

文章编号:1007-5321(2021)05-0035-06

DOI:10.13190/j.jbupt.2021-030

频谱聚合中非数据辅助的幅频相估计与补偿

陈建梅¹, 仇洪冰¹, 郑霖^{1,2}, 杨超¹

(1. 桂林电子科技大学 广西无线宽带通信和信号处理重点实验室, 桂林 541004;

2. 通信网信息传输与分发技术重点实验室, 石家庄 050081)

摘要: 认知无线电中宽带信号需采用频谱分割与聚合滤波器组技术实现对频谱空穴的高效利用. 由于不同子频谱的幅频相受到无线信道的干扰,在接收端子谱聚合时,幅、频、相误差对聚合信号会产生畸变,导致检测性能恶化. 对此,提出了基于非数据辅助的幅、频、相失真估计补偿算法,利用相邻子频谱在过渡带内的幅频相一致性特点,在频域进行过渡带内信号的对齐处理,从而在子频谱聚合之前修正幅度、频率和相位,以恢复原信号谱. 仿真结果表明,该算法能够有效地解决因分割子频谱在信道传输过程中造成的幅频相失真问题,系统解调的误码率性能接近相同系统参数下常规的导频估计算法,所提算法具有较高的估计精度和高效的频谱利用率.

关键词: 频域分割与聚合滤波器组; 幅频相一致性; 非数据辅助

中图分类号: TN911.72

文献标志码: A

Non-Data-Aided Estimation and Compensation of Amplitude, Frequency and Phase for Spectrum Combination

CHEN Jian-mei¹, QIU Hong-bing¹, ZHENG Lin^{1,2}, YANG Chao¹

(1. Guangxi Key Laboratory of Wireless Wideband Communication and Signal Processing,

Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China;

2. Science and Technology on Communication Networks Laboratory, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: In cognitive radios, broadband signals need to be applied with spectrum division and combination filter banks to efficiently utilize spectrum holes. As the amplitude, frequency and phase of different sub-spectra are interfered by the wireless channel, when the sub-spectra are combined, the amplitude, frequency and phase errors distort the recombination signal, leading to the degradation of detection performance. A non-data-aided estimation and compensation algorithm is proposed. By utilizing the amplitude-frequency-phase consistency between adjacent sub-spectra in the transition band and performing the alignment process in the frequency domain, the amplitude, frequency and phase are modified before sub-spectra combination to recover the original signal. Simulation results show that the proposed algorithm can effectively solve the amplitude-frequency-phase distortion caused by sub-spectra segmentation. The bit error rate performance of the proposed algorithm is close to that of the pilot estimation algorithm with the same system parameters. The proposed algorithm can not only obtain high-precision amplitude-frequency-phase estimation and compensation, but also utilize spectrum efficiently.

收稿日期: 2021-03-26

基金项目: 广西自然科学基金项目(2020GXNSFAA159067); 认知无线电与信息处理重点实验室基金项目(CRKL200102, CRKL200105); 通信网信息传输与分发技术重点实验室资助项目(SCX20641X001)

作者简介: 陈建梅(1993—), 女, 博士生.

通信作者: 郑霖(1973—), 男, 教授, 博士生导师, E-mail: cnzlin@guet.edu.cn.

Key words: spectrum division and combination filter banks; amplitude-frequency-phase consistent characteristics; non-data-aided estimation

由于频谱资源结构性问题日益突出,存在大量不连续的频谱碎片,很难找到大块连续频谱来满足宽带业务需求. 认知无线电中通过频谱分割与重构手段来实现频谱分配、管理与共享^[1],但同时也面临着频谱空穴大小不一且频谱跨度大的问题,这给频谱分割、搬移与聚合带来了诸多困难.

当前认知无线电下的频谱聚合技术大致可以分为两类. 一类是针对现有长期演进标准的载波聚合技术,主要基于正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 技术^[2-3]实现载波同步和拼接. 但是,采用 OFDM 进行频谱分割与重构存在以下问题:一是要求对待分割频谱的信号进行重新调制;二是要求子载波完全正交且带宽相等;而且 OFDM 带外泄漏高,波形参数不够灵活. 另一类是更具普适性的滤波器组技术^[4-7],是频谱分割与重构的常用手段,其中,滤波器组多载波 (FBMC, filter bank multi-carrier) 技术^[4-5]带外泄漏低,能够充分利用零散化的碎片频谱资源. 但是,由于滤波器组设计与实现的需要,增加了系统的复杂度和设备的硬件开销;而且 FBMC 技术存在峰均功率比高的问题. 无论是使用 OFDM 技术还是 FBMC 技术,均要求子载波带宽相等,而等带宽分割限制了频谱使用的灵活性;此外,频谱跨度受到快速傅里叶变换 (FFT, fast Fourier transform) 算法复杂度的限制,频谱跨度越大,多载波信号处理复杂度越高.

Abe 等^[6]提出了基于平方根升余弦滤波器组的频谱分割与聚合技术,对宽带信号在频域进行任意分割以适配信道条件. 这种具备灵活的频谱划分特性的滤波器组技术很好地解决了频谱空穴大小不一且跨度大导致频谱分割与重构困难的问题. 但由于各个子谱分散在整个频谱感知范围内,所以其无线信道的衰落特性并不相同,频谱跨度大导致每个子谱的多普勒频移不一致,不同频段在相同延迟条件下的相差不同,不同频段上幅度衰减也不同,为此,需要在频谱聚合前实现精确的幅、频、相估计和修正.

常用的估计算法根据是否需要辅助数据可分为两大类,一类是基于训练序列或导频的数据辅助方法^[8-9],必须事先发送参考信号,系统的频谱效率必然会有所损失. 另一类是非数据辅助方法^[10-14],利

用接收信号及其统计特性进行估计与补偿. 常用的基于 FFT 的频率估计算法利用离散频谱对应峰值谱线的相位差来估计频偏和校正相位^[10-11],估计精度较高,但是此类算法对频偏的变化比较敏感,而且频偏估计范围受到 FFT 分辨率的限制. Zhang 等^[12-13]基于不同约束条件构造代价函数,通过多维极值搜索得到频偏估计值,此类算法具有较好的估计性能,但极值搜索需要非常高的计算复杂度. Abe 等^[14]发现分割子谱之间存在特殊的谱特征关系,提出了一种基于 -3 dB 一致点的盲相位补偿算法. 但是,该方法是基于幅度没有出现失真和频率没有较大偏移的情况,当两者无法保证时, -3 dB 点将发生偏移,导致盲估计算法失效.

事实上,这种幅频相一致特性本质来源于相邻分割子谱间过渡带内的一致性. 基于此,分析了分割子谱过渡带的幅频相一致特性,进而提出了基于过渡带一致特性的幅频相估计补偿算法. 该方法在过渡带内进行幅频相的对齐处理,可有效地对幅频相干扰进行估计与补偿,其具有较高的频谱利用率和幅频相估计精度. 最后,通过频谱分割聚合系统仿真了所提算法的误码率 (BER, bit error rate) 性能,验证了基于过渡带一致性的幅频相盲估计补偿算法的可行性.

1 过渡带幅频相一致特性

采用频谱分割滤波器组 (DF, dividing filter bank) 与聚合滤波器组 (CF, combining filter bank), 对未知调制方式的目标宽带信号直接进行“黑盒”分割处理,通过设计原型滤波器可以根据空闲频谱资源进行适配分割,系统框图如图 1 所示.

分割聚合滤波器均采用平方根升余弦滤波器,平方根升余弦滚降函数为

$$H(\beta, \omega, B) = \begin{cases} 1, & |\omega| < (1-\beta)B/2 \\ \sin \frac{\pi[(1+\beta)B/2 - |\omega|]}{2\beta B}, & (1-\beta)B/2 \leq |\omega| \leq (1+\beta)B/2 \\ 0, & |\omega| > (1+\beta)B/2 \end{cases} \quad (1)$$

其中: β 为滚降系数, ω 为频率, B 为滤波器通带带宽. 第 k 个子谱的滚降系数 β_k 定义^[6]为

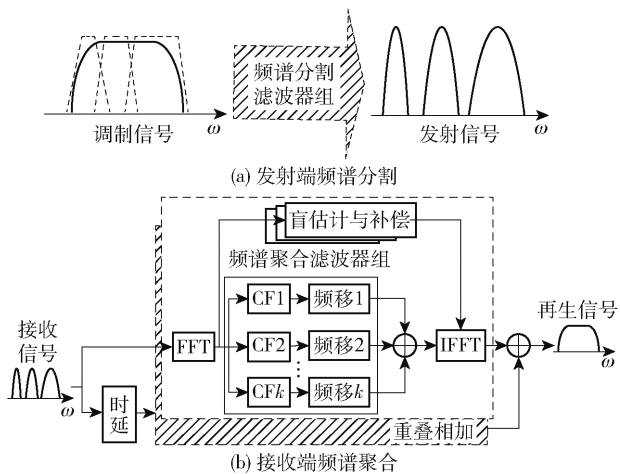


图1 频谱分割与聚合系统框架

$$\beta_k = \frac{B}{B_k} \beta_0 \quad (2)$$

其中: B_k 为第 k 个子谱的带宽, β_0 为聚合后再生频谱的滚降系数, 且满足 $\beta_0 \leq \beta_i/k$, 其中 β_i 为分割前输入信号谱的滚降系数. 分割滤波器和聚合滤波器的频率响应函数分别定义为

$$H_{\text{div},k}(\omega) = \frac{H(\beta_k, \omega - \omega_{c,k}, B_k)}{H(\beta_i, \omega, B)} \quad (3)$$

$$H_{\text{comb},k}(\omega) = H(\beta_k, \omega - \omega_{c,k}, B_k)$$

其中 $\omega_{c,k}$ 为第 k 个子谱的中心频率.

文献[14]算法仅依赖于 -3 dB 一致点存在局限性. 在实际无线传输环境中, 存在幅度增益差或频偏时, -3 dB 点会发生偏移, 如图2所示. 此时, 幅频相一致特性本质来源于相邻分割子谱在过渡带内的一致特性, 接下来对过渡带内的幅频相一致特性进行说明.

由于相邻2个分割滤波器之间过渡带是重叠的, 所以分割后的相邻2个子谱都包含过渡带内的信息. 由式(1)可知, 原型滤波器的频率响应是一个实值函数, 不携带相位信息, 滤波器的作用仅仅体现在对信号幅值的增强或衰减, 所以相邻子谱在过渡带内的频率和相位是具有一致特性的.

由式(2)可知, $\beta_k B_k = \beta_{k+1} B_{k+1} = \beta_0 B$, 因此, 各子谱的过渡带等宽, 在接收端合并时重叠的左、右过渡带必然拥有相等的增益, 才能保证过渡带合成的信号恢复原信号. 如下式证明, 第1项为聚合后子谱 k 的过渡带的右边带, 第2项为聚合后子谱 $k+1$ 的过渡带的左边带.

$$F(\omega) [H(\beta_k, \omega - \omega_{c,k}, B_k)]^2 + F(\omega) [H(\beta_{k+1}, \omega - \omega_{c,k+1}, B_{k+1})]^2 =$$

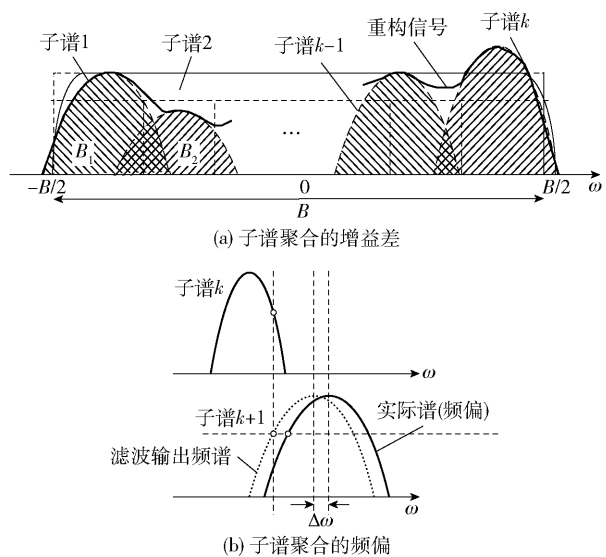


图2 相邻子谱的一致点偏移

$$F(\omega) \sin^2 \left(\frac{\pi(1 + \beta_k) B_k / 2 - \pi |\omega - \omega_{c,k}|}{2\beta_k B_k} \right) + F(\omega) \sin^2 \left(\frac{\pi(1 + \beta_{k+1}) B_{k+1} / 2 - \pi |\omega - \omega_{c,k+1}|}{2\beta_{k+1} B_{k+1}} \right) = F(\omega) \quad (4)$$

其中: $F(\omega)$ 为分割前的原信号谱, $\omega_{c,k+1}$ 和 B_{k+1} 分别为子谱 $k+1$ 的中心频率和带宽, 且满足 $\omega_{c,k+1} - \omega_{c,k} = (B_k + B_{k+1})/2$. 可以得出, 当且仅当 $\omega = \beta_k B_k / 2$ 时, 即过渡带的中间位置, 左、右子谱的功率谱幅度相等, 通过对该点左、右子谱幅度的估计, 可以获得子谱间的幅度增益差.

2 非数据辅助的幅频相估计算法

由上述分析可知, 接收端过渡带内的相邻子带源于相同的信号分量, 在频域上具有良好的相关性. 在接收端子谱聚合之前, 分别提取过渡带内的左右边带信号, 则子谱 k 右边带 $Y_{R,k}(\omega)$ 可以表示为

$$Y_{R,k}(\omega) = F(\omega) H(\beta_k, \omega - \omega_{c,k}, B_k) = F(\omega) \sin \left(\frac{\pi(\beta_k B_k / 2 + B_k / 2 + \omega_{c,k}) - \pi \omega}{2\beta_k B_k} \right) \quad (5)$$

子谱 $k+1$ 左边带 $Y_{L,k+1}(\omega)$ 可以表示为

$$Y_{L,k+1}(\omega) = F(\omega) H(\beta_{k+1}, \omega - \omega_{c,k+1}, B_{k+1}) = F(\omega) \sin \left(\frac{\pi(\beta_{k+1} B_{k+1} / 2 + B_{k+1} / 2 - \omega_{c,k+1}) + \pi \omega}{2\beta_{k+1} B_{k+1}} \right) = F(\omega) \sin \left(\frac{\pi(\beta_k B_k / 2 - B_k / 2 - \omega_{c,k}) + \pi \omega}{2\beta_k B_k} \right) \quad (6)$$

其中 $(1 - \beta) B / 2 \leq |\omega| \leq (1 + \beta) B / 2$ 为过渡带频率

范围. 令 $d_k = \frac{\pi[(1+\beta_k)B_k/2 + \omega_{c,k}]}{2\beta_k B_k}$, 其中子谱的中心频率 $\omega_{c,k}$ 、带宽 B_k 、滚降系数 β_k 一旦确定, d_k 为一常数值. 则 $Y_{R,k}(\omega)$ 和 $Y_{L,k+1}(\omega)$ 的数值关系为

$$\begin{aligned} Y_{R,k}(\omega) &= F(\omega) \sin \left(d_k - \frac{\pi\omega}{2\beta_0 B} \right) = F(\omega) \sin \varphi(\omega) \\ Y_{L,k+1}(\omega) &= F(\omega) \cos \left(d_k - \frac{\pi\omega}{2\beta_0 B} \right) = F(\omega) \cos \varphi(\omega) \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $\varphi(\omega) = d_k - \frac{\pi\omega}{2\beta_0 B}$ 为关于频率 ω 的函数.

假设子谱 k 和 $k+1$ 之间的幅度增益差为 a_k , 利用过渡带中心位置的幅度一致性, 得到相邻子谱间的幅度增益差估计 \hat{a}_k , 以子谱 k 为基准值对子谱 $k+1$ 进行幅度补偿:

$$\hat{a}_k = |Y_{R,k}(\omega)| / |Y_{L,k+1}(\omega)| \quad (8)$$

其中 $|\cdot|$ 为取模值. 接下来对子谱幅值进行归一化:

$$\begin{aligned} \bar{Y}_1(\omega) &= Y_{R,k}(\omega) / |Y_{R,k}(\omega)| \\ \bar{Y}_2(\omega) &= Y_{L,k+1}(\omega) / |Y_{L,k+1}(\omega)| \end{aligned} \quad (9)$$

假设子谱 k 和 $k+1$ 之间的相偏为 ϕ_k , 将归一化的过渡带内的左右边带共轭相乘可以得到相位差估计 $\hat{\phi}_k$, 同样以子谱 k 为基准值对子谱 $k+1$ 补偿对应的相偏 $e^{-j\hat{\phi}_k}$, 使其满足相位一致性要求.

$$\hat{\phi}_k = \arg \{ \bar{Y}_1(\omega) [\bar{Y}_2(\omega)]^* \} \quad (10)$$

其中: $(\cdot)^*$ 为取共轭, (\cdot) 为取平均.

假设子谱 k 和 $k+1$ 之间的频偏为 $\Delta\omega$, 对幅度和相位进行补偿后, 频域的左右边带信号的关系为

$$\bar{Y}_2(\omega) = \bar{Y}_1(\omega + \Delta\omega) \quad (11)$$

过渡带内的频点具有一致特性, 使得相邻子谱在频域上具有良好的相关性能, 而带外的频点来自不同的信号分量, 不具备一致特性. 借助相关性最大时出现峰值位置这一思想, 提出了基于过渡带频率一致特性的频偏估计算法.

由于 FFT 频率分辨率的限制, 频偏估计的最大范围为 $[-\Delta f/2, \Delta f/2]$, 其中 $\Delta f = F_s/N_{\text{FFT}}$ 为频率分辨率, F_s 为采样频率, N_{FFT} 为傅里叶变换点数, 超出该范围的频偏补偿结果相当于添加了整数倍频偏. 所以利用过渡带相邻子谱在频域上进行滑动相关运算, 运算结果的最大值对应的循环移位就是整数倍频偏值. 而且进行搜索匹配的滑动窗口只需要在相邻子谱的过渡带内滑动, 大大减少了计算量.

将归一化的过渡带内的左右边带逐频点做相关运算, 其相关函数反映了左右边带在不同频点的相

对位置上互相匹配的程度:

$$\begin{aligned} R_{\bar{Y}_1, \bar{Y}_2}(\mu) &= \int_{-B_\omega}^{B_\omega} \bar{Y}_1(\omega) \bar{Y}_2(\omega - \mu) d\omega = \\ &= \int_{-B_\omega}^{B_\omega} \bar{Y}_1(\omega) \bar{Y}_1(\omega - \mu + \Delta\omega) d\omega \end{aligned} \quad (12)$$

其中: B_ω 为过渡带的带宽, μ 为过渡带内任意频点. 因为 $\bar{Y}_1(\omega)$ 的自相关函数的峰值在零点处, 所以可知 $R_{\bar{Y}_1, \bar{Y}_2}(\mu)$ 的峰值出现在 $\mu = \Delta\omega$ 处. 因此, 取 $R_{\bar{Y}_1, \bar{Y}_2}(\mu)$ 的峰值频点位置可以得到粗测频率为

$$\Delta\hat{\omega} = XF_s/N_{\text{FFT}} = (\max_{\mu} |R_{\bar{Y}_1, \bar{Y}_2}(\mu)|) F_s/N_{\text{FFT}} \quad (13)$$

其中 X 为频率错位的 FFT 点数.

在接收端相邻子谱合并时, 若频偏值大于半个 FFT 频率分辨率, 即 $\Delta\omega \geq F_s/2N_{\text{FFT}}$, 先进行粗略的频点估计. 峰值位置将跳至下个频点, 而 FFT 频点错位会导致相位多算出一个或多个周期, 过渡带内相邻子谱存在一个时变的相位差为

$$\Delta\theta = 2\pi(\Delta\omega - X \cdot F_s/N_{\text{FFT}}) nT_s \quad (14)$$

其中: nT_s 为采样点时间推移, $n = 0, 1, \dots, N_{\text{FFT}} - 1$, T_s 为采样时间间隔.

假设在过渡带频点已对齐的条件下, 当 $\Delta\omega < F_s/2N_{\text{FFT}}$, 即频偏值小于半个 FFT 频率分辨率时, 过渡带 FFT 频点无错位. 通过峰值搜索可以获得过渡带内相邻子谱峰值处的相位 θ_1 和 θ_2 , 得到时变的相位差 $\Delta\theta = 2\pi\Delta\omega nT_s$, 利用相位差 $\Delta\theta$ 进行频偏细估计.

综上所述, 如果能够保证单次 FFT 周期 $N_{\text{FFT}} T_s$ 内, 式(14)相位差变化不大, 则能够保证过渡带的频点已经对齐. 此时, 过渡带内 FFT 频点的相位相关性最强; 反之, 当过渡带内频点未对齐的条件下, 频点的相位相关性很小.

3 仿真结果与分析

为了验证所提算法的可行性, 对频谱分割与聚合系统进行仿真, 其中调制方式采用正交相移键控, 参数设置如表 1 所示.

以常规导频估计算法为对比基线, 将所提算法与文献[14]算法进行对比分析. 其中, 文献[14]算法是仅利用分割子谱之间在 -3 dB 处存在幅频相一致的点进行的盲补偿算法; 而所提算法是基于过渡带内一致特性的非数据辅助的幅频相估计算法.

图 3 和图 4 所示分别为 3 种算法在不同相偏和

表 1 仿真参数

参数	数值
信号带宽/MHz	10
采样速率/MHz	100
滚降系数 β_1, β_0	0.8, 0.125
分割子谱个数 k	4
子谱滚降系数 β_k	0.5
子谱带宽 B_k /MHz	2.5
FFT 点数	4 096

幅度增益差下的估计 BER 对比. 由图可知, 当信噪比为 10 dB 时, 所提算法的 BER 已达到 10^{-4} 以下, 接近于采用导频算法的结果, 且明显优于文献[14]算法. 此外, 由于相邻子谱的幅度增益差估计仅仅依赖于过渡带中心点的增益差估计, 所以可通过多周期的统计平均提高估计的精度, 来降低噪声的影响.

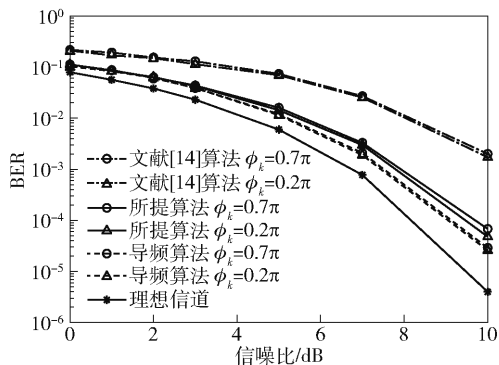
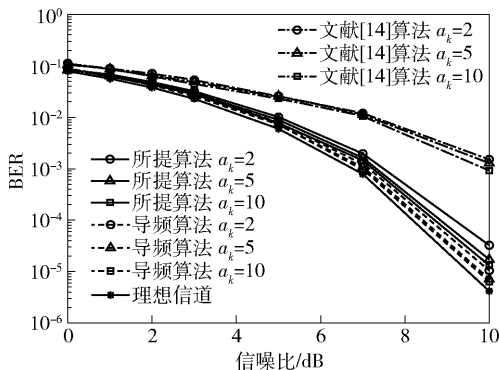
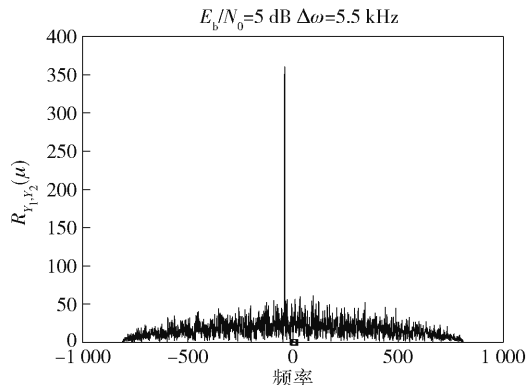
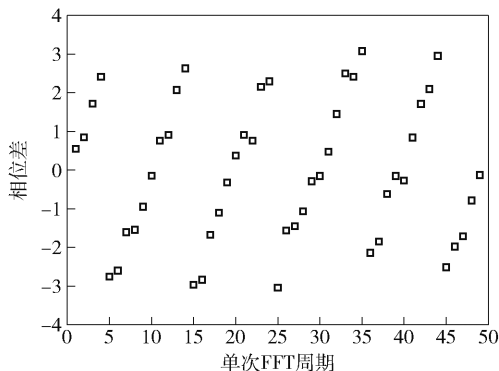
图 3 3 种算法在不同相偏 ϕ_k 下的估计 BER 对比图 4 3 种算法在不同幅度增益差 a_k 下的估计 BER 对比

图 5(a) 所示为信噪比 $E_b/N_0 = 5$ dB, 频偏 $\Delta\omega = 5.5$ kHz 时, 频偏粗估计阶段式 (12) 中的相关函数 $R_{\bar{y}_1, \bar{y}_2}(\mu)$. 为了尽可能提高相位相关峰值, 频偏估计所采用的 FFT 点数 N_{FFT} 是频谱分割聚合的 8 倍, 以提高频偏估计精度. 经过频偏粗估计和补偿之后, 图 5(b) 所示为残余频差导致的相位差在 $[-\pi, +\pi]$ 之间周期性的变化, 若采用基于导频的相差估

计方法, 在每次 FFT 周期 $N_{\text{FFT}} T_s$ 之前都补偿相同的相差, 则相位补偿的误差累积会导致解调误码率越来越大. 因此, 所提算法在频偏细估计阶段采用分段 FFT 相位差经典算法^[10], 进一步提高频偏估计精度.



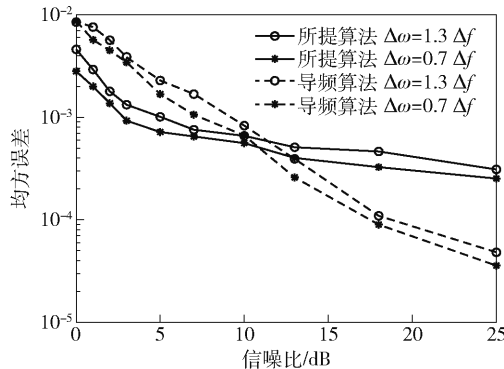
(a) 相邻子谱过渡带的相位相关性



(b) 残余频差导致的相差变化

图 5 过渡带内相邻子谱的相位特性

图 6 所示为所提算法和导频算法在不同频偏下的估计均方误差对比. 频偏分别设为 0.7 倍和 1.3 倍的频率分辨率. 由于所提算法整个帧长均用来做误差积累, 而导频算法仅占用一帧的部分做积累, 在信噪比较低时, 所提算法的均方误差优于导频算法; 随着信噪比的增加, 虽然所提算法的均方误差高于

图 6 2 种算法在不同频偏 $\Delta\omega$ 下的估计均方误差对比

导频算法,但也一直稳定在 10^{-3} 以内,能够保证频偏估计获得较高的估计精度;且与导频算法相比,所提算法的频谱利用率更高。

4 结束语

针对认知无线电中频谱分割与聚合技术在无线信道传输遇到的幅频失真问题,提出了基于非数据辅助的幅、频、相失真估计补偿算法。频谱分割聚合滤波器组要求平方根升余弦滤波器的 -3 dB 截止频率均相同,从而利用相邻子频谱过渡带内的幅频相一致特性,在频谱聚合之前有效地实现了幅、频、相估计和修正。对单个幅度等值点的估计方案存在抗噪和抗扰性能很差的缺点,可以通过多周期的统计平均提高估计的精度。对频偏估计范围受到频率分辨率限制的问题,增大 FFT 点数 N_{FFT} 可以提高频偏估计精度。所提算法利用过渡带内的频点进行幅频相的对齐处理,可以获得较高的估计精度和良好的误码性能。

参考文献:

- [1] Ali A, Hamouda W. Advances on spectrum sensing for cognitive radio networks: theory and applications [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19 (2): 1277-1304.
- [2] Mahmoud H A, Yucek T, Arslan H. OFDM for cognitive radio: merits and challenges[J]. IEEE Wireless Communications, 2009, 16(2): 6-15.
- [3] Ni Chunxing, Jiang Tao, Peng Wei. Joint PAPR reduction and sidelobe suppression using signal cancelation in NC-OFDM-based cognitive radio systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64 (3): 964-972.
- [4] Bogucka H, Kryszkiewicz P, Kliks A. Dynamic spectrum aggregation for future 5G communications [J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(5): 35-43.
- [5] Zafar A, Imran M A, Pei Xiao, et al. Performance evaluation and comparison of different multicarrier modulation schemes [C]//IEEE International Workshop on Computer Aided Modelling and Design of Communication Links and Networks. Guildford: IEEE Press, 2015: 49-53.
- [6] Abe J, Yamashita F, Kobayashi K. Direct spectrum division transmission for highly efficient satellite communications [C] // Advanced Satellite Multimedia Systems Conference. Cagliari: IEEE Press, 2010: 401-406.
- [7] Liang Lili. Design of low-redundant cosine-modulated nonuniform filter bank with flexible frequency division [J]. Circuits Systems and Signal Processing, 2019, 38 (5): 2297-2319.
- [8] Rahimi S, Champagne B. Joint channel and frequency offset estimation for oversampled perfect reconstruction filter bank transceivers[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(6): 2009-2021.
- [9] Alfredsson A F, Agrell E, Wymeersch H, et al. Pilot-aided joint-channel carrier-phase estimation in space-division multiplexed multicore fiber transmission [J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37 (4): 1133-1142.
- [10] Fan Lei, Qi Guoqing, Liu Jian. Synthetic estimation method of sinusoid frequency based on segmented-FFT phase difference method and Quinn method [J]. ICIC Express Letters, 2012, 6(9): 2331-2338.
- [11] Li Tianqi, Zhang Yu, Tang Bo. An improved DFT frequency offset estimation algorithm with high accuracy [C] // Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference. Chengdu: IEEE Press, 2019: 175-179.
- [12] Zhang Weile, Yin Qinye. Blind maximum likelihood carrier frequency offset estimation for OFDM with multi-antenna receiver [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(9): 2295-2307.
- [13] Yang Liu, Zhang Hang, Cai Yang, et al. Blind carrier frequency offset estimation for MIMO-OFDM systems based on the banded structure of covariance matrices for constant modulus signals[J]. IEEE Access, 2018, 6: 51804-51813.
- [14] Abe J, Nakahira K, Kobayashi K. A blind phase compensation method for direct spectrum division transmission [C] // IEEE Global Telecommunications Conference. Houston: IEEE Press, 2011: 1-5.