

引用格式: 王静妍, 吴华兵, 马红皎. 数字预失真系统整数时延估计方法研究[J]. 时间频率学报, 2024, 47(3): 180-191.

数字预失真系统整数时延估计方法研究

王静妍^{1,2}, 吴华兵^{1,3}, 马红皎^{1,3}

- 中国科学院 国家授时中心, 西安 710600;
- 中国科学院大学 集成电路学院, 北京 101047;
- 时间基准及应用重点实验室(中国科学院), 西安 710600

摘要: 在数字预失真系统中, 相关检测法是常用的时延估计算法。为了降低相关函数对噪声的敏感度, 减少数字预失真系统时间延迟估计误差, 将希尔伯特差值法和不同加权函数的广义相关时延估计算法相结合, 并通过仿真比较, 选取时延估计性能较好的基于 CC (cross correlation) 加权的广义相关希尔伯特差值算法用于数字预失真系统的整数时延估计。仿真结果表明: 基于 CC 加权的广义相关希尔伯特差值算法用时较少, 受噪声影响较小, 时延估计性能较好, 能有效降低时间延迟估计误差, 提高系统性能, 有利于实际应用。

关键词: 时延估计; 广义互相关; 希尔伯特差值; 数字预失真

DOI: 10.13875/j.issn.1674-0637.2024-03-0180-12

Research on integer time delay estimation method of digital predistortion system

WANG Jing-yan^{1,2}, WU Hua-bing^{1,3}, MA Hong-jiao^{1,3}

- National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600, China;
- School of Integrated Circuits, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 101047, China;
- Key Laboratory of Time Reference and Applications, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600, China

Abstract: In digital predistortion systems, correlation detection method is a commonly used time delay estimation algorithm. In order to reduce the sensitivity of the correlation function to noise and reduce the time delay estimation error of the digital predistortion system, this paper combines the Hilbert interpolation method with the generalized cross correlation time delay estimation algorithm with different weighting functions, and selects generalized correlation Hilbert difference algorithm based on CC weighting with better time delay estimation performance for integer time delay estimation of digital predistortion system through simulation comparison. The simulation results show that the generalized cross correlation Hilbert difference algorithm based on CC weighting takes less time, is less affected by noise, and has better time delay estimation performance, which can effectively reduce the time delay estimation error, improve system performance, and is good for practical applications.

Key words: time delay estimation; generalized cross correlation; Hilbert difference; digital predistortion

收稿日期: 2023-05-21; 接受日期: 2023-06-18

基金项目: 中国科学院青年创新促进会优秀会员项目(Y2023109)

功率放大器是通信中必不可少的器件, 它的线性化问题已经成为通信系统设计过程中必须考虑的问题^[1]。功率放大器的线性化技术主要有: 反馈技术、前馈技术、非线性元件实现线性化 (linear amplification with nonlinear components, LINC) 技术、预失真技术等^[2]。随着数字信号处理技术的应用, 预失真技术在数字域得以实现并迅速发展。相比于其他预失真技术, 数字预失真 (digital predistortion, DPD) 技术具有架构灵活、算法多样、系统稳定性好等优点, 使其成为当前主流的功放线性化技术^[3]。例如, 基于查找表的数字预失真技术应用于宽带 GNSS (global navigation satellite system) 中, 有利于改善导航载荷发射链路高功率放大器非线性引起的导航信号质量与发射效率不能统一的问题^[4]。

功率放大器的非线性表现在 AM/AM 失真和 AM/PM 失真。因此, DPD 技术从改变输入信号的幅度和相位的思路出发, 构建与功放非线性特性互逆的预失真器模型, 然后将预失真器与功放进行级联, 以达到线性化的目的。在实际 DPD 系统中存在着各种误差分量影响 DPD 系统性能, 如量化误差、时间延迟误差、频率误差、相位误差等^[5]。信号在实际系统中传输存在的时间延迟, 会加大功放的建模难度, 降低功放模型建立的准确度, 从而影响预失真效果^[6]。在数字预失真系统中, 数字预失真模型是通过一组经过对齐后的输入信号和反馈信号计算得到。当输入信号和反馈信号不匹配时, 功放的 AM/AM 和 AM/PM 特性曲线会更加发散, 会掩盖功率放大器真正的记忆效应和非线性。即使此时能够通过增大记忆深度来进一步补偿 DPD 建模精度, 但这仍会增加 DPD 模型计算的复杂度, 还不能很好地补偿整数时延^[7]。因此, 输入信号与反馈信号对齐是 DPD 系统中必须解决的关键问题。为了对系统的反馈信号进行时延补偿, 国内外的学者提出了许多环路时延估计算法, 这些时延算法一般分为 4 类^[8]: 迭代法、时延锁相环路法、相关检测法、训练序列法。

目前, 常用的 DPD 系统环路时延估计算法将总的环路延迟估计分为整数时延估计和分数时延估计^[9]。数字预失真系统的整数环路时延估计一般采用相关检测法来实现。然而, 使用传统的加权函

数进行广义互相关时延估计, 当信噪比较低时, 通常会出现峰值拓展、多峰值、小功率信号估计精度差等问题^[10], 导致无法得到准确的整数时延估计值。为了改善信噪比较低时出现的峰值拓展等情况, 研究者通过改进传统的加权函数^[11-13]等方法以提高低信噪比情况下的时延估计能力。相关希尔伯特差值算法不仅原理简单, 易于实现, 而且抗噪性强, 能提高时延估计精度^[14]。为了在保证时延估计准确度的情况下降低时延估计算法的复杂度, 本文通过对常用时延估计算法进行分析比较, 将希尔伯特差值法和不同加权函数的广义相关时延估计算法相结合, 选取时延估计性能最好的一种算法用于数字预失真系统信号的时延估计。

1 时延估计算法

1.1 基本相关时延估计法

相关分析是比较两个信号之间相似程度的基本分析办法。基本相关 (cross correlation, CC) 时延估计方法的基本思想是利用两个互相关函数来估计时间延迟^[15]。

在无噪声情况下, 基带输入信号 x 经过功率放大器后的输出信号 y , 实际应用过程中, 信号在经过传输通道时伴有噪声, 因此信号 x 、 y 对应的含有噪声的信号 x_1 、 y_1 (下同) 分别满足:

$$x_1(k) = x(k) + n_1(k), \quad (1)$$

$$y_1(k) = y(k) + n_2(k). \quad (2)$$

式 (1) 和 (2) 中: k 表示函数值在序列中出现的序号 (下同); $n_1(k)$ 和 $n_2(k)$ 代表未知的加性平稳高斯白噪声。当噪声和信号、噪声和噪声之间无相关性时, 两个信号的互相关函数 $R_{x_1y_1}(m)$ 为

$$R_{x_1y_1}(m) = E[x_1(k)y_1(k+m)] = \sum_{m=0}^N x(k)y(k+m) = R_{xy}(m). \quad (3)$$

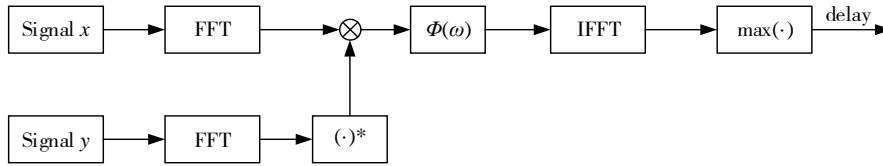
式 (3) 中: m 表示相关函数值在系列中出现的序号; N 代表信号长度, 且 $0 \leq m \leq N$ 。因此, 在基本相关时延估计法中, 只需要搜索互相关函数的最

大值对应的 $R_{xy}(m)$ 值, 即可获得时延的估计值。

基本相关时延估计方法原理简单且容易实现, 但对外部噪声比较敏感, 也容易受到其他不良因素的影响, 可能导致较大的时延估计误差。

1.2 广义互相关时延估计法

广义互相关 (generalized cross correlation, GCC)



注: FFT 为 fast Fourier transform; IFFT 为 inverse fast Fourier transform

图 1 GCC 算法结构图

广义互相关时延估计算法的传统加权函数 $\Phi(\omega)$ 有: CC 加权函数、Roth 加权函数、SCOT 加权函数、PHAT 加权函数、HB 加权函数, 其各自表达式如表 1 所示。

表 1 加权函数表达式

函数名称	函数表达式
CC	1
Roth	$\frac{1}{G_{xx}(\omega)}$
SCOT	$\frac{1}{\sqrt{G_{xx}(\omega)G_{yy}(\omega)}}$
PHAT	$\frac{1}{ G_{xy}(\omega) }$
HB	$\frac{ G_{xy}(\omega) }{G_{xx}(\omega)G_{yy}(\omega)}$

表 1 中, $G_{xx}(\omega)$ 和互相关函数 $R_{xx}(m)$ 互为傅里叶变换, 即 $R_{xx}(m) \xleftrightarrow{f} G_{xx}(\omega)$ 。

GCC 时延估计算法虽然利用加权函数来有效抑制噪声的干扰进而提高抗噪声性能, 但传统加权函数仍有局限性。在上述 5 种传统加权函数中, CC

时延估计算法^[16-17]在基本相关算法原理的基础上建立, 将信号变换到频域进行处理。该算法通过对互相关函数进行加权处理, 增加信号的有效成分, 从而提高时延估计精度。GCC 算法结构图如图 1 所示, 图中 $(\cdot)^*$ 表示进行共轭运算, $\Phi(\omega)$ 表示传统加权函数。

加权函数表达式最为简单, 对外界噪音较敏感^[18], 可能导致较大的时延估计误差, 进而影响预失真效果。文献[19]的研究表明: 在传统加权函数中, HB 加权函数抗噪声性能最好, 但其算法所用时间最长; SCOT 加权函数和 PHAT 加权函数算法用时次之, Roth 加权函数算法用时最短; 相比于 Roth 加权函数仅考虑单一通道的影响, SCOT 加权函数则同时考虑了输入信号和反馈信号这两个通道的影响, 但在实际应用过程中, 这两个函数均展宽互相关函数的峰; PHAT 加权函数算法性能虽优于 Roth 加权函数算法和 SCOT 加权函数算法, 但其仅在信号功率较大时有较好的时延估计精度。

1.3 广义二次相关时延估计法

广义二次相关 (generalized second cross-correlation, GSCC) 时延估计算法结构图如图 2 所示。与 GCC 相似, 广义二次相关法融合了广义互相关与二次相关, 该算法首先对信号 x_1 作自相关运算, 再对信号 x_1 、 y_1 作互相关运算, 然后将得到的相关函数 $R_{xx}(m)$ 、 $R_{yy}(m)$ 作互相关运算, 最终得到二次相关函数 $R_{rr}(m)$ 。GSCC 时延估计算法的传统加权函数 $\Phi(\omega)$ 与 GCC 算法的传统加权函数相同。

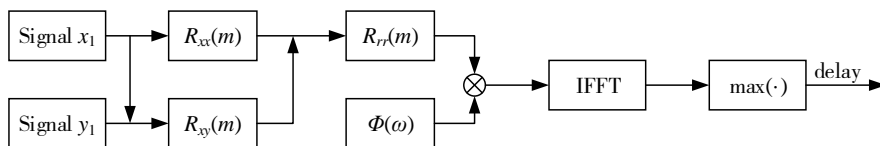


图 2 广义二次互相关算法结构图

GSCC 时延估计算法利用二次相关函数使噪声对信号的干扰相对减弱,在一定程度上提高了信噪比,提高了时延估计精度^[20-21]。针对现有的时延估计算法在低信噪比下精度低、时延估计误差大的问题,许多学者提出了新方法来提高时延估计的抗噪声性。朱超等人基于广义二次相关算法提出了一种新的广义二次相关时延算法^[22]—利用希尔伯特差

值函数锐化峰值。此算法原理结构图如图 3 所示。利用相关希尔伯特差值法,将互相关函数与其希尔伯特变换后的函数的绝对值作差处理,既能够保留峰值附近的值,又使峰值外其余值的相关性减小,从而使接收信号相关函数波形的主峰值尖锐程度明显增加。该方法在低信噪比情况下提高了时延估计准确度,为 DPD 时延估计提供了新的思路。

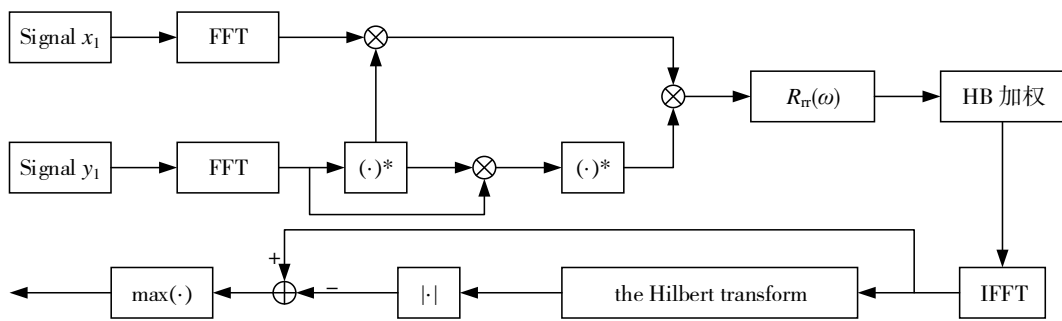
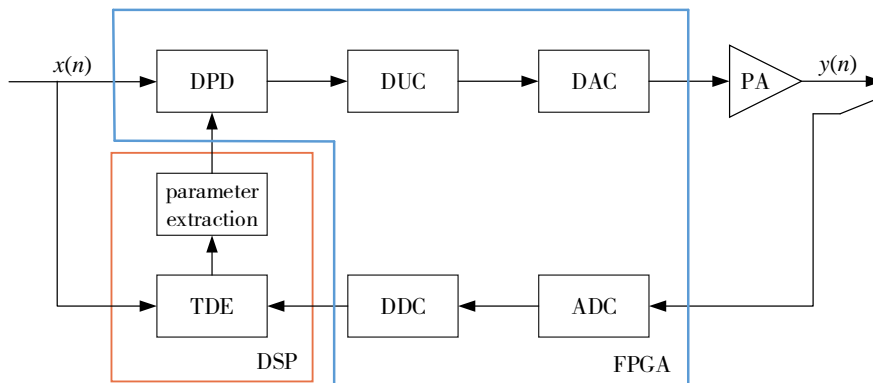


图 3 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估计算法结构图

1.4 DPD 系统的整数时延估计算法

基于数字信号处理器 (digital signal processor, DSP) 和现场可编程门阵列 (field programmable gate array, FPGA) 的 DPD 系统原理框图如图 4 所示,其中 DSP 主要负责时延估计和参数提取模块, FPGA 则完成预失真器的搭建和实现相对固定的信号处理。由图 4 可知,系统分为前向链路和反馈链路。系统输出端采集到的反馈信号相对滞后于输入端的原始信号,因此需要在 DSP 内的 TDE 模块中

将数据对齐。参数提取模块通过输入输出信号得到与功放特性相反的预失真器补偿幅度增益和相位,从而使得原始信号经过预失真器与功放级联的系统后的输出增益为常数。参数提取模块提取后的参数通过外部存储器接口 (external memory interface, EMIF) 送回 FPGA 的 DPD 预失真器内,并在 DPD 模块内将对齐后的反馈信号进行预处理,处理后的信号先后经过数字上变频模块和数模转换模块,再由功放发射出去。



注: DPD: digital predistortion; DUC: digital up converter; DAC: digital to analog conversion; PA: power amplifier; ADC: analog-to-digital converter; DDC: digital down converters; TDE: time-delay estimation

图 4 数字预失真系统原理框图

DSP 程序的设计流程如图 5 所示。在 DSP 收到接收数据的信号后开始接收数据,接收完成数据后将输入数据与反馈数据进行时延估计调整、数据调整对齐、功放输出线性度检测、参数提取与更新。数据经同步对齐后,先计算输入数据和反馈数据的归一化均方误差 (normalized mean square error, NMSE),若功放检测结果在预设的标准范围内,则

结束此次预失真计算,并开始接收新的数据;否则,运用递归最小二乘算法计算查找表的表项内容,并通过 DSP 与 FPGA 接口将经过时延调整后的反馈信号与查找表更新数据发送至 FPGA 查找表预失真器中, FPGA 接收到数据后进行 DPD 处理,直到达到设定的 NMSE 目标,方可结束本轮计算。

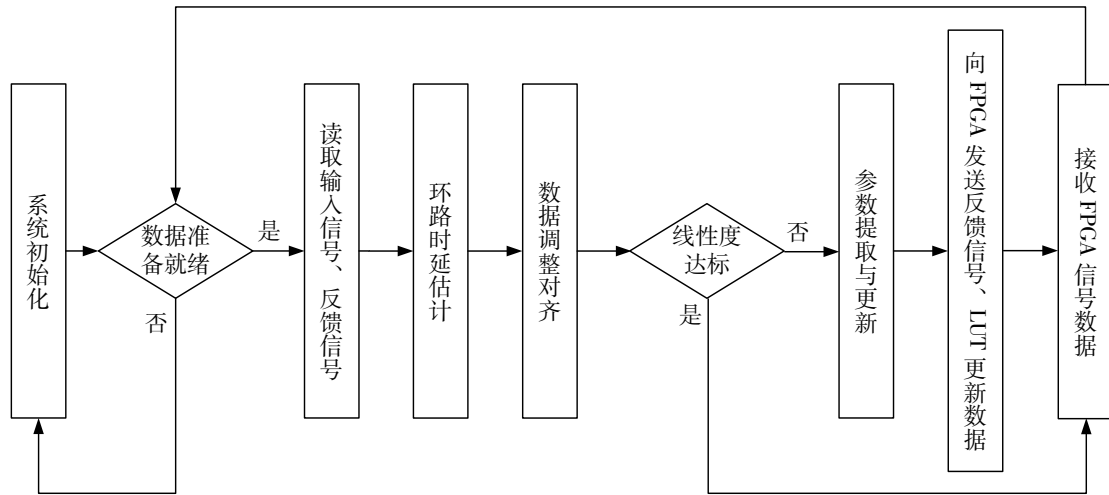


图 5 DSP 程序设计流程图

此外,通过对上述时延估计算法的分析可知:CC 加权函数的算法最易实现,但对噪声最为敏感;HB 加权函数的算法较为复杂,但具有较好的抗噪声性能;相关希尔伯特差值法算法简单且在低信噪比情况下有良好的抗噪声性能。此外,HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估计算法在时延估计的准确性和平稳性方面比 HB 加权广义互相关算法表现出更好的特性,时延估计性能有了明显的改善^[22]。因此,在降低 DPD 系统整数时延估计算法复杂度的基础上,本文将相关希尔伯特差值法分别与 CC 加权函数和 HB 加权函数的 GCC 算法相结合,以改善传统的加权函数进行广义互相关时延估

计在低信噪比情况下的问题,并通过仿真实验对算法性能进行分析比较,选取性能较好的一种用于 DPD 系统的整数时延估计。本文所用的算法结构如图 6 所示,图中 $| \cdot |$ 表示取信号的幅度。与 GCC 算法直接搜索互相关函数最大值不同,该方法将互相关函数与其希尔伯特变换后的函数的绝对值做差处理,而后搜索相关希尔伯特差值函数 $R_{\text{Hil}}(m)$ 最大值对应的 m 值。此外,该方法先对原信号 x_1 进行处理,再处理原信号 x_1 经过功放输出后的反馈信号 y_1 ,能够提高算法的实时性。并且,希尔伯特差值法锐化互相关函数的峰值以提高时延估计精度。

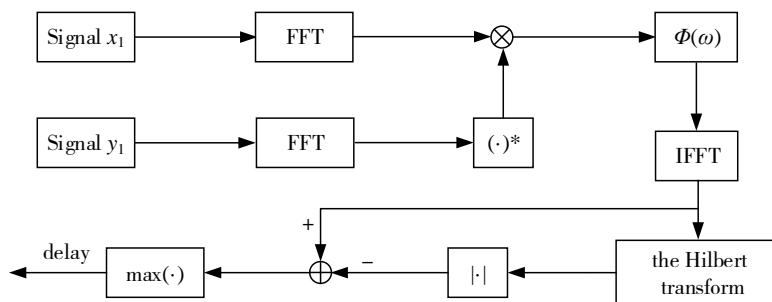


图 6 本文所用算法结构图

2 仿真与性能分析

2.1 仿真参数设置

本文在 Matlab 平台中对提出方法进行验证。输入信号的带宽为 20 MHz、中心频率为 1.9 GHz、数据点数为 10 000，调制方式是 QAM-16。常见的功率放大器模型有 Wiener 模型、Hammerstein 模型、Volterra 模型、记忆多项式模型等^[23]。采用 Volterra 模型的好处在于其具有规范统一的形式，但在实际应用中存在困难^[24]。记忆多项式模型是 Volterra 模型的一种简化形式，只能对功率放大器的部分记忆效应进行描述^[25]。Wiener 模型和 Hammerstein 模型的结构对称，Wiener 模型形式简单且有明确的物理意义，常用来模拟宽带应用中功率放大器的非线性特性^[26]，Hammerstein 模型常被用作记忆放大器的预失真器。因此，本次仿真中选用 Wiener 模型作为功率放大器模型，Wiener 模型由线性时不变系统（linear time invariant, LTI）和无记忆非线性系统（zero memory nonlinearity, ZMNL）级联而成，其结构图如图 7 所示。

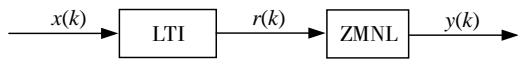


图 7 Wiener 模型结构图

在本次仿真实验中，线性时不变系统的输入 $x(k)$ 输出 $r(k)$ 关系为

$$r(k) = 0.7629x(k) + 0.1538x(k-1) + 0.0769x(k-2) \quad (4)$$

无记忆非线性系统选用的是 Saleh 模型，该模型输入 $r(k)$ 与输出的幅度 $A[r(k)]$ 和相位 $\Phi[r(k)]$ 关系为

$$A[r(k)] = \frac{1.5r(k)}{1 + 0.5[r(k)]^2} \quad (5)$$

$$\Phi[r(k)] = \frac{(\pi/3)[r(k)]^2}{1 + [r(k)]^2} \quad (6)$$

在本次仿真时延中，为便于观察，预设两个信号之间延迟为 500 个采样点。无噪声情况下，信号

x 、 y 波形如图 8 所示。

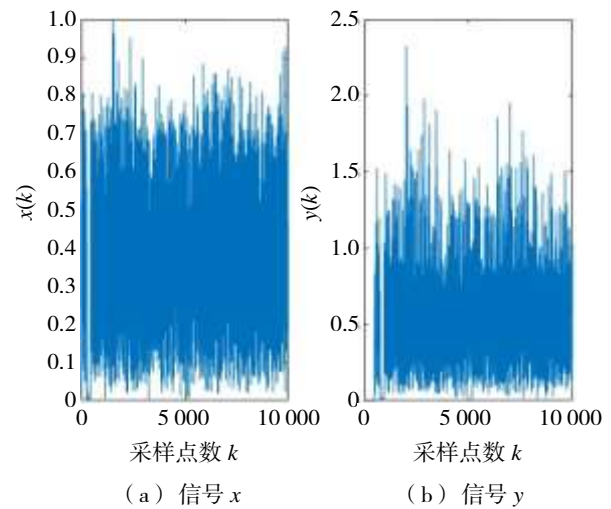


图 8 信号 x 、 y 波形

2.2 仿真结果

实验分别仿真了 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估计算法，这 3 种算法在仿真结果图中分别表示为 GCC+CC+Hilbert、GCC+HB+Hilbert 和 GSCC+HB+Hilbert。

实验中信号与噪声、噪声与噪声之间都是相互独立的。基带输入信号和功率放大器反馈信号的信噪比分别为 R_{SN1} 、 R_{SN2} ，信噪比的定义为

$$R_{SN} = 20 \lg \left(\frac{\sigma_s}{\sigma_n} \right) \quad (7)$$

式 (7) 中 σ_s 、 σ_n 分别表示信号和噪声的标准差。无噪声情况下，3 种算法的仿真实验结果如图 9 所示。在基带输入信号信噪比 R_{SN1} 为 5 dB，反馈信号信噪比 R_{SN2} 分别为 5、-5、-10、-14 和 -15 dB 的环境下，3 种算法的仿真时延结果分别如图 10 至图 14 所示。为了更好地对 3 种算法进行分析比较，相关函数的幅值均作归一化处理。

图 9 中横轴 m 表示相关函数值在系列中出现的序号，纵轴表示互相关函数值。图 9 (a) 从左至右分别表示无噪声时 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估计算法的仿真结果图。图 9 (b) 从左至右分别代表

无噪声时 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二

次相关希尔伯特差值时延估计算法仿真结果在相关函数峰值点处的局部放大图。

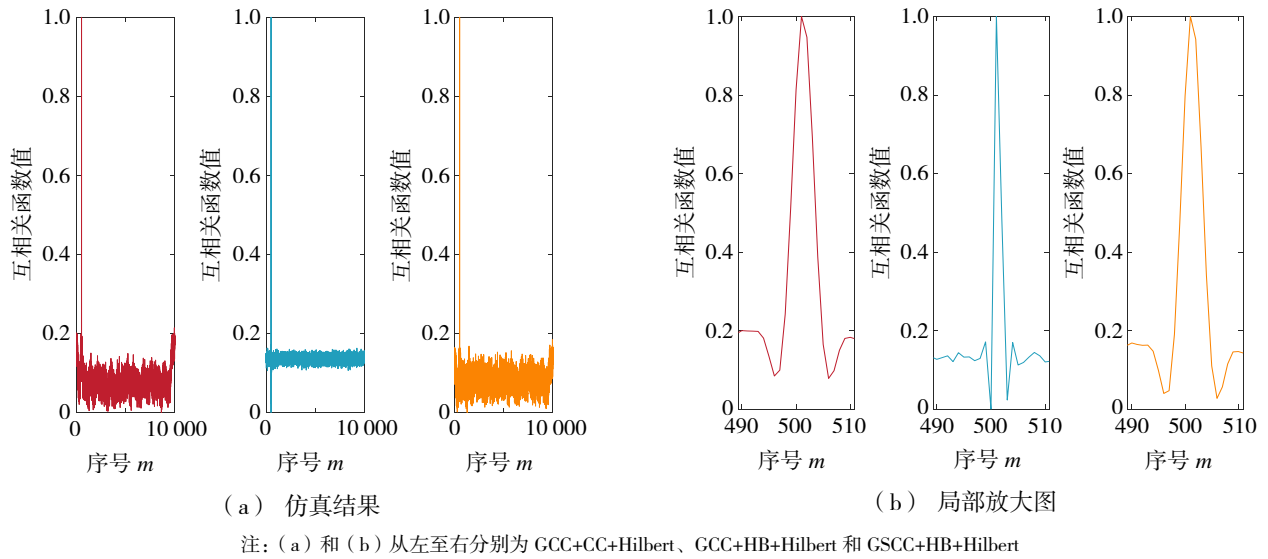


图 9 无噪声时仿真结果及局部放大图

图 10 中横轴 m 表示相关函数值在系列中出现的序号，纵轴表示互相关函数值。图 10 (a) 从左至右分别表示 R_{SN2} 为 5 dB 时 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估计

算法的仿真结果图。图 10 (b) 从左至右分别代表 R_{SN2} 为 5 dB 时 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估计算法仿真结果在相关函数峰值点处的局部放大图。

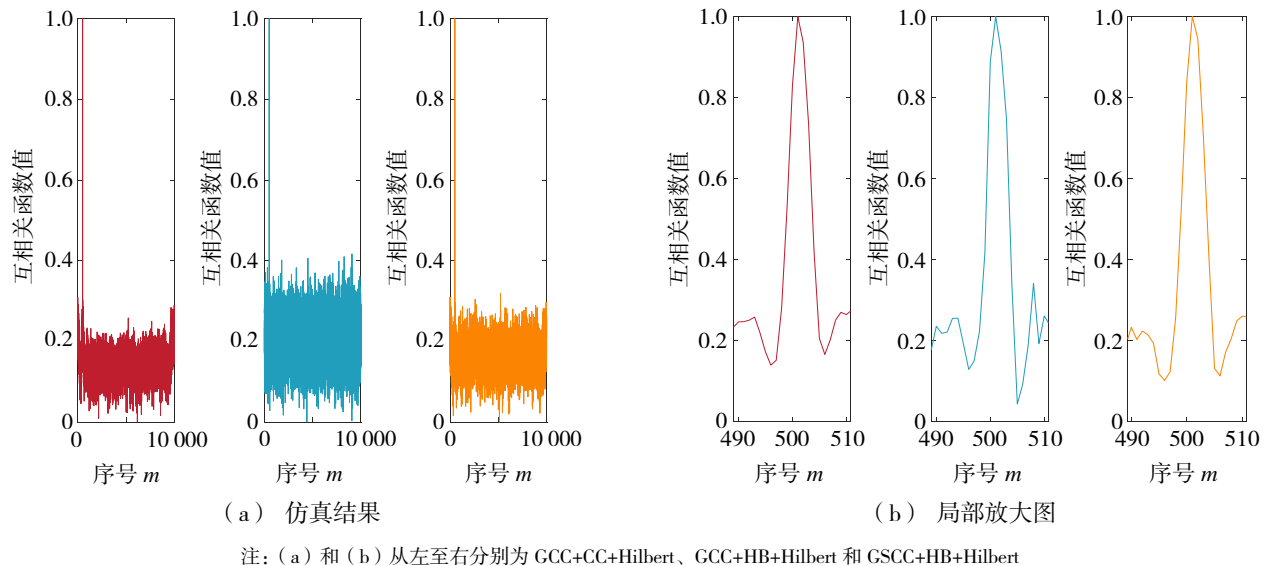
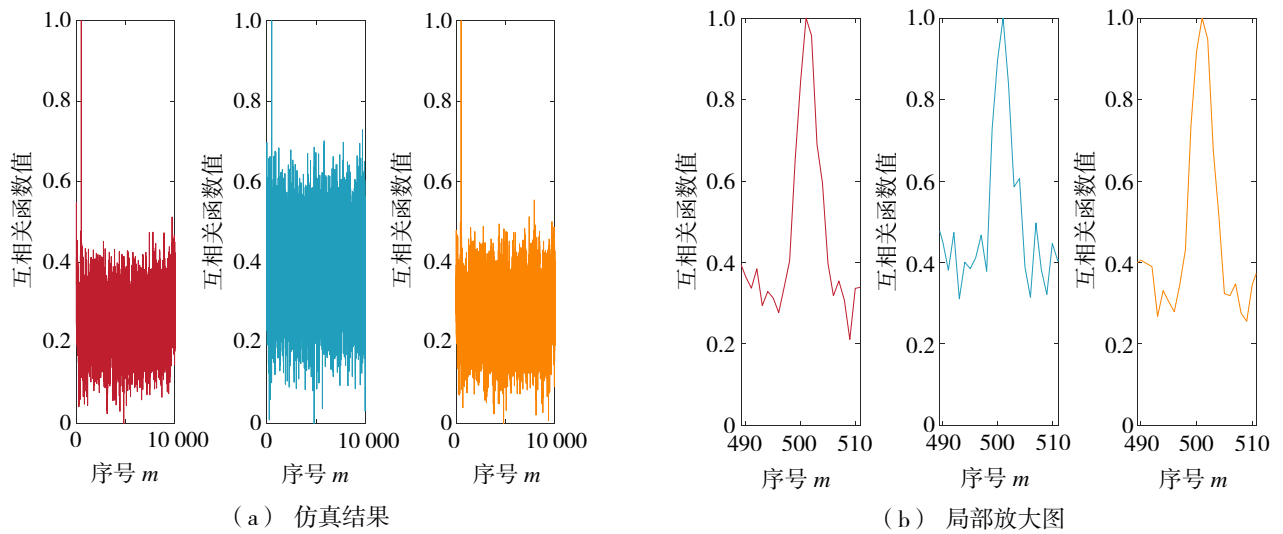


图 10 $R_{SN2} = 5$ dB 时仿真结果及局部放大图

图 11 中横轴 m 表示相关函数值在系列中出现的序号，纵轴表示互相关函数值。图 11 (a) 从左至右分别表示 R_{SN2} 为 -5 dB 时 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估计

计算法的仿真结果图。图 11 (b) 从左至右分别代表 R_{SN2} 为 -5 dB 时 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估计算法仿真结果在相关函数峰值点处的局部放大图。

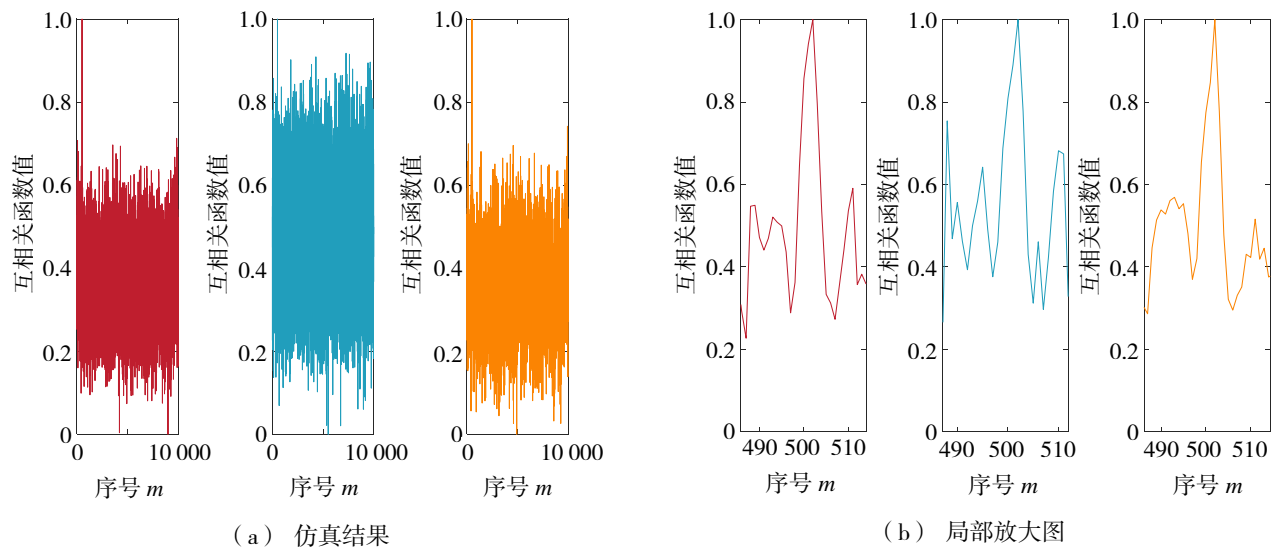


注：(a) 和 (b) 从左至右分别为 GCC+CC+Hilbert、GCC+HB+Hilbert 和 GSCC+HB+Hilbert

图 11 $R_{SN2} = -5$ dB 时仿真结果及局部放大图

图 12 中横轴 m 表示相关函数值在系列中出现的序号，纵轴表示互相关函数值。图 12 (a) 从左至右分别表示 R_{SN2} 为 -10 dB 时 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估

计算法的仿真结果图。图 12 (b) 从左至右分别代表 R_{SN2} 为 -10 dB 时 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估计算法仿真结果在相关函数峰值点处的局部放大图。



注：(a) 和 (b) 从左至右分别为 GCC+CC+Hilbert、GCC+HB+Hilbert 和 GSCC+HB+Hilbert

图 12 $R_{SN2} = -10$ dB 时仿真结果及局部放大图

图 13 中横轴 m 表示相关函数值在系列中出现的序号，纵轴表示互相关函数值。图 13 (a) 从左至右分别表示 R_{SN2} 为 -14 dB 时 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估

计算法的仿真结果图。图 13 (b) 从左至右分别代表 R_{SN2} 为 -14 dB 时 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估计算法仿真结果在相关函数峰值点处的局部放大图。

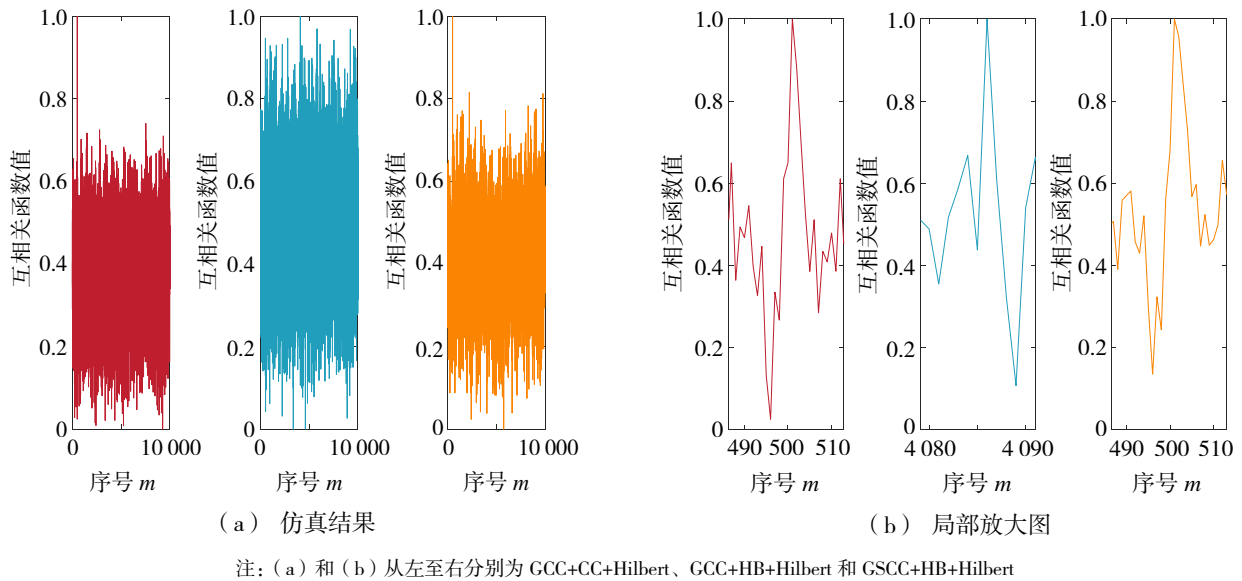


图 13 $R_{SN2} = -14$ dB 时仿真结果及局部放大图

图 14 中横轴 m 表示相关函数值在系列中出现的序号，纵轴表示互相关函数值。图 14 (a) 从左至右分别表示 R_{SN2} 为 -14 dB 时 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估

计算法的仿真结果图。图 14 (b) 从左至右分别代表 R_{SN2} 为 -14 dB 时 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估计算法仿真结果在相关函数峰值点处的局部放大图。

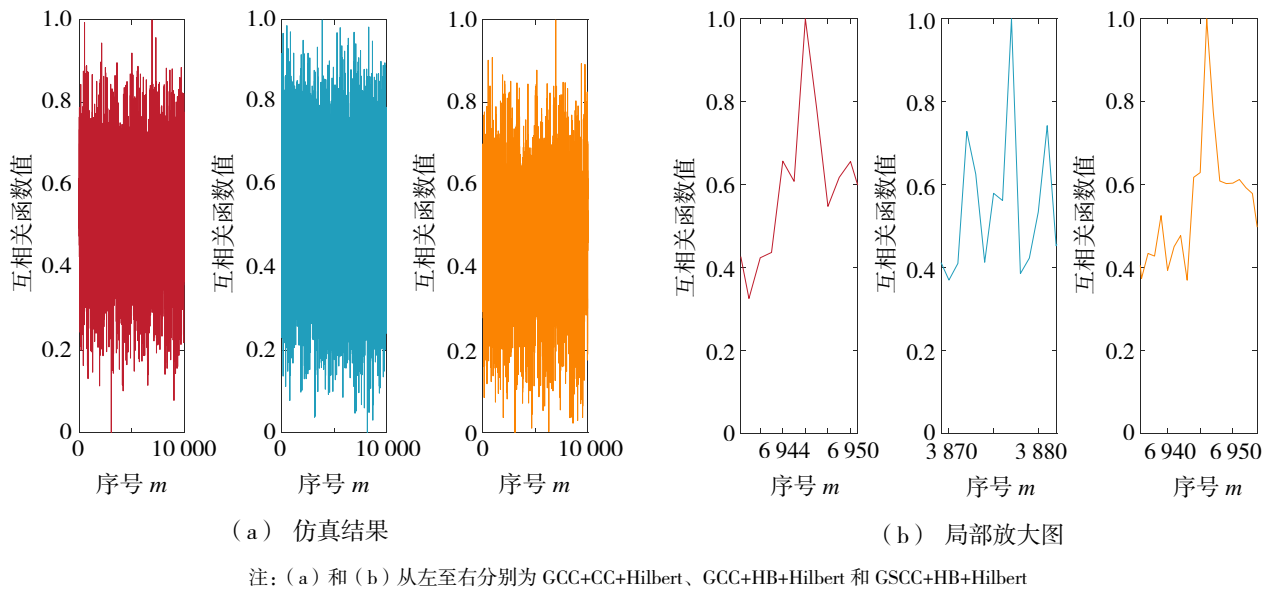


图 14 $R_{SN2} = -15$ dB 时仿真结果及局部放大图

在没有噪声的情况下，多次运行 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法、HB 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估计算法后，分别求取其的运行时间的平均

值，平均运行时间分别是 0.055、0.068 和 0.071 s。同理，在 R_{SN1} 为 5 dB， R_{SN2} 分别为 5、 -5 、 -10 、 -14 和 -15 dB 的环境下，3 种算法仿真平均运行时间如表 2 所示。

表 2 各算法的运行时间 单位: s

算法	信噪比 R_{SN2}				
	5 dB	-5 dB	-10 dB	-14 dB	-15 dB
GCC+CC+Hilbert	0.056	0.062	0.067	0.071	0.077
GCC+HB+Hilbert	0.064	0.067	0.070	0.078	0.093
GSCC+HB+Hilbert	0.068	0.071	0.071	0.076	0.082

此外，均方根误差 (root mean square error, RMSE) 也常用于分析时延算法的时延估计性能^[27]。均方根误差的定义为

$$E_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (t_i - t)^2} \quad (8)$$

式 (8) 中: M 为时延算法重复仿真次数, t_i 为时延估计值, t 为时延真实值。

本次仿真实验中, 对 3 种时延估计算法进行 100 次仿真, 3 种算法的均方根误差分别表示为: E_{RMS1} 、 E_{RMS2} 和 E_{RMS3} , 且在不同信噪比 R_{SN2} 情况下, 其结果如图 15 所示。因为 E_{RMS1} 和 E_{RMS3} 曲线完全重合, 为了便于观察, 将 E_{RMS1} 曲线向上平移两个单位长度, 将 E_{RMS3} 曲线向上平移一个单位长度。

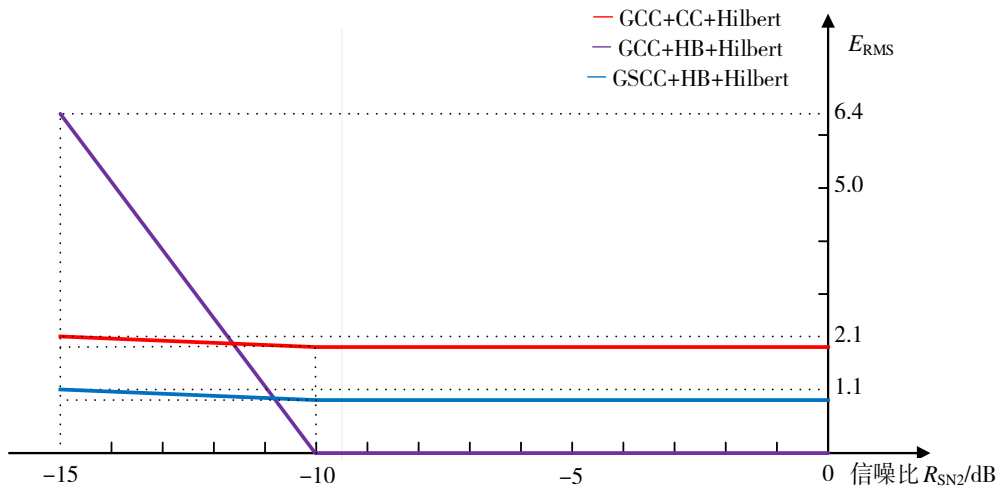


图 15 3 种时延估计算法的均方根误差

2.3 性能分析

通过横向对比图 9 可知, 对于本次仿真实验中的基带输入信号, 3 种算法均具有锐化相关函数峰值的作用, 均能准确地进行时延估计。

通过纵向对比图 9 至图 13 可发现, 随着反馈信号信噪比的降低, 3 种时延算法相关函数的峰值均受噪声影响而出现波动。但就 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法和 HB 加权广义相关希尔伯特差值算法而言, 基于 HB 加权广义相关希尔伯特差值时延估计算法波动最为明显, 基于 CC 加权广义

相关希尔伯特差值法时延估计算法更不易受噪声影响。

当 R_{SN2} 低于 -10 dB 后, 基于 HB 加权广义相关希尔伯特差值时延估计算法的相关函数峰值开始被噪声淹没, 无法用于时延估计。由图 14 可知, 当 R_{SN2} 等于 -15 dB 时, CC 加权广义相关希尔伯特差值法时延估计算法得到的时延估计值与真实时延值不相符, HB 加权广义二次相关希尔伯特差值时延估计算法出现了多峰值的情况。也就是说, 当 R_{SN2} 低于 -14 dB 时, 另外两种算法的相关函数峰值

开始被噪声淹没,无法用于时延估计。因此,和 HB 加权广义相关希尔伯特差值时延估计算法相比,CC 加权广义相关希尔伯特差值算法更适用于信噪比低于-10 dB 条件下的时延估计。此外,由图 15 可以发现,在 R_{SN2} 高于-10 dB 时 3 种算法的均方根误差为 0,即在信号未被噪声淹没的情况下,3 种算法均有良好的稳定性;当 R_{SN2} 低于-10 dB 时,基于 HB 加权广义相关希尔伯特差值时延估计算法的均方根误差迅速变大,此时该方法已经无法用于时延估计,而另外两种算法的变化较为缓慢,仍具有较好的时延估计性能。

由表 2 可知,在 R_{SN1} 相同的情况下,3 种算法用时均随着 R_{SN2} 降低而逐渐增加。在能准确地计算出时延值的情况下,CC 加权广义相关希尔伯特差值算法用时比 HB 加权广义二次相关希尔伯特算法用时少。

通过上述分析,将希尔伯特差值法与 CC 加权的 GCC 时延算法相结合用于数字预失真系统的环路时延估计,在信噪比较低时的抗噪性能有所增强,有利于提高 DPD 系统的时延估计的准确度,提高功放模型建模的准确度,从而降低时延估计误差对 DPD 系统性能的影响,进一步改善预失真效果。

3 结语

为了降低数字预失真系统中信号的时延估计误差,本文提出一种将希尔伯特差值法与广义相关时延估计算法相结合的算法,对其在不同信噪比下进行 Matlab 仿真。仿真结果表明:基于 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法不仅能锐化相关函数的峰值,还不易受噪声的影响;在相同信噪比情况下,基于 CC 加权广义相关希尔伯特差值算法用时最短,更有利于减少数字预失真系统的算法运行时间,提高数字预失真系统的整体性能。理论分析和仿真结果表明,基于 CC 加权广义相关希尔伯特差值时延估计方法在整数时延估计方面具有较好的应用前景。

参考文献:

- [1] 艾渤,钟章队,朱刚,等. 放大器预失真系统中的环路延迟估计[J]. 系统仿真学报, 2007, 150(19): 4487-4489.
- [2] 杨小海. 基于 FPGA 的射频功放数字预失真技术平台研究与实现[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2011.
- [3] 詹鹏. 射频功放数字预失真线性化技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2012.
- [4] 王萌,卢晓春,饶永南. LUT 数字预失真在宽带 GNSS 信号的应用[J]. 时间频率学报, 2022, 45(4): 301-310.
- [5] 孔潇维,夏威,何子述. 数字预失真系统对各种误差的敏感度分析[J]. 计算机应用研究, 2013, 30(12): 3674-3677+3681.
- [6] GOTTHANS T, BAUDOIN G, MBAYE A. Influence of delay mismatch on digital predistortion for power amplifiers[C] // Mixed Design of Integrated Circuits & Systems, IEEE, 2013.
- [7] 杨雅慧. 降采样数字预失真系统关键技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2022.
- [8] WANG H D, XUE W, MA H. Fast algorithms for the delay estimation in digital predistortion system[J]. Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, 2015, 25(3): 202-204.
- [9] HUANG Y, HU A, HUANG Y M, et al. An integer time delay estimation algorithm based on Zadoff-Chu sequence in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(6): 2941-2947
- [10] 魏文亮,茅玉龙. 一种改进加权函数的 GCC 时延估计方法研究[J]. 计算机仿真, 2021, 38(5): 16-20+84.
- [11] 屈顺彪,俞华,芦竹茂,等. 面向声源定位的改进广义互相关时延估计方法[J]. 导航定位与授时, 2021, 8(6): 118-124.
- [12] 周鹤峰,田章福,曾昉,等. 基于广义互相关算法的时延估计改进[C] // 2020 中国西部声学学术交流会议论文集, 2020.
- [13] 张宇,严天峰,许富馨,等. 一种基于幅值加权的互相关时延估计新方法[J]. 电子科技, 2019, 32(8): 46-50+60.
- [14] 金芳晓,邱天爽,王鹏,等. 基于相关熵希尔伯特差值的窄带射频信号时延估计[J]. 大连理工大学学报, 2016, 56(4): 414-419.

- [15] 徐海涛. 混响环境下基于语音声源定位的时延估计方法研究[D]. 重庆: 重庆邮电大学, 2019.
- [16] 张明瀚. 基于时延估计的声源定位系统研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2009.
- [17] KNAPP C H, CARTER G C. The generalized correlation method for estimation of time delay[J]. *IEEE Transactions on ASSP*, 1976, 24(4): 320-327
- [18] 金中薇, 姜明顺, 隋青美, 等. 基于广义互相关时延估计算法的声发射定位技术[J]. *传感技术学报*, 2013, 26(11): 1513-1518.
- [19] 朱超, 屈晓旭, 娄景艺. 基于广义互相关的时延估计算法研究[J]. *通信技术*, 2018, 51(5): 1030-1035.
- [20] 窦慧晶, 王千龙, 张雪. 基于二次相关的广义互相关时差估计算法[J]. *北京工业大学学报*, 2016, 42(2): 197-202.
- [21] 钱隆彦, 陈卫松, 肖梦迪. 基于广义二次互相关的低信噪比信号时延估计[J]. *无线电通信技术*, 2020, 46(1): 93-97.
- [22] 朱超, 屈晓旭, 娄景艺. 一种新的广义二次相关时延估计算法[J]. *舰船电子对抗*, 2018, 41(5): 53-58.
- [23] 胡汉华. 基于低速率 ADC 的宽带数字预失真技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2021.
- [24] 倡秀杰. 记忆功率放大器数字预失真技术研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2012.
- [25] 许高明. 功率放大器非线性特性及矫正技术研究[D]. 宁波: 宁波大学, 2016.
- [26] KANG H W, CHO Y S, YOUN D H. On compensating nonlinear distortions of an OFDM system using an efficient adaptive predistorter[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(4): 522-526.
- [27] 吴慧, 陈卫松. 基于 HB 加权函数的改进广义互相关算法[J]. *无线电通信技术*, 2022, 48(2): 353-358.