 两路信号加硬限幅后进行判决输出,得到各载波初始相位 P_0 。其中 I 路信号为

$$\begin{aligned} s_I(t) &= \sum_{i=1}^k A'_i \cos(2\pi f_i t + P_{0i}) \cos(2\pi f_i t) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k A'_i [\cos(4\pi f_i t + P_{0i}) + \cos(P_{0i})] \end{aligned} \quad (3)$$

Q 路信号为

$$\begin{aligned} s_Q(t) &= \sum_{i=1}^k A'_i \cos(2\pi f_i t + P_{0i}) \sin(2\pi f_i t) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k A'_i [\sin(4\pi f_i t + P_{0i}) + \sin(-P_{0i})] \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $A'(i)$ 是接收端经过接收滤波器的信号振幅, I、

Q两路信号经过低通滤波,将式(3),式(4)中的4倍频成分滤除,进行相位判决得到各载波相位 P_{0i} 。

其次建立信息帧的通信模型。发送端起始帧的差分四相相移键控($\pi/4$ -DQPSK)的调制根据 P_{0i} 来进行,仿真时各载波初始相位 P_{0i} 均设为 $\pi/2$ 。首先进行差分码变换,变换后对差分码进行调制。

进行调制前将基带数字码流转换并分成I, Q两路,然后进行正交调制。其数学模型为

$$s(t) = \sum_{i=1}^k I \times \cos(2\pi f_i t) + \sum_{i=1}^k Q \times \sin(2\pi f_i t) \quad (5)$$

调制后信号在接收端收到的信号可以表示为

$$s_r(t) = s(t) + s_j(t) \quad (6)$$

式中 $s_j(t)$ 为干扰信号。接收端对接收到的信号经过一组带通滤波器消除带外噪声后进行正交解调得到每个单音载波信号。正交两路解调信号如下

$$s_{rIi}(t) = s_r(t) \times \cos(2\pi f_i t) \quad (7)$$

$$s_{rQi}(t) = s_r(t) \times \sin(2\pi f_i t) \quad (8)$$

式中 $i=1,2,\dots,k$ 。

$s_{rIi}(t)$ 和 $s_{rQi}(t)$ 是取其所有抽样点的平均值并加硬限幅,从而消除瞬时噪声的影响。然后根据 $s_{rIi}(t)$ 和 $s_{rQi}(t)$ 的值及其符号可以由下式计算出每个单音载波相位值。

$$P_i = \arctan \left(\frac{s_{rIi}(t)}{s_{rQi}(t)} \right) \quad (9)$$

解调时根据每个单音载波相位与初始相位差进行判决,解调出来 $\pi/4$ -DQPSK调制的一帧的数据。

采用有意干扰压制住数据链的通信信号,使误码急剧上升,接收端数据终端机(DTS)接收不到正确信息,从而引发通信失败。干扰样式主要采用多音干扰和噪声干扰,分属窄带和宽带干扰。本文所讨论的窄带和宽带的概念均相对于短波常规通信典型的3 kHz带宽而言。

对各副载波进行相位干扰的多音干扰公式为

$$s_j(t) = \sum_{k=1}^k A_{jk} \cos(2\pi f_k t + P_{j0k}) \quad (10)$$

其中 A_{jk} 为干扰信号振幅, P_{j0k} 为干扰信号相位。

3.2 基于认知无线电的副载波跳变

基于认知无线电的短波多音并行副载波跳变抗干扰通信能够用来进行有效抗干扰的重要环节是,系统受到有效干扰后副载波跳变重新建立可靠通信。影响通信性能的主要因素是通信切换时机和切换时长,即系统受到干扰后如何判断是否需要副载波跳变,跳变的时机是否合适,时间是否过长。如果受到有效干扰通信质量急剧恶化,但是系统未

进行副载波跳变,或者系统受到未威胁通信的干扰而频繁跳变都会使系统达不到抗干扰通信的设计目的。而副载波跳变过程时间过长会影响通信的有效性,因此从开始跳变到重新建立稳定通信的时间长短也是评估系统抗干扰通信性能的关键指标。

由于实际中接收方不可能预知发送方待传输的数据,因此系统在通信期间间隔一定时间发送训练序列,接收方根据接收到的训练序列进行误比特率的计算并得出结果进行判别。系统中信噪比和误比特率的计算按照式(11)和式(12)来进行。

短波多音并行副载波跳变抗干扰通信信噪比为

$$\text{SNR} = 10 \lg \frac{E_b}{N_0} \quad (11)$$

式中SNR为信噪比; E_b 为比特能量; N_0 为噪声功率谱密度。

数据链通信误比特率计算

$$\text{BER} = m/T \times 100\% \quad (12)$$

式中 m 为错误接收比特数; T 为发送的总比特数。

根据上述公式,短波多音并行副载波跳变抗干扰通信系统在工作过程中可以得到实时的信噪比和误比特率。通信受有效干扰后信噪比降到什么程度,误比特率上升到什么值时系统进行切换,这个阈值还需要进一步大量的实验取得经验值来确定。文献[13,14]论述了根据认知结果,进行动态频谱分配方案是有效可行的。本文的载波频率跳变可采用带外跳变、带内跳变方案,其中带内跳变又可分为频率间隔固定跳变和频率随机跳变,并采用窄带多音干扰和宽带拦阻干扰进行抗干扰通信性能仿真。

3.3 抗窄带多音干扰性能仿真

在未受到干扰时,利用建立的通信模型进行通信仿真,15个并行副载波调制2 bit战术数字信息进行正常通信传输。仿真波形和频谱如图3所示。

通常军事数字通信系统设计的阻断的误码指标为20%^[9]。数据链数据具有一定纠错能力,当误码率小于16%时,设备纠错后可以正确接收^[1]。进行仿真时,加入多音干扰压制数据链通信信号,干扰基准相位的正确提取,从而造成误码率急剧上升。当干信比取为17 dB,能够保证多音干扰在能域上为有效干扰。

(1)带外跳变 跳变后的频率 $f'_0 \sim f'_{15}$ 与原频率 $f_0 \sim f_{15}$ 偏移量设为1.86 kHz。仿真中副载波受到有效干扰后,误码率上升达到41%左右,超过数据链的纠错能力。此时通信被完全破坏,副载波进行跳变,战术数据链在新的副载波组上进行通信。施加相同干扰,通信误码率为零,接收数据完全正确,干扰已经失效。仿真时域和频域波形见图4。

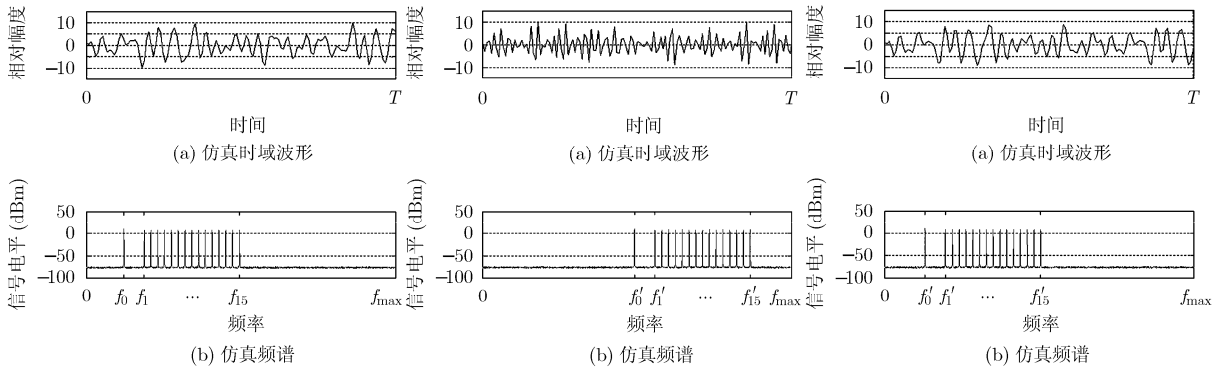


图3 未受干扰跳变前通信信号的仿真时域波形和频谱

图4 偏移量为1.86 kHz跳变后信号的仿真时域波形和频谱

图5 频率偏移量为55 Hz跳变后信号的仿真时域波形和频谱

从图4中可以看出,副载波跳变前后在频域上基本不重合。频率偏移量很大,占用了相邻信道频率。新副载波与原副载波距离大,受原多音干扰影响小。但是存在易受相邻信道的干扰,因为跳变后频谱区别明显,存在容易被侦察识别等缺点。

(2)带内跳变 跳变频率偏移量在1 Hz~110 Hz范围内进行设定,使跳变后的频率组 $f'_0 \sim f'_{15}$ 在原频率组 $f_0 \sim f_{15}$ 空隙之间,即在同一信道内副载波受有效干扰后跳变到新副载波上进行通信。仿真条件同上进行仿真,当跳变频率偏移量设为55 Hz时,施加多音干扰时能够进行跳变并在新副载波上进行有效通信,实施相同干扰时数据接收完全正确,干扰失效。仿真波形和频谱如图5所示。

通过仿真发现当跳变频率偏移量小于10 Hz或大于100 Hz时候,即跳变后的任一副载波频率与原副载波频差小于10 Hz时,误码率与跳变前基本相同,约为40%左右,不能达到抗干扰目的。在频率偏移量为55 Hz时新副载波频率距离原副载波相邻两个频率频差最大,同为55 Hz,抗多音干扰效果最好。频率偏移量范围在10 Hz~100 Hz之间均能正常通信,但考虑短波传播的色散、频移等特性,应留有裕量,建议频率偏移量范围在30 Hz~80 Hz之间。在同一信道内跳变,跳变后频谱区别不明显具有欺骗性,给对手产生受到攻击后未采取换频反制措施的错觉,并且跳变后不受相邻信道干扰。

副载波在整个通信信道内随机跳变进行仿真,根据以上结论,在跳变后确保新副载波任一频率与跳变前的任一频率上下的频差大于50 Hz,跳变后的频率组在整个信道内近似随机分布。施加多音干扰,副载波受有效干扰后跳变到新频率上进行通信。实施相同干扰数据接收完全正确。仿真波形和频谱如图6所示。

副载波整个通信信道内随机跳变,跳变后失去原来明显的频谱特征,新副载波近似随机无序分布

并能重新建立可靠通信,增强了战术数据链信号的隐蔽性,降低敌方对抗装备侦察截获能力,同时也不受相邻信道干扰。

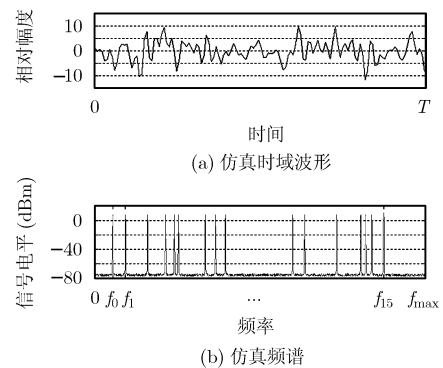


图6 频率偏移量大于50 Hz全频段随机跳变后信号的仿真时域波形和频谱

3.4 抗宽带噪声干扰性能仿真

跳变频率偏移量设为1.86 kHz。干扰样式为宽带噪声干扰进行仿真。宽带噪声干扰功率分散,需要干扰功率高,易遭受反辐射武器攻击,战场生存能力不强。宽带噪声干扰达到有效干扰时干信比要比窄带多音干扰时高,确保干扰有效取为20 dB。受到有效干扰后,误码上升达到约44%,此时通信已经被压制,副载波进行跳变。跳变后频率偏移量为1.86 kHz。在新的副载波组上进行通信,跳变后施加相同干扰,数据链通信误码仍然高达约43%。

跳变频率偏移量设为55 Hz,即副载波同一信道内进行跳变。施加宽带噪声干扰仿真时数据链通信误码约为41%,此时通信被完全破坏,副载波进行跳变并在新副载波频率上进行通信。实施相同宽带噪声干扰,数据链通信误码约为43%。

副载波在整个通信信道内随机跳变,在频率跳变后确保新副载波任一频率与跳变前的任一频率上下的频率距离大于50 Hz。施加宽带噪声干扰仿真

时数据链通信误码约为47%，此时通信完全被破坏，副载波进行跳变并在新副载波频率上进行通信。实施相同宽带噪声干扰，数据链通信误码约为46%。

以上仿真结果可以看出，该方法不具备抗宽带噪声干扰能力。但是可以采取扩频、纠错编码等技术提高系统抗宽带干扰能力。

4 结论

本文对短波多音并行副载波跳变抗干扰技术进行了研究，并结合典型多音并行传输体制通信进行了建模和仿真，分析了多种情况下副载波跳变。方案均基于已有成熟的技术和设计的思路，如采用认知无线电、软件无线电模块化设计和共址滤波技术等等，因此具备实用性。抗干扰性能仿真结果表明，存在人为有意干扰的情况下，该方法能够自适应选择通信频率或频率组，有效躲避如多音、瞄准等窄带干扰，但不能有效对抗宽带噪声干扰，采用副载波信道内随机跳变具有最佳的作战效能。

在实际作战中，一方采用的战术数据链的信号参数与平时可能会有细微差别从而迷惑对方。例如基于短波多音并行体制的战术数据链可采用副载波跳变技术改变已知固定载波频率，躲避敌方有意干扰，针对这种电子战反制措施，本文的结论对数据链对抗装备研制和作战使用也提供参考。

参考文献

- [1] 孙义明, 杨丽萍. 信息化战争中的战术数据链[M]. 第一版, 北京: 北京邮电大学出版社, 2005, 第1章.
Sun Yi-ming and Yang Li-ping. Tactical Data Links in Information Warfare [M]. First edition, Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press, 2005, Chapter 1.
- [2] Haralambous H and Papadopoulos H. Short-term forecasting of the likelihood of interference to ground wave users in the lowest part of the HF spectrum[C]. IS'08. 4th International IEEE Conference Intelligent Systems, Sept. 6-8, 2008, Vol. 2: 17-17-17-22.
- [3] 崔海欧. 短波通信损耗分析及通信频点预测[J]. 中国电子科学研究院学报, 2008, 4(8): 375-379.
Cui Hai-ou. Channel loss analysis of shortwave communications and communication frequency forecast[J]. *Journal of China Academy Electronics and Information Technology*, 2008, 4(8): 375-379.
- [4] Zander J. Adaptive frequency hopping in HF communication [C]. *IEEE proceeding Communications*, 1995, 142(2): 99-105.
- [5] Guo Yang and Wang Ke. An improved simulation of HF channel with Gaussian random time delays and doppler shifts[C]. CogART 2009. Second International Workshop on Cognitive Radio and Advanced Spectrum Management, Changchun, China, May 18-20, 2009: 122-126.
- [6] Chen Xu-dong and Xu Shu-zheng. Adaptive loading in HF communications [C]. ICACT 2009. 11th International Conference on Advanced Communication Technology, BeiJing, Feb. 15-18, 2009, Vol.1: 189-192.
- [7] Chamberlain M W. A software defined HF radio[C]. Military Communications Conference, MILCOM 2005. IEEE, NY, USA, Oct. 17-20, 2005, Vol. 4: 2448-2453.
- [8] Nilsson J E M and Timothy C G. Wideband multi carrier transmission for military HF communication [C]. Proc IEEE MILCOM'97. Monterey, California, USA, IEEE, Nov., 1997: 1046-1051.
- [9] 张邦宁, 魏安全, 郭道省, 等. 通信抗干扰技术[M]. 第一版, 北京: 机械工业出版社, 2006: 193-196.
Zhang Bang-ning, Wei An-quan, and Guo Dao-sheng, *et al.* Anti Jamming Technologies of Communication[M]. First edition, Beijing: China Machine Press, 2006: 193-196.
- [10] Koski E and Furman W N. Applying cognitive radio concepts to HF communications[C]. 2009 (IRST 2009), The Institution of Engineering and Technology 11th International Conference on Ionospheric radio Systems and Techniques, Edinburgh, UK, April 28-30, 2009: 1-6.
- [11] 姜显扬, 张超, 陆建华. 基于认知协同的时频序列设计[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(8): 1903-1907.
Jiang Xian-yang, Zhang Chao, and Lu Jian-hua. Time-frequency sequence design based on cognitive collaboration[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(8): 1903-1907.
- [12] 刘辉, 张复春, 李赞平, 等. 基于软件无线电的抗干扰数字通信系统研究[J]. 电光与控制, 2010, 17(3): 80-83.
Liu Hui, Zhang Fu-chun, and Li Zan-ping, *et al.* Anti-interference digital communication system based on software radio[J]. *Electronics Optics & Control*, 2010, 17(3): 80-83.
- [13] 苏曦, 沈树群, 冯志勇, 等. 认知无线电系统中的自适应动态频谱分配方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(12): 2801-2806.
Su Xi, Shen Shu-qun, and Feng Zhi-yong, *et al.* Adaptive dynamic spectrum allocation in the cognitive radio system [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(12): 2801-2806.
- [14] 梅雪艳, 毛虎荣. 结合认知无线电的军事通信频谱管理研究[J]. 信息化研究, 2009, 35(4): 23-25.
Mei Xue-yan and Mao Hu-rong. A study on the military communication spectrum management combined with cognitive radio [J]. *Information Research*, 2009, 35(4): 23-25.

杨保平: 男, 1970年生, 高级工程师, 博士生, 研究方向为通信与信息系统、通信对抗。

陈永光: 男, 1962年生, 副院长, 教授, 博士生导师, 研究方向为强电磁场环境模拟与防护、电子战作战效能评估等。