

自适应 WPM 抗干扰系统中的 WPT 优选算法研究

仲伟志, 郭 庆, 顾学迈

(哈尔滨工业大学 通信技术研究所 哈尔滨 150001, z_weizhi3000@126.com)

摘 要: 为提高自适应小波包调制(WPM)系统抗窄带干扰能力,提出一种基于单音干扰的小波包树(WPT)优选算法.算法以误码率(BER)和有限信号传输能量为条件构造 WPT 节点处的代价函数,将树优选问题转化为搜索拉格朗日最小代价函数问题,通过剪枝方式搜索窄带干扰下的最优树.理论分析和仿真结果表明,优选算法在窄带干扰环境下能够简单准确地搜索到最优树,在不需要定时发送训练序列的条件下显著提高自适应 WPM 系统抗窄带干扰能力.

关键词: 自适应 WPM 抗干扰系统; 最优小波包树搜索; 窄带干扰

中图分类号: **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2010)05-0727-05

Optimal WPT selection algorithm in adaptive WPM interference rejection system

ZHONG Wei-zhi, GUO Qing, GU Xue-mai

(Communication Research Center, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China, z_weizhi3000@126.com)

Abstract: To improve the narrow band interference (NBI) rejection performance of the adaptive wavelet packet modulation (WPM) system, an optimal wavelet packet tree (WPT) selection algorithm based on tone interference is proposed in this paper. The proposed algorithm makes use of the bit error rate (BER) and the limited transmitted signal power to construct cost function for WPT nodes, which transforms the optimal tree selection problem into the minimization of Lagrange cost function, and the optimal tree is selected by tree pruning method. Analysis and simulation results show that the proposed algorithm can accurately find the optimal tree in NBI environment and performance of the adaptive WPM system is greatly improved without sending the periodic training data.

Key words: adaptive WPM interference rejection system; optimal WPT selection; NBI

WPM 技术是一种具有抗窄带干扰能力的多载波调制技术^[1-2]. 自适应 WPM 抗干扰系统是以 WPM 抗窄带干扰特性为基础构建的抗干扰系统. 如何快速准确地选择最优 WPT 是自适应 WPM 抗干扰系统中的关键问题. 目前 WPT 优选算法主要有基于最小均方误差(LMS)的树形结构优选算法^[3]、基于码间干扰(ISI)功率和子载波间干扰(ICI)功率的优选算法^[4], 以及基于信道容量

和功率分配的优选算法^[5]. 基于 LMS 的树优选算法以寻找最小均方误差为目标, 搜索所有的树形结构, 以大运算量换取乘性和加性噪声的有效抑制, 不利于实时高效传输. 基于 ISI 功率和 ICI 功率的优选算法以及基于信道容量和功率分配的优选算法主要针对时间和频率选择性衰落信道而设计, 虽然能够有效地抑制时间和频率选择性衰落, 但并不适用于窄带干扰环境下的高效传输, 并且算法需要周期性发送训练序列, 造成系统传输效率低.

针对上述算法的不足, 本文以文献[6]中理论为基础提出一种适用于自适应 WPM 抗干扰系统的基于单音干扰的小波包树优选算法. 算法以

收稿日期: 2009-04-03.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60532030).

作者简介: 仲伟志(1980—), 女, 博士研究生;

郭 庆(1964—), 男, 教授, 博士生导师;

顾学迈(1957—), 男, 教授, 博士生导师.

单音干扰误码率和信号传输功率为条件构造代价函数,采用剪枝方式搜索单音干扰下的最优 WPT,由理论分析可知,单音干扰下的最优 WPT 即为窄带干扰下的最优树. 理论分析和仿真验证表明,本文提出的算法搜索过程简单,较已有算法抗窄带干扰能力强. 由于不需要定时发送训练序列,算法使系统具有较高的带宽利用率.

1 自适应 WPM 抗干扰系统

自适应 WPM 抗干扰系统主要用于抗窄带干扰. 系统接收端根据信道中干扰的实时检测情况优选 WPT 结构,并将优选 WPT 结果反馈至发送端,发送端根据优选结果重新调整 WPM 调制方式,提高系统抗干扰性能.

1.1 WPM 抗干扰原理

自适应 WPM 抗干扰系统如图 1 所示,其中接收端的小虚框处为配合优选算法而改进的部分.

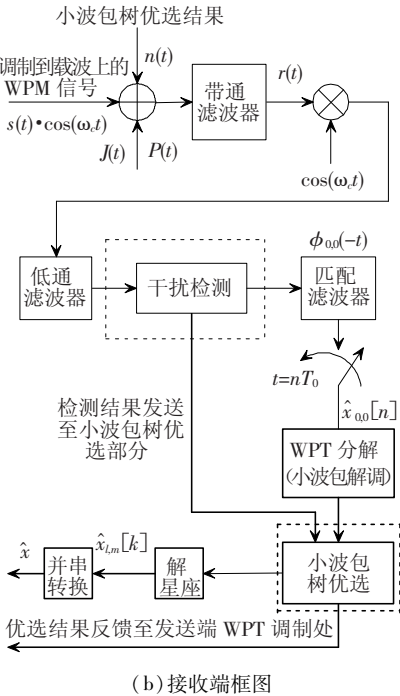
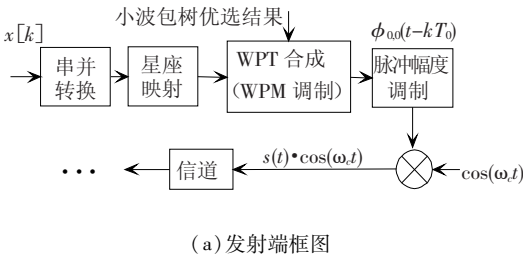


图 1 自适应 WPM 抗干扰系统

系统抗干扰过程描述如下:首先发送带有训练序列的传输信号至信道,信号经过信道后混入窄带干扰和加性高斯白噪声(AWGN),经干扰检测后信号被送入 WPM 解调部分,并将干扰检测结果和 WPM 解调后的信号送入小波包树优选部

分作为优选参数. 完成 WPT 优选后将结果反馈至发送端 WPT 合成处,发送端根据反馈信息调整树形结构,在新的树形结构下进行 WPM 信号合成,从而减小干扰为系统带来的误码率.

1.2 WPM 抗干扰特性

WPM 的抗干扰特性是构建自适应 WPM 抗干扰系统的基础. WPM 信号表达式为^[7]

$$s(t) = \sum_{l \in \Lambda, m \in M_l} \sum_k x_{l,m}[k] \phi_{l,m}(t - kT_l).$$

其中: $l = 1 - L, 1 - (L - 1), \dots, 0; m = 0, 1, \dots, 2^{-l} - 1; L$ 为小波包树的分解深度; $x_{l,m}[k]$ 和 $\phi_{l,m}(t)$ 分别对应分解树第 l 个分解层下第 m 个终端节点处的分解系数和小波包基函数; Λ 为所有被用于调制的终端节点所在分解层的集合; M_l 为第 l 个分解层对应的所有被用于调制的终端节点集合. WPM 有效性的理论基础是小波包函数的正交性,即

$$\begin{cases} \langle \phi_n(t-j), \phi_n(t-k) \rangle = \delta(j-k), \\ \langle \phi_{2n}(t-j), \phi_{2n+1}(t-k) \rangle = 0. \end{cases}$$

其中 $\langle A, B \rangle$ 表示内积. WPM 信号的调制(解调)通过 WPT 的合成(分解)完成, WPT 的合成(分解)过程为一个重复的上采样($\uparrow 2$)(下采样($\downarrow 2$))和滤波过程. 采用不同的 WPT 结构合成和分解 WPM 信号时, WPM 信号具有不同的时-频特性. WPM 这种可变的时-频特性是 WPM 抗窄带干扰的理论基础. WPM 抗窄带干扰特性主要表现在抗单音(tone)和脉冲(impulse)干扰中. 脉冲干扰为时域脉冲信号,只干扰脉冲所在符号周期内的几个 WPM 符号. WPT 分解会使 WPM 信号频域扩展,导致脉冲干扰影响扩大,因此未进行 WPT 分解的 WPM 受脉冲干扰影响最小. 单音干扰为频域脉冲信号,覆盖 WPM 所有符号周期,因此未进行 WPT 分解的 WPM 信号受单音干扰影响最大. 针对上述情况,在单音干扰和脉冲干扰共存的情况下,需要合理的划分 WPM 信号时-频域特性,即选择最优 WPT,使最优树下的窄带干扰影响最小.

2 WPM 系统下的干扰分析

WPT 的优选是自适应 WPM 抗干扰系统中的关键问题,为了改进 WPT 优选算法,首先需要分析自适应 WPM 系统中的干扰特性. 本部分以单音干扰和脉冲干扰为例,对自适应 WPM 系统下的干扰进行分析. 自适应 WPM 系统接收端的接收信号可表示为

$$r(t) = s(t) + J(t) + P(t) + n(t).$$

其中 $s(t)$ 为传输信号; $n(t)$ 均值为零,功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声; $J(t)$ 为单音干扰信号; $P(t)$ 为脉冲干扰信号. $J(t)$ 和 $P(t)$ 可表示为如下形式^[9,11]:

$$\begin{cases} J(t) = \sqrt{p_J} \exp(j2\pi f_J t + j\theta_J), \\ P(t) = A_0 e^{-d \cdot t}. \end{cases}$$

其中 $\sqrt{p_J}$ 为单音干扰功率; f_J 为干扰频率, θ_J 为单音干扰相位, 在 $(0, 2\pi)$ 上服从均匀分布; A_0 为脉冲干扰幅度; d 为指数衰减参数.

经过带通滤波、采样、匹配滤波以及 WPT 分解 (WPM 解调) 后的接收信号可表示为^[8]

$\hat{x}_{l,m}[k] = x_{l,m}[k] + \xi_{l,m}[k] + J_{l,m} + P_{l,m}[k]$.
其中: $x_{l,m}[k] = E_{l,m} a_{l,m}[k]$ 为子信道 (l, m) 中的基带信号, $E_{l,m}$ 为信号能量; $\xi_{l,m}[k]$ 为节点 (l, m) 处的高斯噪声; $J_{l,m}$ 和 $P_{l,m}[k]$ 分别为节点 (l, m) 处的单音干扰和脉冲干扰, 可表示为如下形式^[9-10]:

$$J_{l,m} = \sqrt{p_J} | \Phi_{l,m}^*(f_J) | \cdot e^{j\theta_{l,m}}, \quad (1)$$

$$P_{l,m}[k] = F_{l,m}[k] \bar{a}_i \cos \theta_i q_{l,m}[k, \tau_i]. \quad (2)$$

其中: $\Phi_{l,m}^*(f_J)$ 为从根部到节点 (l, m) 的等效小波包函数 $\phi_{l,m}^*(t)$ 在频率点 f_J 处的傅立叶变换; $F_{l,m}[k]$ 为表示符号, 当 $F_{l,m}[k]$ 等于 1 时表示处于节点 (l, m) 的第 k 个符号受脉冲噪声干扰, $F_{l,m}[k]$ 等于 0 表示处于节点 (l, m) 的第 k 个符号没有受到脉冲噪声干扰, $\bar{a}_i$ 和 τ_i 分别为脉冲干扰的随机幅度以及第 i 个噪声的发生时刻, θ_i 为第 i 个脉冲噪声相对于载波的相位值. 由于多个脉冲噪声同时发生在一个符号周期 T_0 内的概率很小, 因此只考虑一个脉冲干扰的情况. 一个脉冲噪声干扰产生的短序列 $c[n, \tau_i]$ 经过 WPT 分解产生 $q_{l,m}[k, \tau_i]$, 其中

$$c[n, \tau_i] = \frac{1}{T_0} \int_n^{N-1+n} \bar{h}_p(t - \tau_i) \bar{\Phi}_{01}(t - n) dt.$$

令

$$A_{l,m} = (\sqrt{p_J} | \Phi_{l,m}^*(f_J) |) / E_{l,m}.$$

由文献[9]可知, 节点 (l, m) 处的符号受单音干扰影响产生的误码率为

$$P_{Je(l,m)} = (1/\pi) \cdot \arccos(\sqrt{2}A_{l,m})^{-1}. \quad (3)$$

节点 (l, m) 处符号受脉冲干扰产生的误码率为

$$\begin{aligned} P_{P(l,m)}(e) &= P_0 \int_y P_{G_v}(e|y) G_v(y) dy + \\ &P_1 \sum_k \int R_{lm}^{[k]}(\bar{a}_i) G_a(\bar{a}_i) d\bar{a}_i. \end{aligned} \quad (4)$$

其中: P_0 为节点 (l, m) 不存在脉冲噪声干扰的概

率, P_1 为存在脉冲噪声干扰的概率; $G_v(y)$ 为高斯噪声 $\xi_{l,m}[k]$ 的概率密度函数; $G_a(\bar{a}_i)$ 为 $\bar{a}_i$ 的概率密度函数; $P_{G_v}(e|y)$ 和 $R_{lm}^{[k]}(\bar{a}_i)$ 分别为 y 和 $\bar{a}_i$ 条件下的符号错误概率; $P_{P(l,m)}(e)$ 的表达式参见文献[10]. 由公式(1)~(4)可知, 节点 (l, m) 处的单音干扰和脉冲干扰相互独立, 各自产生的误码率分别与各自的干扰信号特性以及 WPT 结构相关.

由于未进行 WPT 分解的 WPM 受脉冲干扰影响最小, 受单音干扰影响最大, 因此 WPT 的优选过程可看作以扩大脉冲干扰影响为代价缩小单音干扰造成的影响, 使两种干扰共同产生的影响最小. 由以上分析可得, 两种干扰共存时 WPT 优选算法需要遵循以下原则:

- 1) WPT 中需要进行分解的枝节由单音干扰决定, 可不考虑脉冲干扰对树分解的影响.
- 2) 根据单音干扰情况进行部分枝节分解所得的最优 WPT 即为两种干扰下的最优树.

3 改进的小波包树优选算法

WPT 优选是自适应 WPM 抗干扰系统中的重要组成部分. 总结各种小波包树优选算法性能, 如表 1 所示. 由表可知, 基于 LMS 的 WPT 优选算法遍历所有树形结构, 运算量过大. 第二种和第三种算法需要定时发送训练序列, 对系统传输效率产生影响, 且主要针对时间和频率选择性衰落信道设计, 抗窄带干扰能力差, 因此在窄带干扰环境下需要改进优选算法.

由干扰分析中的式(3)可知, 单音干扰的误码率表达式为 $E_{l,m} - P_{Je(l,m)}$ 形式. 由于单音干扰误码率和脉冲干扰误码率相互独立, 且根据 WPT 优选原则单音干扰决定优选树结构, 因此窄带干扰下树优选问题可转化为有限信号传输功率 $E = \sum_{l,m} E_{l,m}$ 下, 最小单音干扰误码率 $P_{Je} = \sum_{l,m} P_{Je(l,m)}$ 的搜索问题. 由文献[6]可知, 此类问题可通过引入参数 λ 构造拉格朗日代价函数来解决.

3.1 Kuhn-Tucker 分析下的代价函数构造

根据 Kuhn-Tucker 原则, 构造拉格朗日代价函数为

$$D(\lambda) = P_{Je} + \lambda \cdot E.$$

最优树 τ^* 下的代价函数在所有树形结构中最小. 由于各子载波之间具有正交性, 因此

$$D(\lambda) = \sum_{l,m} D_{l,m}(\lambda) = \sum_{l,m} (P_{Je(l,m)} + \lambda E_{l,m}). \quad (5)$$

表 1 最优树搜索算法比较

算法名称	训练序列	定时发送 训练序列	反馈机制	搜索树总量 (5 层树)	参与运算 节点数	WPT 节点信息	针对信道 条件	抗窄带干 扰性能	信道资源 利用率
基于 LMS 的 树优选算法	采用	不采用	采用	458 330	458 330 × 32	不需要	多径信道 和窄带干 扰下信道	中	高
基于 ISI 和 ICI 功率的 树优选算法	采用	采用	采用	1	63	需要	严重的时间 和频率选择 性衰落信道	弱	差
基于信道容量 和功率分配的 树优选算法	采用	采用	采用	1	63	需要	严重的时间和 频率选择性 衰落信道	弱	差
基于单音干 扰的树优 选算法	采用	不采用	采用	1	63	需要	多径信道 和窄带干 扰下信道	强 (仿真对比)	高

为了获得最小代价函数,式(5)两边同时对参数 E 求导.

$$\frac{\mathrm{d}D(\lambda)}{\mathrm{d}E} = \frac{\mathrm{d}[\sum_{l,m}(P_{Je(l,m)} + \lambda E_{l,m})]}{\mathrm{d}(E_{l,m})}.$$

当所有子信道在 $P_{Je} - E$ 曲线上斜率相同时可获得最优 WPT. 因此最优子信道功率满足

$$E_{l,m}^* \simeq \max \left[0, \frac{\sqrt{[\sqrt{2p_J} \cdot \lambda \pi + |\Phi_{l,m}^*(f_J')|]^2 - 1}}{\lambda \pi} \right].$$

最优子信道功率下子信道符号错误概率为

$$P_{e(l,m)}^* \simeq \max \left[0, \frac{1}{\pi} \arccos \frac{\sqrt{[\sqrt{2p_J} \cdot \lambda \pi + |\Phi_{l,m}^*(f_J')|]^2 - 1}}{\sqrt{2p_J} \cdot \lambda \pi + |\Phi_{l,m}^*(f_J')|} \right].$$

3.2 最优树搜索算法

最优树搜索算法由两部分构成,树的剪枝和二分法加载功率,算法描述如下:

1) 初始化. 确定子树库 Θ_L 中所有节点 $n_{l,m}$ 的等效滤波器傅里叶变换值 $\Phi_{l,m}^*(f_J')$, 由于 f_J' 可实时检测,因此算法不需要定时发送训练序列,从而提高了带宽利用率.

选择任意斜率 λ , 计算所有等效节点 $n_{l,m}$ 的拉格朗日代价函数 $D_{l,m}(\lambda)$.

2) 删减树枝.

For $l \in \{L - 1, \cdots, 1, 0\}$

For $m \in \{0, 1, \cdots, 2^l - 1\}$

If $D_{l,m}(\lambda) < D_{l+1,2m+1}(\lambda) + D_{l+1,2m}(\lambda)$

No $\rightarrow$ split($n_{l,m}$);

Else

Yes $\rightarrow$ split($n_{l,m}$);

$D_{l+1,2m+1}(\lambda) + D_{l+1,2m}(\lambda) \rightarrow D_{l,m}(\lambda)$;

End

End

End

从根部遍历所有的节点,根据 split($n_{l,m}$) 值确定最优树 τ^* .

3) 二分法加载功率. 选择 $\lambda_a \leq \lambda_b$, 使公式

$$\sum_{l,m} E_{l,m}^*(\lambda_b) \leq E_{\text{budget}} \leq \sum_{l,m} E_{l,m}^*(\lambda_a) \text{ 成立.}$$

进入循环状态

$$\text{do } \{ \lambda_{\text{next}} \leftarrow \frac{\sum_{l,m} [P_{e(l,m)}^*(\lambda_a) - P_{e(l,m)}^*(\lambda_b)]}{\sum_{l,m} [E_{l,m}^*(\lambda_a) - E_{l,m}^*(\lambda_b)] + \varepsilon};$$

If $\sum_{l,m} E_{l,m}^*(\lambda_{\text{next}}) > E_{\text{budget}}$

$\lambda_b = \lambda_{\text{next}};$

else $\lambda_a = \lambda_{\text{next}};$ }

while

$$\sum_{l,m} E_{l,m}^*(\lambda_{\text{next}}) = \sum_{l,m} E_{l,m}^*(\lambda_b) = E_{\text{budget}}$$

其中: ε 值很小,以保证斜率的单一性.

上述循环结束后 WPT 为最优树,最优树结构使受窄带干扰的信号产生最小的误码率,且有限信号功率得到合理分配. 根据 WPT 优选原则,此时所得最优 WPT 树即为窄带干扰下的最优树.

4 仿真验证分析

4.1 仿真实验

仿真实验中对比了几种树优选算法抗窄带干扰性能. 仿真中分解深度 $0 \leq L \leq 6$, 采用 Haar 小波,仿真过程中信噪比 R_{SN} 保持 20 dB 不变,信干比 R_{SI} 从 0 dB 到 14 dB 变化,传输信号采用 QPSK

调制,令变频后的单音干扰频率为 1 kHz,脉冲干扰为单脉冲干扰.算法抗窄带干扰性能随 R_{SI} 变化曲线如图 2 所示.

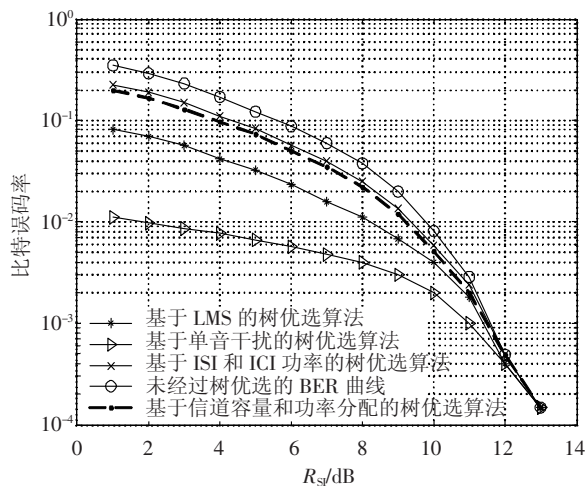


图2 树优选算法性能比较

4.2 算法评价

基于 ISI 和 ICI 功率的树优选算法以及基于信道容量和功率分配的树优选算法抗窄带干扰性能很差,以 $R_{SI} = 5$ dB 处为例,两种优选算法下的 BER 曲线相对于未经树优选的 WPM 下的 BER 曲线仅有 1 dB 的性能改善.基于 LMS 的树优选算法抗单音干扰性能优于前两种算法,在 $R_{SI} = 5$ dB 处有近 3 dB 的性能改善,这是由于基于 LMS 的树优选算法遍历所有树形结构,逐一节点对比最小均方误差,以大运算量换取传输精度.四种算法中基于单音干扰的树优选算法抗窄带干扰性能最优, $R_{SI} = 5$ dB 处优选树下 BER 曲线相对于未优选树有近 5 dB 的性能改善.由于算法根据窄带干扰情况进行树优选,因此适用于窄带干扰环境下时间和频率选择性衰落不严重的信道情况.

5 结 论

本文针对窄带干扰下的自适应 WPM 系统,提出一种基于单音干扰的小波包树优选算法.算法通过构造代价函数,采用剪枝的方式搜索最优 WPT 结构.该算法主要针对窄带干扰环境设计且不需要定时发送训练序列,因此较其它算法具有较强的抗窄带干扰能力和较高的传输效率,进一步提高了自适应 WPM 抗干扰系统性能.

参考文献:

- [1] LINDSEY A R. Wavelet packet modulation for orthogonally multiplexed communication [J]. Transactions on Signal Processing, IEEE, 1997, 45(5): 1336 - 1339.
- [2] ANTONY J, PETRI M. Wavelet packet modulation for wireless communications [J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2005, 5(2): 123 - 137.
- [3] 邓善征,茹乐,杜兴民,等.小波包调制树优选简易算法[J].系统仿真学报,2007,19(20): 4759 - 4761.
- [4] GAO Xingxin, LU Mingquan, FENG Zhenming. Optimal Wavelet Packet based Multicarrier Modulation over Multipath Wireless Channels [C]//International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions. Chengdu, China: IEEE, 2002, 1: 313 - 317.
- [5] DALY D, HENEGHAN C, FAGAN A, *et al.* Optimal wavelet packet modulation under finite complexity constraint [C]//International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Orlando (USA): IEEE, 2002, 3: 2789 - 2792.
- [6] RAMCHANDRAN K, VETTERLI M. Best wavelet packet bases in a rate - distortion sense [J]. Trans on Image Processing, IEEE, 1993, 2(2): 160 - 175.
- [7] WONG K M, WU Jengfeng, DAVIDSON T N, *et al.* Wavelet packet division multiplexing and wavelet packet design under timing error effects [J]. Trans on. Signal Process, IEEE, 1997, 45(12): 2877 - 2890.
- [8] NIKOLOV N, NIKOLOV Z. A Communication System with Wavelet Packet Division Multiplexing in an Environment of White Gaussian Noise and Narrow-Band Interferences [J]. Cybernetics and Information Technologies, 2005, 5(1): 100 - 114.
- [9] MOENECLAAY M. Sensitivity of Multiple-Access Techniques to Narrow-Band Interference [J]. Trans on Communication, IEEE, 2001, 49(3): 497 - 505.
- [10] WU Jiangfeng. Wavelet packet division multiplexing. [D]. Hamilton, Canada: McMaster University, 1998.
- [11] BAUER M, ANSELMANT R, DOSTERT K. Integrated wavelet packet modulation and signal analysis using analytic wavelet packets [C]//International Conference on Power Line Communications and Its Applications. Dresden, Germany: IEEE, 2009: 154 - 159.

(编辑 张 宏)