

无源互调干扰的二维时延自适应估计算法

韩航程, 程志恒, 孙灿灿, 田露

(北京理工大学 信息与电子学院, 北京 100081)

摘 要: 针对影响通信接收机性能的时变性无源互调干扰问题, 采用幂级数模型对无源互调干扰进行建模, 从工程的角度给出了基于二分法、快速二分法和并行法的 3 种二维时延自适应估计算法, 并对其性能进行了对比. 仿真表明 3 种搜索算法经过不同次数的迭代后, 均可估得二维时延值. 其中, 基于快速二分法的估计算法能以相对较低的资源消耗量获得较快的跟踪速度, 更适合硬件实现. 实测表明, 原理样机采用基于快速二分法的二维时延估计算法, 可对 PIM 信号实现更好的估计效果, 补偿后的信号经自适应滤波可获得良好的性能.

关键词: 卫星通信; 无源互调; 自适应; 二维时延估计

中图分类号: TN911

文献标志码: A

文章编号: 1001-0645(2019)09-0944-06

DOI: 10.15918/j.tbit.1001-0645.2019.09.011

The Adaptive Two-Dimensional Time Delay Estimation Algorithm of Passive Intermodulation Interference

HAN Hang-cheng, CHENG Zhi-heng, SUN Can-can, TIAN Lu

(School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: Due to the effect of time-varying passive intermodulation on the performance of communication receivers, the passive intermodulation interference was modeled based on power series. Three adaptive two-dimensional time delay estimation algorithms were proposed according to the practical engineering application. The time delay estimation implementation methods of binary search, fast binary search and parallel search were described, simulated and compared. The simulation results indicate that all the three search methods can work after different iterative learnings. Among them, the two-dimensional time delay estimation algorithm based on fast binary search is more suitable for hardware implementation with less resource and faster tracing speed. The experimental results show that, the prototype with the two-dimensional time delay estimation algorithm based on fast binary search can estimate the two-dimensional time delays accurately and achieve a good performance.

Key words: satellite communication; passive intermodulation; adaptive filtering; two-dimensional time delay estimation

当两个或多个载波同时经过非线性器件时, 由发射系统中各种无源部件 (如天线、双工器等) 的非线性特性引起的互调现象称为无源互调 (passive

intermodulation, PIM)^[1-2]. 当这些杂散的 PIM 信号落在接收频段内, 且功率超过系统中的有用信号的最小幅度, 就会对无线通信、卫星通信、舰船通信

收稿日期: 2017-03-09

作者简介: 韩航程 (1985—), 男, 博士, 副教授, E-mail: hanhangcheng@bit.edu.cn.

等通信系统的正常工作产生严重影响^[3].

自20世纪60年代,针对PIM问题的研究报告首次发表以来,不少学者开始了对PIM产生机理、测试方法、预测估计和抑制手段的研究^[4]. 准确的预测和估计可帮助判断PIM对通信系统影响,并为抑制方案建立基础. 早期对PIM信号的估计是采用幂级数方法利用低阶PIM测试结果估计较高阶PIM电平^[5]. 但该方法仅能估计出PIM信号功率,无法估计出宽带信号激励下PIM信号的时域波形. 2011年,Edward A. Keehr和Ali Hajimiri^[6]提出了一种高阶互调产物的模拟重建方法. 该方法通过对2阶和3阶互调产物的组合计算来估计高阶互调分量. 同年9月,爱立信公司申请发明专利,提出了一种无源互调干扰的动态消除方法,首先利用导频估计无源互调效应的非线性参数,再利用所得参数估计PIM信号,进而实现消除^[7]. 已有的PIM信号估计方法多采用幂级数模型描述无源互调效应的非线性,未考虑无源互调产物的记忆效应. 直到2014年9月,华为技术有限公司申请发明专利,提出了一种射频模块的无源互调干扰抵消方法^[8]. 该方法中对无源互调的估计考虑了记忆效应,采用简化的Volterra级数模型描述无源器件的非线性.

以上相关研究均未考虑激励无源互调产生的两路或多路载波间的相对时延. 本文充分考虑PIM信号估计的实时性和算法的硬件可实现性,提出了一种可用于PIM干扰数字对消的二维时延估计算法. 经过二维时延估计后,可对PIM信号实现更好的估计效果.

1 数学模型

为便于理论分析,简化模型,假定产生无源互调干扰的激励信号 $x(t)$ 由两个等功率无相对时延的QPSK信号 $S_1(t)$ 、 $S_2(t)$ 组成. 实际上,在实际系统中,两路激励信号 $S_1(t)$ 、 $S_2(t)$ 的二者之间存在相对时延,并且该相对时延具有时变性. 以信号 $S_1(t)$ 的时间为基准,即双载波时延表现在信号 $S_2(t)$ 上,则激励信号可表示为

$$\begin{aligned} x(t) = & S_1(t) + S_2(t + \tau_1) = \\ & I_1(t)\cos[\omega_1 t + \varphi_1] - Q_1(t)\sin[\omega_1 t + \varphi_1] + \\ & I_2(t + \tau_1)\cos[\omega_2(t + \tau_1) + \varphi_2] - Q_2(t + \tau_1) \times \\ & \sin[\omega_2(t + \tau_1) + \varphi_2]. \end{aligned} \quad (1)$$

采用幂级数模型对PIM信号进行建模,则由

式(1)所示信号激励产生的 n 阶PIM产物可表示为

$$\begin{aligned} S_n(t) = & a_n x^n(t) = a_n [S_1(t) + S_2(t + \tau_1)]^n = \\ & a_n \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} S_1(t)^{n-k} S_2(t + \tau_1)^k = \\ & a_n \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \{I_1(t)\cos(\omega_1 t + \varphi_1) - \\ & Q_1(t)\sin[\omega_1 t + \varphi_1]\}^{n-k} \times \{I_2(t + \tau_1) \times \\ & \cos[\omega_2(t + \tau_1) + \varphi_2] - Q_2(t + \tau_1) \times \\ & \sin[\omega_2(t + \tau_1) + \varphi_2]\}^k. \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $\binom{n}{k} = \frac{n!}{k!(n-k)!}$.

$S_n(t)$ 中还包含了未落入接收频带的信号,本文中只关注载波频率为 ω_c 的某一特定阶次无源互调信号,根据积化和差公式,得到PIM干扰信号表示为

$$\begin{aligned} S_{\text{Pim}}(t, \omega_c) = & \frac{1}{2^n} \sum_{k=0}^n \sum_{l=0}^n \binom{n-k}{k} \binom{n-l}{l} I_1^{n-k-l}(t) \times \\ & Q_1^{k+l}(t) I_2^{n-k-l}(t + \tau_1) Q_2^{k+l}(t + \tau_1) \times \\ & \cos\left[\omega_c t + \varphi + (k+l) \frac{\pi}{2}\right]. \end{aligned} \quad (3)$$

式中 $\varphi = p\varphi_1 + q\varphi_2$.

当 $(k+l)$ 为奇数时,上式可转化为正弦形式,当 $(k+l)$ 为偶数时,上式可转化为余弦形式,故式(3)可以进一步简化为

$$\begin{aligned} S_{\text{Pim}}(t) = & I_{\text{Pim}}(t)\cos(\omega_c t + \varphi) + \\ & Q_{\text{Pim}}(t)\sin(\omega_c t + \varphi). \end{aligned} \quad (4)$$

式中 I 、 Q 两路基带信号 I_{Pim} 、 Q_{Pim} 可根据双载波信号的基带数据 $I_1(t)$ 、 $I_2(t)$ 、 $Q_1(t)$ 、 $Q_2(t)$ 计算得出.

式(4)具有类似QPSK信号的表示形式. 由此可得,两路QPSK信号激励产生的无源互调干扰信号同样具有QPSK的信号特性.

图1所示为不同双载波时延值时,无源互调信号的时域波形. 仿真条件:双载波基带数据均为1111000011110000...,过采样倍数为160,调制方式为BPSK,双载波时延值 τ_d 为采样点数. 由图1可见,在双载波数据一定时,相对时延 τ_1 直接影响PIM信号的时域波形.

此外,基于自适应滤波的无源互调干扰数字域对消技术,必须在自适应滤波之前使PIM信号的估计值 S_{Pim} 与实际接收的PIM信号 S_{Pim} 对齐,即估计二者间的时延 τ_2 并进行补偿. 图2显示了PIM信号的估计信号 S_{Pim} 与实际接收的PIM信号 S_{Pim} 的时域波形图,二者间存在相对时延.

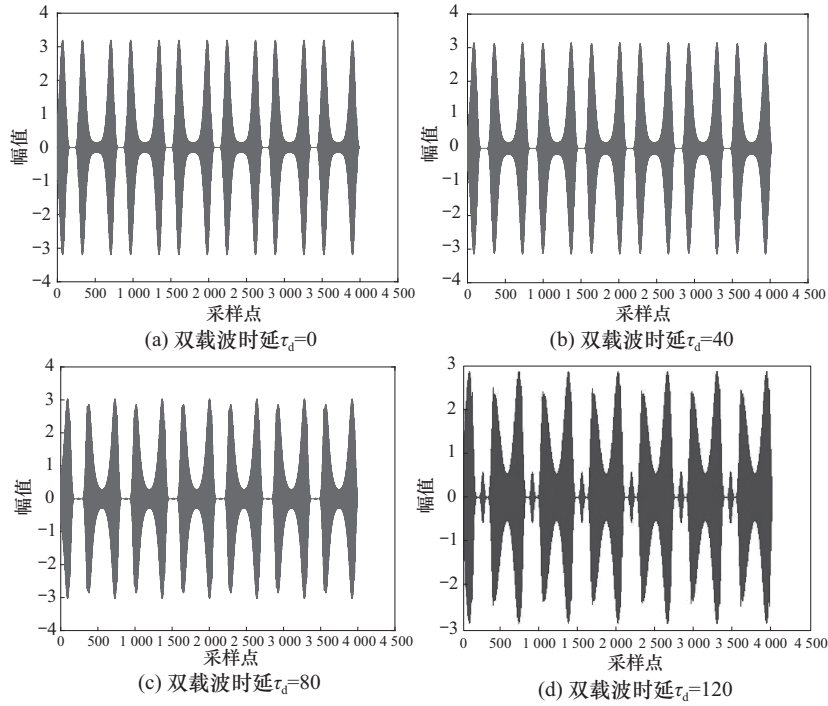


图1 不同双载波时延下的 PIM 信号时域波形

Fig. 1 Time domain waveform of PIM signal under different carrier delay

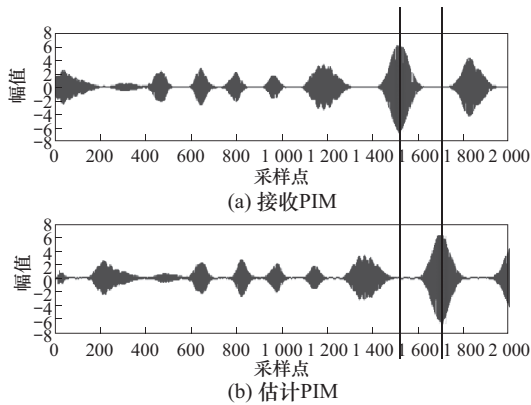


图2 接收 PIM 与估计 PIM 时延

Fig. 2 Time delay between receive and estimate PIM signal

2 二维时延估计

由以上分析和仿真可知,系统中存在两个时延信号:双载波信号的相对时延 τ_1 ; PIM 信号的估计值 S_{Pim} 与实际接收的 PIM 信号 S_{Pim} 之间的时延 τ_2 . 时延估计利用 PIM 信号估计值 S_{Pim} 与实际接收的 PIM 信号 S_{Pim} 之间的相关性,取二者的 4 路相关值的平方和 R^2 , R^2 峰值的坐标表征了两种时延值. 在双载波时延值一定时, R^2 可表示为

$$R^2(m) = R_{II}^2(m) + R_{QI}^2(m) + R_{IQ}^2(m) + R_{QQ}^2(m). \quad (5)$$

式中:

$$R_{II}(m) = \sum_k \hat{I}_{\text{Pim}}(k) I(m-k). \quad (6)$$

$$R_{QI}(m) = \sum_k \hat{Q}_{\text{Pim}}(k) I(m-k). \quad (7)$$

$$R_{IQ}(m) = \sum_k \hat{I}_{\text{Pim}}(k) Q(m-k). \quad (8)$$

$$R_{QQ}(m) = \sum_k \hat{Q}_{\text{Pim}}(k) Q(m-k). \quad (9)$$

式中: $I(k)$ 和 $Q(k)$ 为接收信号的基带信号; $\hat{I}_{\text{Pim}}(k)$ 和 $\hat{Q}_{\text{Pim}}(k)$ 为 PIM 信号估计值 S_{Pim} 的基带信号.

图 3 显示了二维时延下 R^2 的值, 相关长度为 2 048 采样点, 双载波时延值搜索范围为 ± 140 采样点. 设置双载波信号时延 $\tau_1 = 80$, 干扰信号时延 $\tau_2 = 60$, 单位为采样点数, 不考虑频偏和相偏. 图 3(a) 中相关峰坐标为 (224, 1 031), 折合为双载波信号时延 $\tau_1 = 83$ 个采样点, 干扰信号时延 $\tau_2 = 56$ 个采样点, 相关峰的坐标在一定误差范围内代表了两种时延值. 图 3(b) 中“投影相关峰”为图 (a) 在双载波时延方向上的投影, “切面相关峰”为图 3(a) 在干扰信号时延为定值 (1 031) 时的峰值, 由此可见, 两种时延相互关联, 必须采用二维的时延估计方法才能准确估得 τ_1 、 τ_2 . 本文根据相关值 R^2 提出一种易于硬件实现的二维时延估计算法, 并在原理样机中实现.

二维时延估计及其补偿算法的基本思路如图 4 所示具有反馈回路.

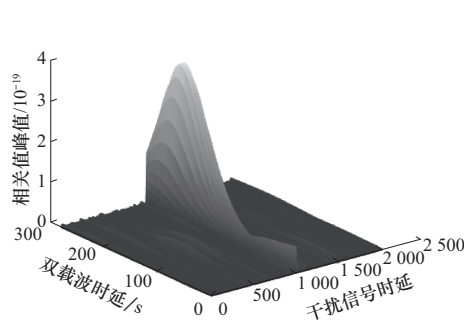
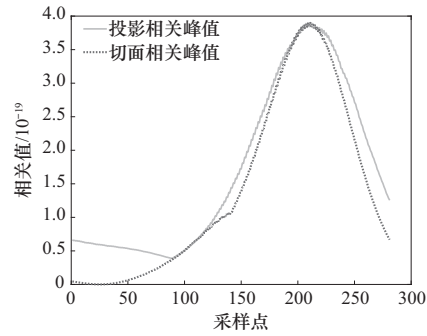
(a) 二维时延下相关值 R^2 三维示意图(b) 二维时延下相关值 R^2 二维示意图图 3 二维时延下相关值 R^2

Fig. 3 Correlation value of two dimensional time delay

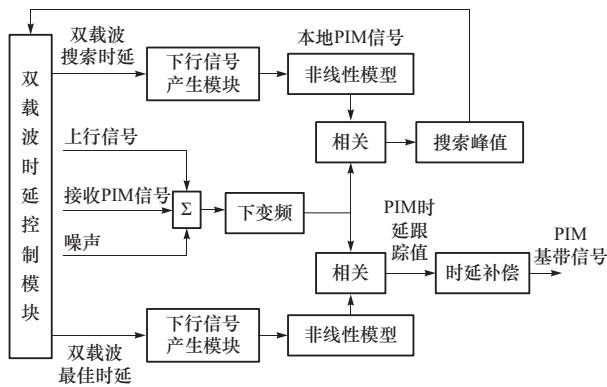


图 4 二维时延估计算法示意图

Fig. 4 Schematic diagram of two dimensional time delay estimation algorithm

在实际中,双载波时延是在一定范围内的,即 $|\tau_1| < \tau_{1\max}$, $\tau_{1\max}$ 是可能存在的最大双载波时延.为得到适用于硬件实现的算法,本文对 3 种不同的搜索方法进行了性能仿真与对比.仿真设定双载波时延 $\tau_1 = 80$, PIM 信号时延 $\tau_2 = 60$,单位为采样点.

① 二分法搜索算法:二分法搜索算法每次仅输出一个搜索时延值 τ'_1 ,每次搜索到的相关峰值与最大相关峰值比较大小,确定下一时刻要检测的时延值.

② 快速二分法搜索算法:快速二分法搜索算法每次输出两个搜索时延值 $\tau'_{1\text{in}}$ 、 $\tau'_{1\text{ed}}$,每次搜索到的两个相关峰值相互比较大小确定下一时刻要检测的时延值.

③ 并行网格搜索算法:并行网格搜索算法每次输出多路搜索时延值,假设为 4 路并行($R=4$),每次搜索到的 R 路相关峰值相互比较取最大值,并根据最大值处的时延值和循环次数确定下一时刻要检测的 R 个时延值.

3 算法仿真与对比

二分法搜索算法性能仿真通过图 5 和表 1 可以看出,经过 8 次检索后,二分法二维时延估计可以有

效检索到峰值,最终估得双载波时延为 82,此结果在误差范围内.

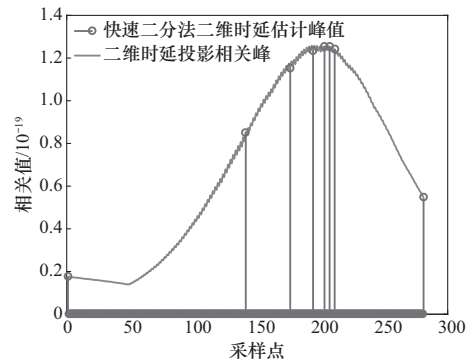


图 5 二分法搜索算法峰值搜索示意图

Fig. 5 Schematic diagram of the binary search algorithm

表 1 二分法搜索双载波时延过程

Tab. 1 Dual carrier delay search by binary search algorithm

i	1	2	3	4	5	6	7	8
τ'_1	-140	140	0	70	105	88	79	84

快速二分法搜索算法性能仿真如图 6 所示,双载波时延搜索过程中间值如表 2 所示.可以看出,经过 6

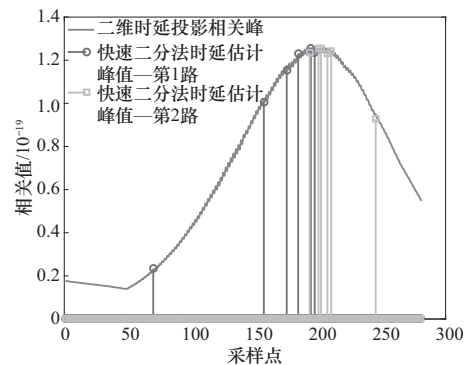


图 6 快速二分法搜索算法峰值搜索示意图

Fig. 6 Schematic diagram of the fast dichotomy algorithm

次检索后,二分法二维时延估计可以有效检索到峰值,最终估得双载波时延为 80,此结果在误差范围内.

表 2 快速二分法搜索双载波时延过程

Tab. 2 Dual carrier delay search by fast dichotomy algorithm

i	1	2	3	4	5	6
τ'_{1in}	-70	35	87	78	73	80
τ'_{1ed}	70	105	123	96	83	86

并行法估计算法性能仿真如图 7 所示,双载波时延搜索过程中间值如表 3 所示. 可以看出,经过 3 次检索后,二分法二维时延估计可以有效检索到峰值,最终估得双载波时延为 81,此结果在误差范围内.

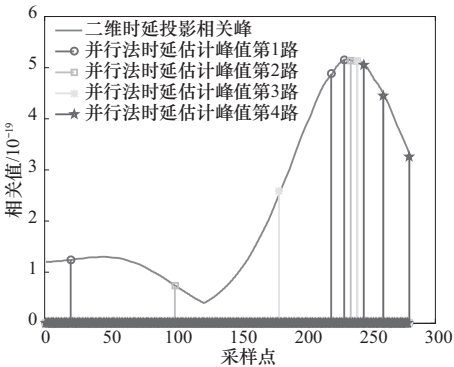


图 7 并行搜索算法峰值搜索示意图

Fig. 7 Schematic diagram of the parallel algorithm

表 3 并行法搜索双载波时延过程

Tab. 3 Dual carrier delay search by parallel algorithm

i	1	2	3
τ'_{1a}	-120	80	70
τ'_{1b}	-40	100	75
τ'_{1c}	40	120	80
τ'_{1d}	120	140	85

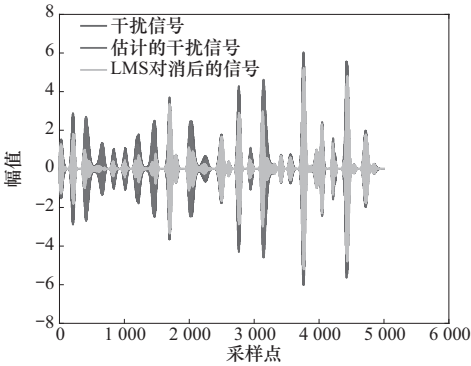
由以上仿真数据可得以下结论:基于二分法的估计算法复杂度低,资源消耗量最低,但速度相对较慢;基于并行法的估计算法速度最快,循环次数最少但复杂度最高,资源消耗量最大;基于快速二分法的估计算法是二者的折中,相比于并行搜索法,资源消耗量较低,相比于二分法,跟踪速度较快. 表 4 为 3 种二维时延估计算法性能对比.

表 4 3 种二维时延估计算法性能对比

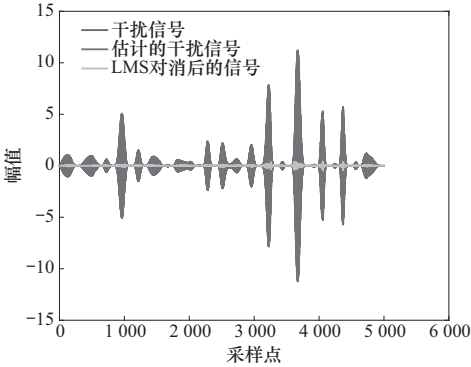
Tab. 4 Comparison of three kinds of two-dimension time delay estimation algorithms

算法	结构复杂度	资源消耗	跟踪速度	精确度
二分法	较低	较低	最慢	较低
快速二分法	较低	较低	较快	较高
并行搜索法	较高	较高	最快	较高

本文采用基于快速二分法的二维时延估计算法用于 PIM 干扰信号的自适应对消. 对消效果见图 8 所示. 仿真证实,PIM 时变跟踪模块的加入可有效改善对 PIM 信号的对消效果.



(a) 无二维时延估计时LMS对消效果



(b) 有二维时延估计时LMS对消效果

图 8 有无二维时延估计时 LMS 对消效果

Fig. 8 Cancellation effects of LMS algorithm with or without two-dimension time delay estimation

4 硬件实现与实测数据

为验证算法的有效性,本文以卫星通信系统为模型搭建硬件验证平台. 验证平台包含下行链路信号中频调制模块、上行链路信号中频调制模块、无源互调干扰效应模拟模块及无源互调干扰对消接收机等组成. 其主要功能如下.

- ① 模拟卫星上下行链路数据的产生、发送和接收功能.
 - ② 模拟产生无源互调干扰信号的功能,并能够配置 PIM 信号功率.
 - ③ 无源互调干扰实时抑制的功能.
 - ④ 人机交互界面,可实现操作控制、状态显示、数据处理等功能.
 - ⑤ 上行链路误码率和误帧率测试功能.
- 主要器件型号与数量如表 5 所示.

表5 信号处理板主要器件型号与数量

Tab. 5 Type and amount of main device of signal processing board

器件名称	型号	数量/片
FPGA	Xilinx 公司 Virtex-6 系列	1
模数转换器	AD9246(单通道/ 最高采样率 125 MSPS)	1
	AD9640(双通道/ 中频最高采样频率 450 MSPS)	1
	AD9781(双通道/ 最高转换速率 500 MSPS)	1
数模转换器	AD9778(双通道/ 最高转换速率 1 GSPS)	1
时钟管理芯片	AD9512	2

根据二维时延估计得到的数据对本地重建 PIM 干扰信号进行修正,修正后的信号送至自适应滤波器。图 9 和图 10 所示为有无二维时延估计和补偿处理情况下自适应滤波效果的 chipScope 实测数据,设定 PIM 阶次为 7 阶。其中,黑色曲线表示实际接收到的 PIM 信号,灰色曲线为滤波后的信号,即接收 PIM 与估计 PIM 的差值。图 9 中灰色曲线最大值与黑色曲线相当,对消效果较差;图 10 中灰色曲线接近于 0,对消效果理想。可见,PIM 时变跟踪模块的加入可有效改善对 PIM 信号的对消效果。

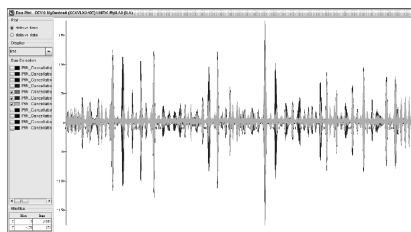


图9 二维时延估计前对消效果

Fig. 9 Cancellation effect before two-dimension time delay estimation

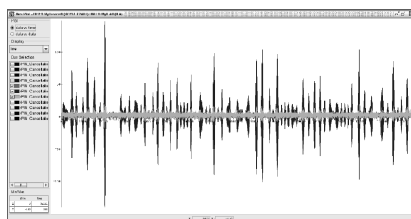


图10 二维时延估计后对消效果

Fig. 10 Cancellation effect after two-dimension time delay estimation

5 结束语

提出了适用于 PIM 干扰自适应对消的二维时延估计算法,对 PIM 干扰系统中特有的二维时延进行估计与补偿,以使自适应估计模块获得良好的

PIM 干扰对消效果。本文对 3 种不同的二维时延搜索算法进行介绍、仿真及分析。结合应用场景,充分考虑算法复杂度、资源消耗、跟踪速度等性能指标,选择基于快速二分法的二维时延估计算法用于硬件实现。硬件平台的测试数据验证了二维时延估计算法的有效性。本文提出的算法对无源互调干扰的数字对消算法具有重要意义。

参考文献

- [1] Lui P L. Passive intermodulation interference in communication systems[J]. Electronics & Communication Engineering Journal, 1990, 2(3): 109 - 118.
- [2] Zhao P, Zhang X, Yang D. Analysis of passive intermodulation generated by broadband signals[J]. Electronics Letters, 2016, 52(7): 564 - 566.
- [3] 叶鸣, 贺永宁, 孙勤奋, 等. 大功率条件下的无源互调干扰问题综述[J]. 空间电子技术, 2013, 10(1): 75 - 83.
Ye Ming, He Yongning, Sun Qinfen, et al. Under the condition of high power passive intermodulation interference on [J]. Space Electronic Technology, 2013, 10(1): 75 - 83. (in Chinese)
- [4] 王海宁, 梁建刚, 王积勤, 等. 高功率微波条件下的无源互调问题综述[J]. 微波学报, 2005(增刊 1): 1 - 6.
Wang Haining, Liang Jiangang, Wang Jiqin, et al. Study on passive intermodulation problem under high power microwave condition [J]. Journal of Microwaves, 2005 (s1): 1 - 6. (in Chinese)
- [5] 张世全, 葛德彪, 魏兵. 微波频段金属接触非线性引起的无源互调功率电平的分析 and 预测 [J]. 微波学报, 2002(4): 26 - 30.
Zhang Shiquan, Ge Debiao, Wei Bing. Analysis and prediction of passive intermodulation power level caused by nonlinear contact of microwave frequency [J]. Journal of Microwaves, 2002(4): 26 - 30. (in Chinese)
- [6] Keehr E A, Hajimiri A. Successive regeneration and adaptive cancellation of higher order intermodulation products in RF receivers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(5): 1379 - 1396.
- [7] Li S, Wang M, Cheng J F. Dynamic cancellation of intermodulation interference; WIPO Patent 2012161632[P]. 2012 - 11 - 30.
- [8] 上海华为技术有限公司. 射频模块的无源互调 PIM 干扰抵消方法及相关装置: 中国, 201410522019. 2 [P]. 2015 - 01 - 14.
The Shanghai Huawei Technologies Co. Passive intermodulation interference cancellation method and related device of RF module; China, 201410522019. 2 [P]. 2015 - 01 - 14. (in Chinese)

(责任编辑: 刘芳)