



论 文

# 一种自适应频谱成形器: 在超宽带认知无线电中的应用

李斌\*, 周正, 邹卫霞

泛网无线教育部重点实验室, 北京邮电大学无线网络实验室, 北京 100876

\* 通信作者. E-mail: stonebupt@gmail.com

收稿日期: 2009-05-06; 接受日期: 2009-12-13

国家自然科学基金 (批准号: 60772021, 60902046, 60902079)、国家高技术研究发展计划重点项目 (批准号: 2009AA01Z262)、国家重大科技发展专项 (批准号: 2009ZX03006-006/-009)、北京邮电大学优秀博士生创新基金 (批准号: CX201013) 和韩国知识经济部信息技术促进中心 IITA 项目 (批准号: IITA-2009-C1090-0902-0019) 资助

**摘要** 超宽带脉冲无线电 (UWB-IR) 在高速通信、高精度定位及穿墙透地等重要领域具有广阔的应用前景, 它与认知无线电结合将进一步缓解频谱资源的紧张局势. 然而, 现有的 UWB 脉冲难以充分利用其频谱能量, 导致其传输性能下降; 同时, UWB-IR 无法有效而灵活地进行频谱规避, 从而无可避免地干扰其余授权用户. 从数学插值理论出发, 本文基于径向基神经网络提出一种通用频谱成形滤波器, 进行合理简化后给出其简单硬件实现. 该脉冲设计网络能快速跟踪 UWB 设备的工作环境, 自适应地设计具有特定频谱的 UWB-IR 脉冲. 当无授权用户工作时, 它能最大化频谱利用率, 改善 UWB 系统传输性能; 当有授权用户时, 在最大化非授权频段能量利用率的前提下, 它能有效地规避授权频段, 实现可靠频谱共享. 理论分析和仿真表明, 基于神经网络的 UWB 脉冲在频谱利用率、频谱规避性能及接收性能等方面均优于现有设计方案.

## 关键词

超宽带脉冲无线电  
认知无线电  
脉冲设计  
径向基神经网络  
频谱利用率  
频谱避让

## 1 引言

超宽带脉冲无线电 (ultra-wideband impulse radio, UWB-IR) 具备高分辨率<sup>[1]</sup>、强穿透性<sup>[2]</sup>及良好的隐蔽性, 在军事领域 (诸如高精度雷达、定位设备、生命救援及安全探测) 和短距离高速无线通信中具有无可匹敌的优势. 同时随着通信技术的快速发展, 频谱资源日趋宝贵, 超宽带与认知无线电 (cognitive radios, CRs) 有机结合将很大程度上缓解这种紧张趋势<sup>[3]</sup>.

由于超宽带占极大带宽, 美国联邦通信委员会 (Federal Communication Committee, FCC) 早在 2002 年便制定出对 UWB 的辐射限制 (emission mask), 严格规定其有效全向辐射功率不得超过  $-41.3$  dBm<sup>[4]</sup>, 以避免干扰已有的无线系统 (也称其为授权用户或主用户, primary users). 为了提高 UWB 系统的传输可靠性, UWB-IR 信号需最大限度利用其辐射掩模所限定的发射功率. 遗憾的是, 传统的 Gauss 脉冲频谱利用率十分有限, 迫切需要提高 UWB 发射脉冲的能量利用率, 以改善其传输性能. 设

计 UWB 发送滤波器或优化 UWB 脉冲波形均能达到该目的. 利用成形滤波器设计的 UWB 脉冲具较高频谱利用率, 但难以有效利用低频段 (0~960 MHz) 能量, 极大地降低了 UWB 信号的穿透性, 并限制了 UWB 的诸多重要应用场景, 且该方法要求较高的抽样频率和滤波阶数 [5~8]; UWB 波形优化虽实现简单, 却难以获得理想的频谱利用率 [9~13], 这一点在辐射模板中存在较深凹槽时尤为显著.

同时, 最近研究表明即使采用频谱模板限定的发射功率, UWB 设备依然会干扰特定工作频段内的授权用户 [14]. 鉴于授权用户的通信优先权, UWB 设备需根据授权用户的工作状态, 实时改变其发射脉冲的频谱结构, 以规避授权用户所占据的法定频段, 继而消除干扰. 基于正交频分复用技术的超宽带多带方案 (multiband orthogonal frequency division multiplexing, MB-OFDM) 可采取关闭子载波的方式, 产生频谱衰减以规避相应授权频段, 但其衰减深度有限 [15~18], 难以彻底消除干扰. 再者, MB-OFDM 系统传输效率势必受到较大影响. 文献 [19] 采用十几路载波合成产生 UWB 脉冲以实现频谱规避, 其硬件实现复杂度过高. 文献 [20, 21] 基于正交 Hermite-Gauss 函数族 (Hermite Gaussian functions, HGFs) 设计出 UWB-IR 脉冲, 但其规避频段处的衰减仅为 20 dB. 文献 [8] 则基于小波正交基设计出一种 UWB 脉冲. 文献 [22] 建立 UWB-IR 设备协作网络以降低干扰, 但这种规避机制必须牺牲 UWB 的发射功率或数据传输率, 极限情况下甚至需关闭整个 UWB 设备. 文献 [23] 则设计 UWB 天线在授权频段对发送信号进行陷波衰减, 但其频谱衰减有限, 且天线体积庞大、设计复杂度高. 更重要的是, 上述方法大都仅适用于业已确知的频谱形状, 无法按照授权用户的工作状态动态地调整其频谱结构, 因而难以确保任意时刻均能有效地避开授权频段.

本文将 UWB 脉冲设计抽象为一个经典的数学插值问题, 之后基于径向基函数神经网络 (radial basis function neural network, RBFNN) 提出一种新颖的 UWB 脉冲波形, 并进行合理的设计简化, 最终获得其简单的硬件结构. 这种 UWB 脉冲能最大化频谱利用率, 亦能进行灵活而有效的频谱规避; 且其硬件实现简单, 在无需改变硬件结构的情况下, 算法能在极短时间内自适应地调整发射信号的频谱结构, 从而动态地规避授权频段.

文章其余部分安排如下: 第 2 部分提出 UWB 脉冲设计的理论模型, 对其进行合理简化后获得硬件实现结构; 第 3 部分针对无授权用户和存在授权用户两种情况, 对 UWB 信号产生进行计算机仿真; 第 4 部分则从理论上分析了两种情况下的接收性能, 并将该算法与以往方案进行综合分析. 最后得出结论: 从频谱利用率、避让性能、接收性能以及实现复杂度等方面分析, 基于径向基神经网络的 UWB 脉冲设计的确要优于其他方法.

## 2 设计理论

### 2.1 问题阐述

无论对于无授权用户时的最大化其频谱利用效率, 还是存在授权用户时进行有效的频谱规避, 均可将 UWB 脉冲设计问题归结为一点: 使其最大限度符合既定的辐射频谱形状. 以此分析, UWB 脉冲设计则能抽象成一个经典的数学问题, 即两维空间多变量插值问题 [24~26]. 从严格意义上, 该问题可表述如下: 在给定包含  $N$  个不同频率集合  $\{f_i \in R_1 \mid i = 0, 1, \dots, N-1\}$  和  $N$  个目标 UWB 模板值组成的集合  $\{t_i \in R_1 \mid i = 0, 1, \dots, N-1\}$  的情况下, 寻找合适的映射函数  $F: R_1 \rightarrow R_1$ , 使之满足

$$F(f_i) = t_i, i = 0, 1, \dots, N-1. \quad (1)$$

其中,  $f_i$  代表第  $i$  个频点处的相应离散频率;  $t_i$  代表第  $i$  个频点处的 UWB 模板采样值;  $F: R_1 \rightarrow R_1$

为选用的映射函数. 利用映射函数的连续性, 可获得除  $t_i$  以外其他频点处的信号频谱值.

若能适当选取一组基函数  $\varphi(\|f - f_i\|)$ , 则映射函数通常可表示成该基函数集的线性组合 [25]:

$$F(\mathbf{f}) = \sum_{i=1}^N \omega_i \varphi(\|\mathbf{f} - \mathbf{f}_i\|). \quad (2)$$

其中,  $\|\cdot\|$  为 Euclid 范数. 为了获得网络权值  $\mathbf{w}$  的表达式, 先定义插值矩阵  $\Phi_{N \times N}$  为

$$\Phi = \{\varphi_{ji} \mid (j, i) = 1, 2, \dots, N\}. \quad (3)$$

式中,  $\varphi_{ji}$  表示插值矩阵  $\Phi$  的第  $ji$  个元素, 定义为  $\varphi_{ji} = \varphi(\|f_j - f_i\|)$ . 当  $\Phi$  为非奇异矩阵时, 权值向量  $\mathbf{w}$  存在最优解:

$$\mathbf{w} = \Phi^{-1} \mathbf{t}. \quad (4)$$

式中,  $\mathbf{t}_{N \times 1}$  表示与频率采样序列  $\mathbf{f}_{N \times 1}$  相对应的  $N$  个频谱模板采样值.

上述问题中, 基函数  $\varphi(\|f - f_i\|)$  的选取有别于传统意义. 由于基函数主要充当插值函数的作用, 因而各基函数之间无需保持正交 [25,26]. 在选取基函数时, 首先应保证其局部化, 即当  $r \rightarrow +\infty$  时有  $\varphi(r) \rightarrow 0$ ; 其次, 基函数应具有中心偶对称性; 同时, 基函数需满足 Micchelli 定理中关于  $\Phi$  为非奇异矩阵的条件. 符合上述条件的基函数较多, 包括多二次式函数 (multiquadrics function)、逆多二次式函数 (inverse multiquadrics function) 及 Gauss 函数 (Gaussian function) 等 [26].

## 2.2 数学模型

根据 2.1 小节所述, 径向基神经网络无疑将是本文设计 UWB 脉冲的合理选择. 首先, 通过自适应地调整其网络参数, 径向基网络能根据授权用户的工作状态及时地避开授权频段; 其次通过对基函数的调整, 径向基网络能以任意精度逼近任意函数 [24], 因而通过它可设计出具有最优频谱的 UWB 脉冲信号. 相应的理论模型如图 1 所示, 该网络依据对外界环境 (授权用户工作状态) 感知的结果, 确定当前时刻 UWB 信号期望的最优频谱  $\mathbf{t}$ ; 然后以  $\mathbf{t}$  为目标信号, 径向基网络将自适应地调整其网络参数, 包括其网络权值  $\mathbf{w}$ 、基函数位置及形状参数, 直至网络输出  $\mathbf{a}$  与目标输出  $\mathbf{t}$  之间误差达到最小值. 当学习算法收敛后, UWB 发射机将在无需目标信号的情况下工作, 直至外界环境再次发生改变为止.

理论模型中各部分信号详细描述如下:

### A. 传输函数 $T_i$ .

传输函数  $T_i$  用于产生网络输入  $p_i(n)$ ,  $i = 0, 1, \dots, n_2$ , 网络输入  $p_i(n)$  即为 (2) 式中的基函数. 若  $\mathbf{p}_i$  表示由  $p_i(n)$  ( $n = 0, 1, \dots, N$ ) 构成的  $N \times 1$  维向量, 网络输入矩阵  $\mathbf{P}$  可写成

$$\mathbf{P} = [\mathbf{p}_0 \quad \mathbf{p}_1 \quad \mathbf{p}_2 \quad \dots \quad \mathbf{p}_{n_2}]^T. \quad (5)$$

为了简化实现, 这里网络输入矩阵  $\mathbf{P}$  的维数仅取为  $n_2 \times N$ . 为分析方便起见, 本文研究中将基函数将选取为 Gauss 函数:

$$\begin{cases} p_0(k) = 1, & k = 0, 1, \dots, N - 1; \\ p_i(k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}s_i} \exp\left(-\frac{f_s^2}{2s_i^2}(k - \mu_i)^2\right), & i \neq 0, k = 0, 1, \dots, N - 1. \end{cases} \quad (6)$$

式中,  $\mu_i$  和  $s_i$  为传输函数  $T_i$  的可调参数;  $f_s$  为采样频率. 在学习阶段, 网络通过自适应地调整  $\mu_i$  和  $s_i$ , 以修正基函数  $p_i(n)$  的位置及形状, 从而以最优方式完成函数逼近. (6) 式中  $\mathbf{p}_0$  代表该网络的直流偏置 [26,27].

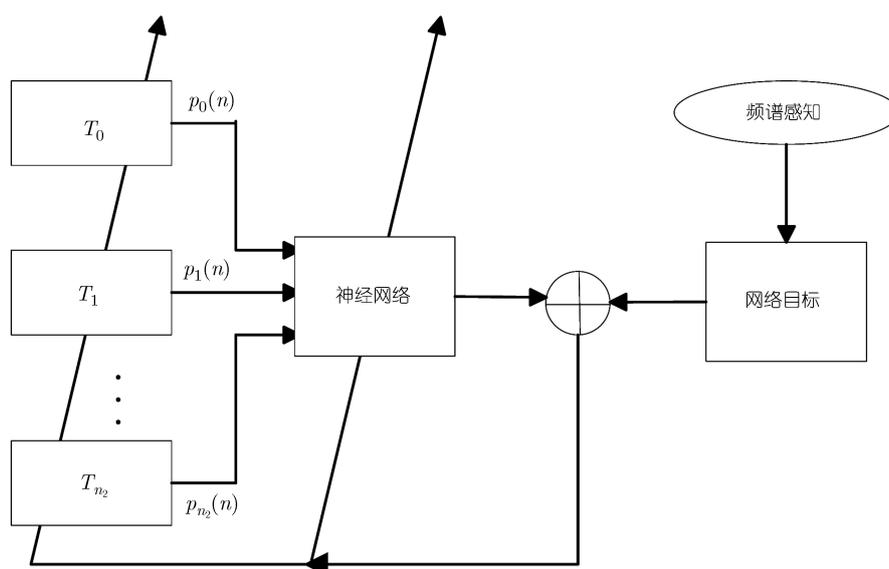


图 1 网络理论模型

B. 目标输出向量  $t$ .

目标输出向量  $t$  为当前时刻的最优频谱.  $t$  主要依赖于通过频谱感知所获得的授权用户状态 [27], 有关感知算法可参考综述性文献 [28]. 本文则假定授权用户的工作状态已由感知算法得到, 这样目标输出向量  $t$  可分为两类:

(1) 无授权用户工作. 当 UWB 设备附近无授权用户工作时, UWB 信号即可充分利用辐射模板限定的所有频谱能量, 以改善系统传输性能. 此时, 网络目标输出  $t$  即为 UWB 频谱模板的采样值序列. 本文分析将以 FCC 频谱模板  $M_{FCC}(f)$  为例 [3], 但需强调的是, 该算法适用于任意形状的频谱模板 [27]. 此时, 网络目标输出  $t = \{t_k, k = 0, 1, \dots, N - 1\}$  可表示为

$$t_k = \sqrt{M_{FCC}(f)}|_{f=kf_s}. \tag{7}$$

(2) 有授权用户工作. 若 UWB 设备感知到有授权用户处于工作状态时, 则需及时地通过调整其频谱结构规避授权频段, 以消除对这些敏感系统的潜在干扰 [27]. 与此同时, UWB 信号仍需充分利用其其余频段的能量. 假设当前时刻共有  $I$  类授权用户处于工作激活状态, 且每种授权用户工作频段固定. 网络目标输出  $t$  可写成

$$t_k = \sqrt{M_{FCC}(f)} \times \prod_{i=1}^I (1 - G_i(f))|_{f=kf_s}. \tag{8}$$

式中,  $G_i(f)$  表示对应于第  $i$  种授权用户的门函数. 若感知到第  $i$  种授权用户的工作频带  $[f_{i1}, f_{i2}]$  内有授权用户, 则相应的  $G_i(f)$  输出有效:

$$G_i(f) = \begin{cases} 1, & f \in [f_{i1}, f_{i2}], \\ 0, & \text{其他.} \end{cases} \tag{9}$$

### C. 网络参数调整.

在网络学习阶段, 通过自动地调整网络权值  $\mathbf{w}$ , 及传输函数  $T_i$  的参数  $\mu_i$  和  $s_i$ , 使网络实际输出  $\mathbf{a}$  与目标输出  $\mathbf{t}$  之间的均方误差  $E$  达到最小, 最终获得具最优频谱结构的 UWB 脉冲. 其中, 均方误差  $E$  定义为

$$E = \frac{1}{2} \|\mathbf{a} - \mathbf{t}\|_2^2 = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{n_2} [w(i)p_i(k) - t(k)]^2. \quad (10)$$

式中, 系数 1/2 仅为表述方便. 径向基网络的参数调整 (包括网络权值及传输参数) 可分成两步: 网络权值  $\mathbf{w}$  的调整采用 Windrow-Hoff 准则 [26,29]; 而传输参数  $\mu_i$  和  $s_i$  的调整则采用最陡梯度下降准则. 其中, 均方误差  $E$  关于传输参数的偏导数可写成

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial s_i} &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{n_2} [w(i)p_i(k) - t(k)] w(i) \frac{\partial p_i}{\partial s_i}, \\ \frac{\partial E}{\partial \mu_i} &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{n_2} [w(i)p_i(k) - t(k)] w(i) \frac{\partial p_i}{\partial \mu_i}. \end{aligned} \quad (11)$$

综上, 网络学习算法表述如下:

1. 初始化网络权值  $\mathbf{w}^{(0)}$  和传输函数的参数  $\mu_i^{(0)}$  和  $s_i^{(0)}$ , 并设置初始误差  $E^{(0)}$ 、算法迭代次数  $\Delta^{(0)}$  及各参数的更新速率  $\eta_1$ ,  $\eta_2$  和  $\eta_3$ .
2. 利用 (5) 和 (6) 式生成输入信号矩阵  $\mathbf{P}^{(m)}$ , 并计算 RBF 神经网络的实际输出  $\mathbf{a}$ .
3. 利用 (10) 式获得当前均方误差  $E^{(m)}$ ; 若  $\frac{E^{(m)} - E^{(m-1)}}{E^{(m-1)}}$  大于某门限, 且  $\Delta^{(m)} \neq 0$ , 则执行 4; 否则跳转至 7.
4. 利用 Windrow-Hoff 准则更新网络权值:

$$\mathbf{w}^{(m)} = \mathbf{w}^{(m-1)} + 2\eta_1 \mathbf{P}^{(m-1)} \mathbf{e}^{(m-1)}. \quad (12)$$

其中,  $\mathbf{w}^{(m)}$  表示  $m$  时刻网络的权值向量;  $\mathbf{e}^{(m)}$  表示  $m$  时刻网络实际输出  $\mathbf{a}$  和期望输出  $\mathbf{t}$  之间的误差. 而  $\eta_1$  则表示网络权值的学习速率.

5. 基于 (11) 式调整传输参数  $\mu_i$  和  $s_i, i = 1, 2, \dots, n_2$ .

$$\begin{aligned} s_i^{(m)} &= s_i^{(m-1)} + \eta_2 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{n_2} \left\{ w(i)[w(i)p_i(n) - t(n)] \times p_i(n) \right. \\ &\quad \left. \times \left[ \frac{f_s^2}{s_i^{(m-1)^3} (n - \mu_i^{(m-1)})^2} - \frac{1}{s_i^{(m-1)}} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (13)$$

$$\mu_i^{(m)} = \mu_i^{(m-1)} + \eta_3 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{n_2} \left\{ w(i)[w(i)p_i(n) - t(n)] \times p_i(n) \times \frac{f_s^2}{s_i^{(m-1)^2} (n - \mu_i^{(m-1)})} \right\}. \quad (14)$$

其中,  $\eta_2$  和  $\eta_3$  分别对应于参数  $s_i^{(m)}$  和  $\mu_i^{(m)}$  的学习速率.

6. 更新迭代次数  $\Delta^{(m)} = \Delta^{(m-1)} - 1$ , 并返回第 2 步;
7. 终止学习算法, 存储稳定的网络参数; 并开始产生符合要求的 UWB 脉冲信号.

### D. 网络输出.

当网络权值和传输参数均收敛于最优解时, 网络实际输出  $\mathbf{a}$  和目标输出  $\mathbf{t}$  之间误差最小. 此时, UWB 脉冲在频域内与频谱模板  $M_{\text{FCC}}(f)$  之间达最佳逼近, 因而对实际输出  $\mathbf{a}$  进行 IDFT, 即可得到

UWB 脉冲信号:

$$s(n) = \text{IDFT}([\mathbf{a} \otimes \boldsymbol{\Theta}]) = \text{IDFT}([\text{purelin}(\mathbf{w}^T \mathbf{P} \otimes \boldsymbol{\Theta})]). \quad (15)$$

式中,  $\boldsymbol{\Theta}$  为用户定义的相位响应, 本文分析中选择 UWB 脉冲相位为线性相位;  $\otimes$  表示两个向量之间乘积.  $\text{purelin}(\cdot)$  表示 RBF 神经网络的输出函数 [25,26];  $[\mathbf{z}]$  则表示以  $\mathbf{z}$  为单边谱构造出的共轭对称双边谱 [30,31]. 依据上述分析设计的 UWB 脉冲的频谱利用率  $\psi$  可表示为

$$\psi = \frac{\int_B S^2(f)df}{\int_B M(f)df} \times 100\%. \quad (16)$$

式中,  $S(f)$  表示 UWB 脉冲的频谱幅值;  $B$  为 UWB 脉冲工作频带.

### 2.3 网络实现: 频谱成形滤波器

在实现中, 理论模型中的传输函数  $T_i$  只能依赖于滤波器组. 当  $n_2$  取值较大时, 硬件实现复杂度太高. 因而有必要对理论模型进一步合理简化, 以求在不影响性能的前提下, 降低其实现难度. 注意到 UWB 频谱模板分段恒定, 且在绝大部分频率范围保持连续 [3], 若将本文研究中的 FCC 频谱掩模最高工作频率选为 12.5 GHz, 在保证 UWB 频谱模板中最窄分段内 (对应于 [1.61 1.99] GHz) 存在一个基函数的前提下, 则  $n_2$  取值需大于  $\lceil \frac{12.5}{1.99-1.61} \rceil$ . 此时, 可对理论模型进行如下简化:

(1) 当  $n_2$  取值大于 32 时, 绝大部分传输函数  $T_i$  宽度相同. 因此, 可将  $n_2$  个滤波器合成一个滤波器, 传输参数  $s_i (i = 1, 2, \dots, n_2)$  则归并成唯一参数  $s$ ;

(2) 当  $n_2$  取值大于 32 时, 绝大部分传输函数  $T_i$  之间间隔相同. 因此, 可使传输参数  $\mu_i (i = 1, 2, \dots, n_2)$  等距离分布在 UWB 工作频带内, 即  $\mu_i = i \lfloor N/n_2 \rfloor$ , 因此传输参数  $\mu_i$  独立于学习过程.

这样, 网络硬件实现得到极大简化; 由于传输参数从  $2n_2$  个减少为 1 个, 也很大程度上降低了学习算法复杂度. 若进一步假设授权用户种类数  $I$  较少, 则依然能保证期望频谱在绝大部分频率范围连续. 随着外界授权用户工作状态的改变, 大部分传输函数  $T_i$  的宽度仍将保持一致. 此时, 唯一传输参数  $s$  就能预先优化, 以进一步降低学习算法复杂度, 大大缩短网络参数的收敛时间. 传输参数  $s$  的最优解可通过对均方误差  $E$  取偏导数, 并联立 (4) 式求得.

以  $n_2$  取 32 为例, 利用数值计算可获得 UWB 信号频谱利用率  $\psi$  和传输参数  $s$  的关系如图 2 所示. 可以发现, 当  $s$  取值约为  $3.425f_s$  时, 频谱利用率达到最大值 97.86%. 同时, 按照 2.2 小节中未简化的理论模型进行仿真, 当算法收敛后得到 UWB 脉冲的频谱利用率为 98.15%. 相比之下, 简化算法使 UWB 信号频谱利用率下降约 0.3%, 而学习算法收敛时间却大大减少, 相应的 UWB 脉冲的动态切换时间也缩短, 最重要的是硬件复杂度得到极大地简化. 鉴于此, 本文后续分析中均采用简化算法.

基于上述分析, UWB 脉冲发生器的硬件实现结构如图 3 所示. 首先, 周期  $N$  为 256 的冲激序列经过 Gauss 成形滤波器后, 得到网络基函数  $p(n)$ , 而 Gauss 滤波器的参数  $BT$  则依据预先优化得到的传输参数  $s$  所决定;  $p(n)$  抽样频率选取为 25 GHz; 然后,  $p(n)$  经过  $i \times 8 (i = 0, 1, 2, \dots, n_2)$  样值延迟后, 即可得到网络的输入序列  $p_i(n)$ . 在学习阶段, 网络根据由频谱感知结果决定的目标输出  $t$ , 对网络权值  $\mathbf{w}$  进行调整即可.

实际上, 该网络亦可看作一类特殊滤波器. 类比于 FIR 滤波器, 也可将传输基函数  $T_i$  数目  $n_2$  看作滤波器阶数. 与传统滤波器相比, 由于它基于频域“函数插值逼近”理论, 这种滤波器的主要优点在于: 它能产生与任意即定频谱形状最佳匹配的时域信号. 与此同时, 该滤波器还具动态自适应特性, 能随外界环境而不断地改变输出信号的频谱. 需要指出的是, 当  $n_2$  较小时 ( $n_2$  取 8~32), 为了获得理想

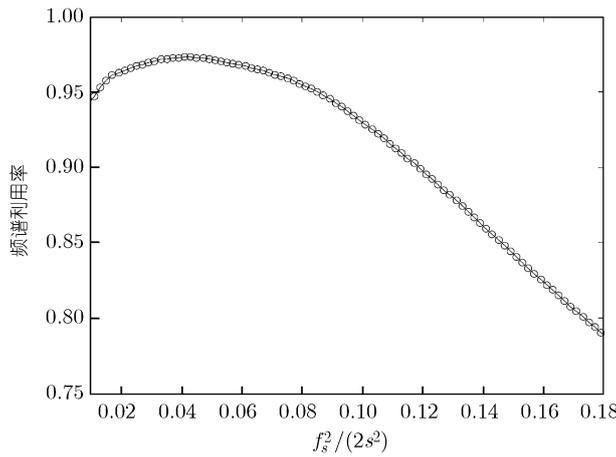


图 2 传输参数与频谱利用率

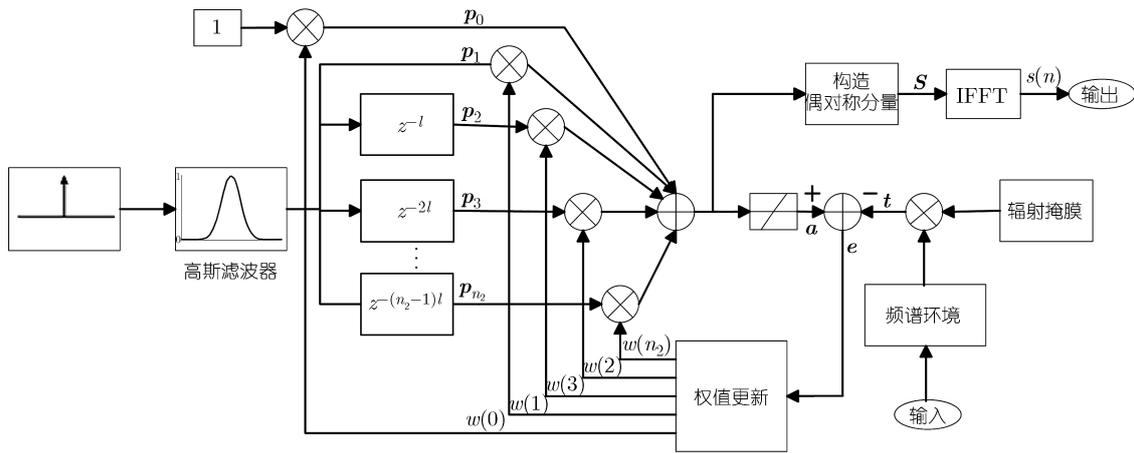


图 3 UWB-IR 脉冲成形滤波器结构

的频谱利用率, 可将传输函数  $T_i$  分成若干类: 对应于 UWB 模板连续部分的传输函数  $T_i$  形状基本相同, 可使用一个滤波器产生相应的基函数; 而处于过渡边沿或频谱槽内的传输函数  $T_i$  形状较窄, 可用另两个滤波器加以实现. 这样, 简化的网络实现结构与图 3 稍有区别, 使用 3 个滤波器产生 3 类特定传输函数  $T_i$ , 学习算法仅对网络权值  $w$  和传输参数  $\mu_i$  进行调整. 当  $n_2$  取值更小时 ( $n_2 < 8$ ), 调整传输函数  $T_i$  将带来性能显著提升, 因此需尽量采用  $n_2$  个滤波器.

### 3 性能仿真

#### 3.1 无授权用户

当无授权用户工作时, 神经网络的目标输出  $t$  由 (7) 式决定. 算法学习阶段, 网络权值  $w$  学习速率  $\eta_1$  取 0.01, 在经过约 200 次迭代后, 网络状态即可到达收敛. 此时, 仿真得到的网络实际输出  $a$  和目标输出  $t$  如图 4 所示. 相应的 UWB 脉冲信号也如图 4 子图所示.

从中发现, 尽管实际输出  $a$  和目标输出  $t$  在频谱陡峭边沿处出现轻微不匹配 [27,31], 本文提出的 UWB 脉冲信号与 FCC 模板获得了满意的匹配效果, 甚至连低频段频谱能量也可充分利用. 由 (16) 式

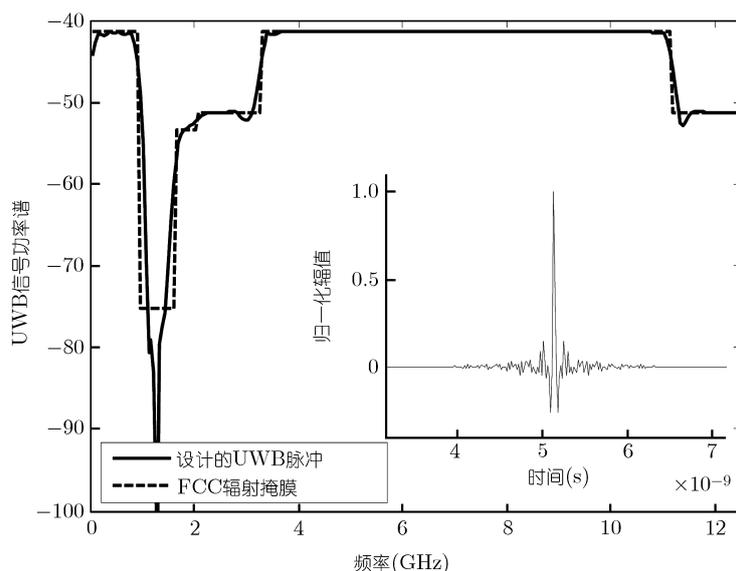


图 4 时域和频域波形

可得 UWB 脉冲频谱利用率  $\psi$  为 97.86%, 可以预计, 频谱利用率  $\psi$  将随着滤波器阶数  $n_2$  的增加而进一步提升. 依照 2.3 小节中的简化算法, 通过数值计算获得的 UWB 信号频谱利用率与  $n_2$  的关系如图 5 所示. 从中发现: (1) 频谱利用率  $\psi$  将随  $n_2$  增加而单调上升; (2) 当  $n_2$  超过 32 时, 频谱利用率  $\psi$  变化将趋于平稳. 具体地, 当  $n_2$  取 10 时信号频谱利用率  $\psi$  为 84%; 当  $n_2$  取 32 时信号频谱利用率  $\psi$  为 97.86%; 而  $n_2$  取 64 时 UWB 信号频谱利用率  $\psi$  为 99.21%. 因此在实际系统设计中, 增加阶数  $n_2$  与提升频谱利用率  $\psi$  之间亦需仔细衡量.

### 3.2 存在授权

当 UWB 设备感知到周围存在多个激活授权用户时, 需及时调整其频谱结构以避免授权用户工作频段. 本文将通过两种方式实现具有频谱规避功能的 UWB 脉冲.

(1) 在第一种方式下, 网络目标输出直接由 (8) 式确定. 此时网络输出信号  $\mathbf{a}$  即对授权频段进行了规避. 式中, 对应于第  $i$  种授权用户的门函数  $G_i(f)$  出现与否, 将依赖于对频段  $[f_{i,1}, f_{i,2}]$  的频谱感知结果<sup>[27]</sup>. 为分析方便起见, 分析中假设有两类授权用户工作于 UWB 频段内: 第一类授权频段为  $[4.52 \text{ } 5.59] \text{ GHz}$ ; 而第二类授权频段为  $[8.79 \text{ } 9.86] \text{ GHz}$ . 需强调, 本算法适用于任意多种授权用户. 仿真获得最优 UWB 频谱如图 6 所示. 很明显, UWB 信号在相应授权频段内产生了近  $-40 \text{ dB}$  的频谱槽, 有效地降低了对授权用户的干扰. 但若考虑大量 UWB 设备工作时的干扰叠加作用, 进一步加深频谱槽则能更好地消除干扰.

(2) 为了进一步改善 UWB 信号的频谱规避性能, 可间接地产生 UWB 信号. 此时, 学习算法中的目标输出  $\mathbf{t}$  仍按 (7) 式, 待算法收敛后再对网络加权向量  $\mathbf{w}$  进行处理. 一种简单处理策略就是直接将授权频段所对应的子权值向量  $\mathbf{w}_{\text{avoid}}$  置为 0, 需置位的网络加权系数  $\mathbf{w}_{\text{avoid}}$  将在 4.2 小节中进行详细分析. 这种情况下仿真获得的 UWB 信号亦如图 6 所示. 很明显, 在授权频段内产生频谱槽的衰减大于  $-95 \text{ dB}$ . 此时, 即便考虑多个 UWB 设备的噪声累加, 也能彻底消除 UWB 信号对授权用户的干扰. 与此同时, UWB 信号在授权频段边沿产生不匹配现象, 从而导致其余频段能量利用率轻微下降. 综合

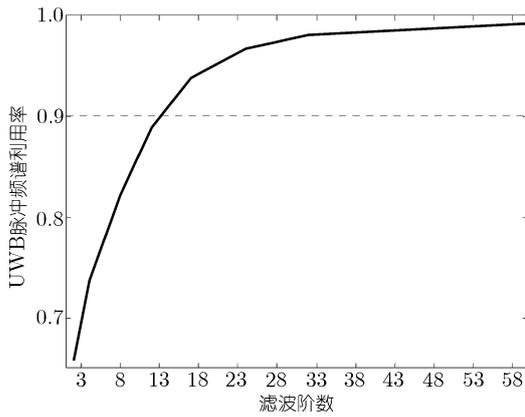


图 5 频谱利用率与滤波器阶数

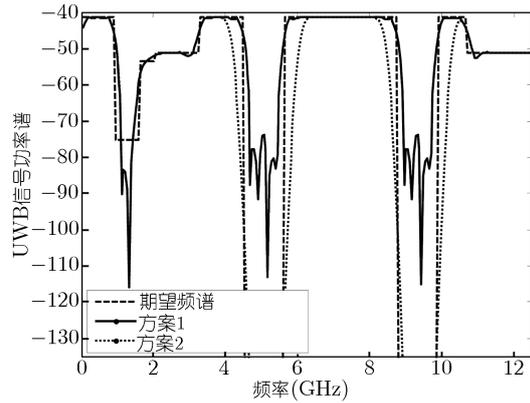


图 6 频谱避让

考虑, 为了保证授权用户的通信优先权, 第二种方式产生的 UWB 信号能更好地进行频谱避让, 优于第一种方式. 因此, 本文后续分析中将采用第二种方式.

## 4 传输性能分析与评估

### 4.1 无授权用户

从图 3 所示网络结构中发现, 由于冲激序列信号周期性产生, 对基函数  $p(n)$  进行等间隔延时则等效于对其进行循环移位. 利用 DFT 的移位性质并结合 (15) 式<sup>[30,31]</sup>, 即得到发送信号  $s_{tr}(n)$  表达式 (见附录 A):

$$s_{tr}(n) = \text{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{n_2} w(i) p'(n) \exp \left( -j \frac{2\pi}{N} nil \right) \right\}. \quad (17)$$

其中,  $l$  为对基函数进行延时的样值数, 本文分析时  $l$  取 8;  $p'(n)$  为网络基函数  $p(n)$  的离散 Fourier 逆变换:

$$p'(n) = \text{IDFT}[p(n)]. \quad (18)$$

为方便起见, 下文将采用发送信号  $s_{tr}(n)$  的复信号形式进行分析. 若假设 UWB 发送信号经由无线信道并叠加 Gauss 白噪声  $\gamma(n)$  后抵达接收端, 相应的信道传输时延  $n_0$  和幅度衰减  $\beta$ . 其中, Gauss 白噪声均值为零, 方差为  $\frac{N_0}{2}$ . 此时, 接收信号  $s_{re}(n)$  可写成

$$s_{re}(n) = \beta s_{tr}(n - n_0) + \gamma(n). \quad (19)$$

接收端采用相关接收时, 需依据发送信号波形及信道传输时延  $n_0$  构造接收模板  $\nu(n)$ <sup>[30]</sup>:

$$\nu(n) = \text{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{n_2} w(i) p'(n - n_0) \times \exp \left( -j \frac{2\pi}{N} (n - n_0) il \right) \right\}. \quad (20)$$

这样, 相关接收机的输出有用信号  $y_{\text{useful}}$  可以写成

$$y_{\text{useful}} = \sum_{n=0}^{N-1} \beta s_{tr}(n - n_0) \nu^*(n) = \beta \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w}. \quad (21)$$

式中,  $\nu^*(n)$  表示  $\nu(n)$  的共轭;  $\mathbf{R}_{(n_2+1) \times (n_2+1)}$  表示自相关矩阵, 定义为

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q}\mathbf{Q}^H. \quad (22)$$

而矩阵  $\mathbf{Q}$  定义为  $[\mathbf{q}_0, \mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \dots, \mathbf{q}_{n_2}]^T$ , 其中  $q_i(n) = p'(n) \exp(-j\frac{2\pi}{N}nil)$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ . 容易发现,  $\mathbf{R}$  关于对角线称共轭对称. 相关接收机输出噪声信号  $\gamma'(n)$  依然为服从独立同分布的 Gauss 噪声, 其均值仍为 0, 而方差  $\sigma_n^2$  则可写成<sup>[29]</sup>

$$\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2} \sum_{n=0}^{N-1} s_{\text{tr}}^2(n). \quad (23)$$

此时, 相关接收机输出端信噪比  $\text{SNR}_1$  可以写成

$$\text{SNR}_1 = 10 \lg \left( \left| \frac{\beta \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w}}{\sigma_n^2} \right| \right). \quad (24)$$

可以发现, 解调输出信噪比与已选取的基函数  $p(n)$ , 以及收敛后的网络权值  $\mathbf{w}$  紧密相联. 若考虑接收端模板  $\nu(n)$  仅为发送信号  $s_{\text{tr}}(n)$  的简单复制, 进一步利用 Parseval 定理可得<sup>[30]</sup>

$$\text{SNR}_1 = 10 \lg \left( \frac{\psi \beta \int_B M_{\text{FCC}}(f) df}{\sigma_n^2} \right). \quad (25)$$

在给定传输信道、AWGN 噪声方差以及 UWB 频谱模板的情况下, UWB 信号频谱利用率越高, 其接收端输出信噪比越好. 若定义理想 UWB 信号频谱利用率  $\psi$  为 1, 则实际获得信噪比与理想信噪比的差距可作为衡量 UWB 脉冲性能的标准. 表 1 列出了已有 UWB 信号的频谱利用率以及与理想信噪比的差距. 在 FCC 频谱模板限制下, 文献 [13] 证明 Gauss 七阶导数脉冲 (SDG) 具有最佳匹配性能, 其频谱利用率仅为 46%; 文献 [7] 设计 33 阶 UWB 滤波器得到的频谱利用率为 83.7%; 本文 UWB 脉冲则能将频谱率提高至 97.86%, 远优于其余方法. 相应地, 本算法的接收性能也优于其他方法.

## 4.2 存在授权用户

在第二种频谱避让方式下, 将第  $i$  种授权频段所对应的加权系数子集  $\mathbf{w}_{\text{avoid}}^i$  记为

$$\mathbf{w}_{\text{avoid}}^i = \{w_{p^+}, w_{p^++1}, \dots, w_{q^+}\} \cup \{w_{p^-}, w_{p^-+1}, \dots, w_{q^-}\}. \quad (26)$$

其中,  $\{w_{p^+}, w_{p^++1}, \dots, w_{q^+}\}$  对应正频率部分对应的网络权值; 而  $\{w_{p^-}, w_{p^-+1}, \dots, w_{q^-}\}$  则对应负频率网络权值. 已知抽样频率  $f_s$  和期望信号长度  $N$  的情况下, 若第  $i$  种授权频段为  $[f_{i,1}, f_{i,2}]$ , 则权值子集  $\mathbf{w}_{\text{avoid}}^i$  由 (27) 式确定:

$$\begin{cases} p^+ = \left\lfloor N + \frac{f_{i,1}}{lf_s} \right\rfloor - \Delta, & q^+ = \left\lceil N + \frac{f_{i,2}}{lf_s} \right\rceil + \Delta, \\ p^- = 2N - \left\lfloor N + \frac{f_{i,2}}{lf_s} \right\rfloor - \Delta, & q^- = 2N - \left\lceil N + \frac{f_{i,1}}{lf_s} \right\rceil + \Delta. \end{cases} \quad (27)$$

其中,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整;  $\lceil \cdot \rceil$  表示向上取整;  $\Delta$  表示保护间隔:

$$\Delta = \left\lfloor \frac{B_p}{2lf_s} \right\rfloor. \quad (28)$$

表 1 无授权用户时 UWB 频谱利用率

产生方式	频谱利用率 (%)	信噪比裕量 (dB)
Gauss 脉冲	<20	>6.98
Gauss 7 <sup>th</sup> 导数 [13]	46	3.37
HermiteGauss 核 [21]	65	1.87
窗函数法 [9]	71.94	1.43
小波方案 [8]	78.4	1.06
滤波器设计 [7]	83.7	0.77
本文算法	97.86	0.08

式中,  $B_p$  表示基函数脉冲  $p(n)$  的  $-95$  dB 带宽.

若 UWB 设备感知到共有  $I$  种授权用户处于激活状态, 并执行了频谱规避. 此时, 接收端进行相关接收后, 输出信噪比为

$$\text{SNR}_2 = 10 \lg \left( \left| \frac{\beta \mathbf{w}'^T \mathbf{R} \mathbf{w}'}{\sigma_n^2} \right| \right). \quad (29)$$

其中,  $\mathbf{w}' = (\mathbf{w} - \bigcup_{1 \leq i \leq I} \mathbf{w}_{\text{avoid}}^i)$ ,  $\bigcup_{1 \leq i \leq I} \mathbf{w}_{\text{avoid}}^i$  表示子集  $\mathbf{w}_{\text{avoid}}^i$  的并集; 而  $\mathbf{w} - \bigcup_{1 \leq i \leq I} \mathbf{w}_{\text{avoid}}^i$  表示两个集合的差集: 即对于  $\mathbf{w} - \bigcup_{1 \leq i \leq I} \mathbf{w}_{\text{avoid}}^i$  的任意元素, 只要其索引下标  $i$  属于  $\bigcup_{0 \leq i \leq I} \mathbf{w}_{\text{avoid}}^i$  的索引范围内, 均有  $w(i) = 0$ . 进一步, 由频谱规避所产生损失信噪比为

$$\Delta \text{SNR} \triangleq \text{SNR}_1 - \text{SNR}_2. \quad (30)$$

将 (24) 和 (29) 式代入 (30) 式, 可获得损失信噪比的表达式:

$$\Delta \text{SNR} = 10 \lg \left( \left| \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w}}{\mathbf{w}'^T \mathbf{R} \mathbf{w}'} \right| \right). \quad (31)$$

由 (31) 式可知, 在基函数已定的情况下, 损失信噪比仅与网络加权向量  $\mathbf{w}$  和加权向量子集  $\mathbf{w}_{\text{avoid}}^i$  有关. 同时由 (27) 式可知, 加权系数子集  $\mathbf{w}_{\text{avoid}}$  与授权频带之间存在联系. 当  $n_2$  足够大时, 损失信噪比的表达式可进一步近似表示为 (见附录 B)

$$\Delta \text{SNR} = 10 \lg \left( 1 - \frac{2IB_p + \sum_{i=1}^I (f_{i,2} - f_{i,1})}{f_{\text{UWB}}} \right). \quad (32)$$

式中,  $f_{\text{UWB}}$  表示由附录 B 的 (B3) 式定义的 FCC 模板在频谱能量意义下的等效带宽. (32) 式的物理意义表明, 相比于无授权用户的情况, 因频谱避让而引起的信噪比损失大致上对应于累计授权带宽所对应的频谱能量.

由频谱避让引起的 UWB 系统信噪比损失与总授权带宽之间的关系如图 7 所示. 在 UWB 系统误码率为  $10^{-3}$  的情况下, 当总授权带宽为 1.2 GHz 时, 损失信噪比 1.55 dB; 当总授权带宽为 2.5 GHz 时, 损失信噪比 2.69 dB. 实际中授权用户带宽一般小于 100 MHz, 此时损失信噪比仅为 0.16 dB.

图 8 所示, 为利用 Monte-Carlo 法对上述各种情况进行仿真得到的误码率曲线. 仿真中, Gauss 脉冲的频谱利用率为 20%; UWB-IR 采用扩频二进制相位调制方式 (direct-sequence binary phase shift keying, DS-BPSK), 扩频因子 (spreading factor, SF) 为 16, 采用 AWGN 信道. 可发现 UWB 脉冲性能要比 Gauss 脉冲好 6.89 dB; 当总授权带宽为 1.2 GHz 时; 仿真中信噪比损失 1.72 dB; 当总授权带宽为 2.5 GHz 时, 损失信噪比 2.75 dB, 这与理论分析结果基本一致.

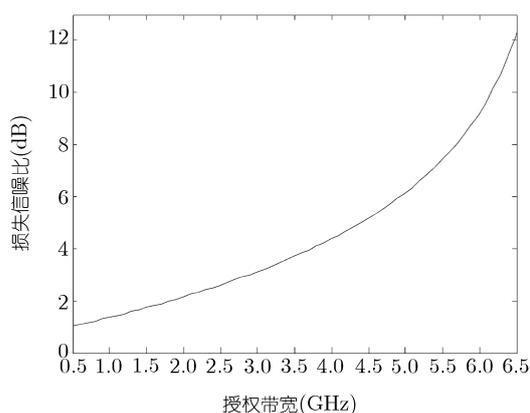


图 7 损失信噪比与累积授权带宽

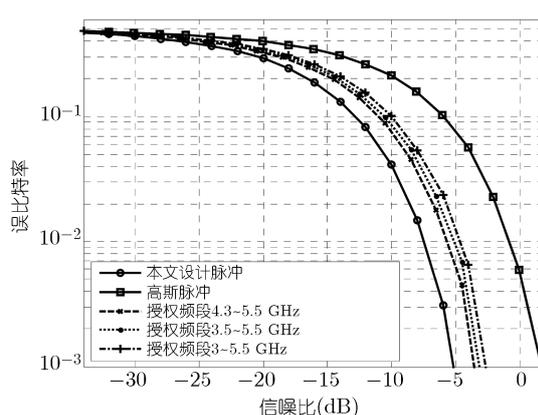


图 8 频谱避让的传输性能

表 2 干扰规避性能

干扰避免方式	频谱衰减深度 (dB)
关闭子载波	15
相邻子载波编码 [15]	13
改进型相邻子载波编码 [16]	22
干扰自消除 [18]	23
Hermite-Gauss 函数 [21]	15
UWB 天线设计 [23]	15
本文算法	>95

存在激活授权用户时, 性能评估需从两方面进行: 即规避性能和 UWB 设备性能损失, 且前者尤其重要。

(1) 规避性能可直接利用授权频段处频谱衰减值来表征. 衰减越大, 相应的规避性能越好, 理想频谱规避性能则要求 UWB 脉冲在授权频段衰减趋于无穷大. 表 2 列出了现有的频谱规避方式以及其规避性能. 本文设计的 UWB 脉冲能在授权频段内产生大于 95 dB 的衰减, 远优于基于 MB-OFDM 方式的规避性能, 也优于其他 UWB 脉冲的避让性能; 且本文 UWB 脉冲能跟随授权频段的动态变化, 自适应地调整频谱槽的具体频段, 完全消除对授权用户的潜在干扰。

(2) MB-OFDM 系统通过“关闭”授权频段对应的子载波进行频谱规避, 其系统传输速率将不可避免地受到很大影响; 同时, 基于 MB-OFDM 频谱避让要求授权用户的工作带宽必须小于 MB-OFDM 的带宽, 若授权用户工作带宽接近 500 MHz 时, 则需关闭整个系统或选用其它频段; 另外, 当授权频段恰好处于 MB-OFDM 导频信道时, 将导致 MB-OFDM 系统丧失信道状态信息, 致使系统性能极度恶化甚至通信中断. 对于 UWB 协作网络来讲, 首先要求 UWB 设备通过一定方式感知授权用户的接收端干扰能量, 以此调整其发送策略: 当干扰能量大于可容忍门限时, UWB 设备需降低传输速率以及发射功率, 以消除对授权用户的干扰; 若通过该调整策略依然无法消除干扰时, 则关闭 UWB 设备以维护授权用户的通信优先权. 另外, 网络中需交换大量的控制信令, 致使网络流量负担加剧. 本算法设计的 UWB 脉冲, 即无需降低系统传输速率和发送功率, 也对授权用户工作带宽基本无需限定, 频谱避让仅损失一定接收信噪比. 考虑到实际中单个授权用户的工作带宽小于 100 MHz, 则接收端损失信噪比仅

为 0.16 dB; 即使多个授权用户的累加带宽为 500 MHz 时, 损失信噪比也仅为 0.78 dB. 相比于其余方法, 这种由频谱规避而带来的性能损失可基本忽略.

### 4.3 硬件实现及其他

文献 [5] 要求抽样频率高达 64 GHz; 而文献 [15~17] 则需进行特定子载波间预编码, 增加了硬件的实现复杂度; 文献 [19] 则需十几路载波叠加方能产生具备频谱避让性能的 UWB 脉冲; 文献 [7] 为了获得 83.7% 的频谱利用率, 需设计 33 阶滤波器, 同时为了产生理想的频谱槽进行干扰规避, 该滤波器阶数将进一步增加. 相比之下, 本文设计采用抽样频率 25 GHz, 当等效滤波阶数  $n_2$  取 14 即可获得频谱利用率为 90.85%. 因而在获得相近性能甚至更好性能的前提下, 本算法的硬件实现则简单得多. 更重要的是, 当授权用户工作状态发生改变时, 现有方案大都需重新进行设计, 而设计过程通常又难以借助自适应算法实现, 增加了 UWB 发送机的繁杂度. 本文提出的径向基神经网络方案则能在极短时间内对其频谱结构进行自适应调整, 从而实时地设计出最优 UWB 信号.

## 5 结论

基于径向基函数神经网络提出一种新型的 UWB 脉冲设计网络, 本质上则是一种脉冲信号发生器, 它能跟踪外界环境, 设计满足特定频谱结构的 UWB 脉冲信号. 从广泛意义上, 该网络可看作一种新型的通用频谱成形滤波器, 能有效应用于认知场景下地理邻近的各网络间频谱共存 [27]. 在无授权用户时, 设计得到的 UWB 脉冲频谱利用率高达 97.86%, 远超过现有 UWB 脉冲信号设计方案; 在有授权用户时, 能在授权频段产生大于 95 dB 的衰减, 其规避性能也远优于以往方法; 另外, 在保证授权用户性能同时, UWB 系统的接收性能仅受轻微影响. 本算法从根本上克服了 UWB-IR 通信体制存在的诸多不足. 考虑到该方法能设计任意频谱结构的 UWB 信号, 若结合 UWB 天线非理想特性, 设计预失真 UWB 脉冲信号, 将极大地降低 UWB 天线的硬件设计复杂度和天线体积, 为 UWB 大规模应用提供必要前提; 同时, 我们也注意到直接利用 RBF 网络设计的 UWB 脉冲在局部范围内呈现出频谱不匹配现象, 下一步工作将集中对 RBF 算法进行深入研究, 以实现更有效的频谱共享.

## 参考文献

- 1 Win M Z, Scholtz R A. Ultra-wide bandwidth signal propagation for indoor wireless communications. In: Proceedings of the 1997 IEEE International Conference on Communications (ICC 1997). Montréal, 1997. 56-60
- 2 Nag S, Barnes M A, Payment T. An ultra-wideband through-wall radar for detecting the motion of people in real time. In: Proceedings of the SPIE. Orlando, April 2002. 48-57
- 3 Zhou Z, Li B, Song Q J. Open spectrum and UWB research in China: spectrum reform and radio revolution. In: Proceeding of 2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB 2010). Nanjing, 2010
- 4 Federal Communications Commission(FCC). Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wide band transmission systems. First Report and Order. ET Docket 98-153, FCC 02-48. 2002
- 5 Parr B, Cho B, Wallace K, et al. A novel UWB pulse design algorithm. IEEE Commun Lett, 2003, 7: 219-221
- 6 Zeng D S, Annamalai A Jr, Zaghoul A I. Pulse shaping filter design in UWB system. In: Proceeding of the 2003 IEEE Conference on Ultra-Wideband Systems and Technologies (ICUWB-ST 2003). Reston, 2003. 66-70
- 7 Wu X R, Tian Z, Davidson T N, et al. Optimal waveform design for UWB radios. IEEE Trans Signal Process, 2006, 54: 2009-2021
- 8 吴宣利, 沙学军, 张乃通. 超宽带通信中补偿天线失真的脉冲成形方法. 中国科学 E 辑: 信息科学, 2007, 37: 1329-1338

- 9 邹卫霞, 聂晶, 周正. UWB 脉冲优化设计. 北京邮电大学学报, 2006, 29: 65–68
- 10 邹卫霞, 张春青, 周正. 基于峰值频率设计 UWB 脉冲的算法. 通信学报, 2005, 26: 74–78
- 11 林志远, 魏平. 一种新的 UWB 通信脉冲设计. 通信学报, 2007, 27: 122–126
- 12 王敏, 吴顺君, 罗丰. 使用 B 样条的 UWB 脉冲优化设计方法. 西安电子科技大学学报 (自然科学版), 2008, 35: 8–13
- 13 Sheng H S, Orlik P, Haimovich A M, et al. On the spectral and power requirement for ultra-wideband transmission. In: Proceeding of the 2003 IEEE International Conference on communications (ICC 2003). Anchorage, 2003. 738–742
- 14 Giuliano R, Mazzenga F. On the coexistence of power-controlled ultra wide-band systems with UMTS, GPS, DCS1800, and fixed wireless systems. IEEE Trans Vehic Tech, 2005, 54: 62–81
- 15 Wylie-Green M P. Adjacent frequency coding technique for decreasing MB-OFDM ultra-wideband interference to other radio services. In: Proceeding of the 2006 IEEE Sarnoff Symposium (SARNOF 2006), 2006. 1–4
- 16 Shelby K A, Johann C, Jim L. Modified adjacent frequency coding for increased notch depth in MB-OFDM under DAA/spectral sculpting. In: Proceeding of the 2006 International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM 2006). Mykonos Island, 2006. 1–5
- 17 Lansford J. DAA for Multi-band OFDM UWB. IEEE 802.15 WPAN Working Group. September 2005
- 18 Yamaguchi H. Active interference cancellation technique for MB-OFDM cognitive radio. In: Proceeding of the 34th European Microwave Conference (EuMC 2004). Amsterdam, 2004. 1105–1108
- 19 Ohno K, Ikegami T. Interference mitigation study for UWB radio using template waveform processing. IEEE Trans Microw Theory Techn, 2006, 54: 1782–1792
- 20 Yang R M, Yu C B, Zhou Z. A novel algorithm for design adaptive DS-UWB pulse using Hermite-Gaussian orthonormal expansion. In: Proceeding of the 2006 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCom 2006). Wuhan, 2006. 1–4
- 21 Yang R M, Zhou Z, Zhang L Y, et al. Detection and avoidance scheme for DS-UWB system: a step towards cognitive radio. IET Commun, 2008, 2: 1043–1050
- 22 Durantini A, Giuliano R. UWB interference mitigation techniques in a cooperative scenario. In: Proceeding of the 2007 IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2007). Athens, 2007. 1–5
- 23 Dissanayake T, Esselle K P. Prediction of the notch frequency of slot loaded printed UWB antennas. IEEE Trans Antenn Propag, 2007, 55: 3320–3325
- 24 Powell M J D. Radial basis function approximations to polynomials. In: Proceeding of the 1987 Numerical Analysis. Dundee, 1987. 223–241
- 25 Hagan M T, Demuth H B, Beale M H. Neural Networks Design. Boston, MA: PWS Publishing, 1996
- 26 Haykin S. Neural Networks: a Comprehensive Foundation. 2nd Edition. New York: Prentice-Hall Inc., 1999
- 27 Li B, Zhou Z, Zou W X, et al. Interference mitigation between ultra wideband sensor network and other legal systems. EURASIP J Wirel Commun Netw, 2010. Paper ID: 290306, doi: 10.1155/2010/290306
- 28 Teflik Y, Arslan H. A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications. IEEE Commun Surv Tutor, 2009, 11: 116–130
- 29 Widrow B, Winter R. Neutral nets for adaptive filtering and pattern recognition. IEEE Comput Mag, 1988, 21: 25–39
- 30 Proakis J G. Digital Communications. McGraw-Hill, 2003
- 31 Li B, Zhou Z, Zou W X. A novel spectrum adaptive DS-UWB pulse: application in cognitive radio. In: Proceeding of the 2009 IEEE 70th Vehicular Technology Conference (VTC 2009 Fall). Anchorage, 2009. 1–5

## 附录 A UWB 时域脉冲推导

由于网络输出函数采用  $\text{purelin}(\cdot)$ , 由 (15) 式网络输出信号  $\mathbf{a}$  即可写成

$$\mathbf{a} = \sum_{i=0}^{n_2} w(i) \mathbf{p}_i. \quad (\text{A1})$$

对  $\mathbf{a}$  进行 IDFT, 即可得到 UWB 时域脉冲  $s(n)$  为

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{n_2} w(i) p_i(k) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} ink\right). \quad (\text{A2})$$

由于激励脉冲序列周期性, 对  $\mathbf{p}$  进行移位后得到的  $\mathbf{p}_1(i = 2, 3, \dots, N - 1)$  可写成

$$\mathbf{p}_i = \mathbf{p}_1((k + il))_N R_N(k). \quad (\text{A3})$$

交换 (A2) 式中变量  $k$  和  $i$  次序, 最终利用 IDFT 频移性质可得<sup>[29]</sup>

$$s_{\text{tr}}(n) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{n_2} w(i) p'(n) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} nil\right). \quad (\text{A4})$$

考虑到 (15) 式在进行 IDFT 之前, 预先对信号频谱进行双边谱变换, 因而最终的 UWB 发送信号对 (A4) 式取实部即可.

## 附录 B 损失信噪比推导

充分考虑 UWB 频谱模板所呈现出的特点: (1)UWB 频谱模板在绝大部分频段内均保持连续, 且基函数  $p(n)$  宽度较小, 因此绝大部分相邻加权系数  $\mathbf{w}$  必将相等, 且相邻两个基函数间相关性较小; (2) 频谱模板中凹槽深度较大, 且其宽度较窄. 因此, UWB 信号能量主要集中与频谱模板中的连续部分. 这样, (31) 式则可化简为

$$\begin{aligned} \Delta \text{SNR} &= 10 \lg \left\{ \sum_{i=0}^{n_2} w^2(i) |R(i, i)| + \sum_{m, n=0, m \neq n}^{n_2} w(m) w(n) |R(m, n)| \right\} \\ &\quad - 10 \lg \left\{ \sum_{i=0}^{n_2} w'^2(i) |R(i, i)| + \sum_{m, n=0, m \neq n}^{n_2} w'(m) w'(n) |R(m, n)| \right\} \\ &\approx 10 \lg \left\{ \frac{\sum_{i=0}^{n_2} w^2(i)}{\sum_{i=0}^{n_2} w'^2(i)} \right\}. \end{aligned} \quad (\text{B1})$$

式中,  $w'_i$  属于集合  $\mathbf{w} - \bigcup_{1 \leq i \leq I} \mathbf{w}_{\text{avoid}}^i$ ,  $R(m, n)$  表示矩阵  $\mathbf{Q}$  中第  $m$  行与第  $n$  行之间的相关值. 进一步, 可以将 (B1) 式化简为

$$\Delta \text{SNR} = 10 \lg \left\{ 1 - \frac{\sum_{i=1}^I (\sum_{n^i \in [p^+, q^+] \cup [p^-, q^-]} w^2(n^i))}{\sum_{i=0}^{n_2} w^2(i)} \right\}. \quad (\text{B2})$$

其中,  $n^i$  表示第  $i$  类授权用户对应的第  $n$  个网络权值. 当  $n_2$  足够大时 ( $n_2 > 32$ ), 第  $i$  个频点处对应网络权值  $w(i)$  和该点 UWB 模板值  $\sqrt{M_{\text{FCC}}(il f_s)}$  近似成正比. 进一步, 为了获得更加直观明确的结论, 我们利用最大加权系数对 UWB 频谱模板带宽归一化, 即有

$$f_{\text{UWB}} \triangleq \frac{\sum_{i=0}^{n_2} w^2(i) f_B}{2n_2 \times \max(w^2(0), w^2(1), \dots, w^2(n_2))}. \quad (\text{B3})$$

结合关系式 (B1)~(B3), 则 (31) 式是可进一步化简为 (32) 式.