

宽带 OFDM 系统中的简化滤波查表预失真算法

任智源, 韩 燕, 张海林, 郭 凯

(西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 为了解决宽带正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)系统中放大器有记忆非线性特性给系统带来的失真问题,提出了一种简化的滤波查表(simplified filter look-up table, S-FLUT)预失真方法。该方法由一个无记忆预失真子系统串联一个自适应滤波器子系统构成,能有效解决放大器带来的失真问题,同时采用简化的自适应更新结构,可以弥补原滤波查表法反馈支路结构复杂、收敛精度低的缺点。

关键词: 记忆性; 正交频分复用; 自适应滤波器; 滤波查表法

中图分类号: TN 919

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2010.07.004

Simplified filter look-up table method in wideband OFDM system

REN Zhi-yuan, HAN Yan, ZHANG Hai-lin, GUO Kai

(State Key Laboratory of Integrated Services Network, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: To solve the problem of distortion caused by power amplifier in memory orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, a new simplified filter look-up table (S-FLUT) method is proposed based on the FLUT method. The S-FLUT method is composed by a memoryless predistorter subsystem and an adaptive filter subsystem in series. Its updating part is simplified compared to FLUT. The simulation results indicate that the proposed method is less complicated and has higher precision than the original FLUT structure, and can compensate the distortion effectively.

Keywords: memory; orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); adaptive filter; filter look-up table

0 引言

在高速率数据传输系统中,正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术由于其高频谱利用率、抗多径等特点而备受关注,一些协议如 Digital Video Broadcasting, 802.11a 已经采用 OFDM 作为主要技术。但是,调制后的 OFDM 信号包络分布为瑞利分布,这导致其存在峰均比高的固有缺点。由于 OFDM 的高峰均比特性,功率放大器(power amplifier, PA)较多地运行在非线性工作区。放大器的非线性失真导致了两方面的问题:①星座点扭曲造成了误码率性能的下降;②频谱带外增生造成临道干扰^[1]。同时,当系统是一个宽带系统时,放大器还显示出了记忆性失真:信号失真不仅与当前输入信号有关,还与之前输入的信号有关^[2]。因此,在宽带 OFDM 系统中必须弥补放大器非线性失真和记忆性失真带来的性能损失。

在已有文献中,数字预失真线性化技术是很有潜力的一种技术。预失真技术通过预畸变传输信号,使信号呈现

出放大器逆特性,来弥补放大器对信号造成的失真。在无记忆 OFDM 系统中,通常采用查表法(look up table, LUT)预失真技术纠正放大器的失真特性^[3]。但是在宽带有记忆的情况下,由于非线性失真呈现出了记忆性,直接使用这种方法的效果会变的很糟,因此宽带有记忆 OFDM 系统中的线性化技术成为当前研究的热点问题。

文献^[4]提出了滤波查表法(filter look-up table method, FLUT),它采用一个无记忆预失真器串联一个滤波器的结构来模拟有记忆放大器的逆模型,其物理结构明确,实施效果好。但 FLUT 结构存在结构复杂,收敛精度低的缺点。本文在 FLUT 方法的基础上,提出简化滤波查表(simplified filter look-up table, S-FLUT)预失真方法。与原 FLUT 相比,该方法结构简单,并可精确而迅速地纠正放大器记忆非线性失真,提高系统的性能。

1 背景知识

OFDM 系统中的放大器通常采用以下三种模型:

收稿日期:2009-06-08; 修回日期:2009-12-02。

基金项目:国家自然科学基金(60772137);中国博士后科学基金(20080441166;200902588);中央高校基本科研业务费专项资金(72105377);新世纪优秀人才支持计划(NCET-08-0810);ISN 国家重点实验室基金(ISN090105);111 工程(B08038)资助课题

作者简介:任智源(1983-),男,博士研究生,主要研究方向为有记忆放大器预失真技术。E-mail:schea@126.com

1.1 无记忆放大器模型

当系统是一个窄带系统时,放大器的瞬时输出仅与其瞬时输入有关,我们称此时的非线性失真为无记忆非线性失真。Saleh 模型由于其精确性和简易性而广泛使用在仿真中^[5]。Saleh 模型的函数如式(1)所示,其中 A 表示输入信号的幅度, $f(A)$ 代表放大器的幅度/幅度失真, $g(A)$ 代表放大器的幅度/相位失真。

$$\begin{cases} f(A) = \frac{\alpha_a A}{1 + \beta_a A^2} \\ g(A) = \frac{\alpha_\varphi A^2}{1 + \beta_\varphi A^2} \end{cases} \quad (1)$$

1.2 有记忆放大器模型——Wiener 模型

Wiener 是比较常用的一种有记忆放大器模型。Wiener 模型由一个线性子系统串联一个无记忆非线性子系统构成,整个系统结构如图 1 所示。本文中选用 Wiener 模型作为仿真时使用的放大器模型,其中无记忆非线性部分使用 2.1 节介绍的 Saleh 模型,而线性子系统采用 FIR 滤波器实现。

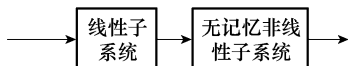


图 1 Wiener 模型结构图

1.3 有记忆放大器模型——Hammerstein 模型

Hammerstein 模型由一个非线性子系统串联一个线性子系统构成,其结构如图 2 所示。由图 1 和图 2 可以看出, Hammerstein 模型不仅可构成有记忆放大器模型,它还构成了 Wiener 模型的逆结构,因此 Hammerstein 模型可以作为一个理想的有记忆放大器预失真器模型^[1]。

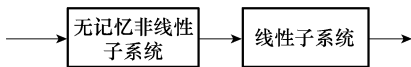


图 2 Hammerstein 模型结构图

2 简化滤波查表预失真器

首先简要介绍 FLUT 的基本结构,其示意图如图 3 所示。在反馈支路,FLUT 使用了非直接学习结构^[4],将放大器的输出信号又再次经过相同参数的预失真器和滤波器,用以对滤波器的抽头系数进行更新,FLUT 的反馈支路结构复杂。

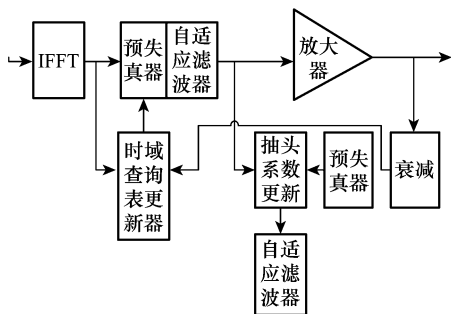


图 3 FLUT 结构示意图

在 FLUT 结构的基础上,基于 Hammerstein 模型,本文提出了一种 S-FLUT 预失真方法:将有记忆放大器的预失真器模型分解为一个无记忆预失真器子系统串联一个自适应滤波器子系统,这两个子系统分别对放大器无记忆非线性子系统和线性子系统的逆特性进行拟合,并最终完成放大器有记忆非线性失真的消除^[6];同时,在自适应滤波器子系统的更新支路采用直接学习方法,系统的整体示意图如图 4 所示。经过逆快速傅里叶变换(inverse fast Fourier transform, IFFT)调制后的 OFDM 信号先进行预失真处理,之后再经过滤波器的滤波处理,并将处理后的信号送入有记忆放大器。放大器的输出信号送入信道进行传输,同时经过衰减后作为反馈信号送入反馈端。自适应滤波器使用反馈信号对其抽头系数进行更新,之后将反馈信号送入无记忆预失真模块的查询表更新器,预失真子系统使用反馈信号对幅度查询表和相位查询表进行更新。当查询表和抽头系数的更新都趋于稳定时,放大器的有记忆非线性失真被消除。

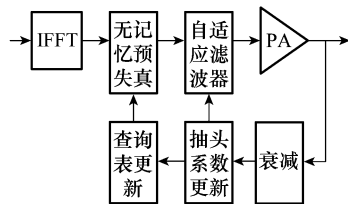


图 4 S-FLUT 系统的结构示意图

另一方面,由于无法分别得到放大器各个子系统的输出,因此使用放大器的输出直接作为预失真器和滤波器的反馈信号。随着无记忆预失真器不断对放大器无记忆非线性子系统失真进行纠正,同时滤波器对放大器线性子系统的失真进行纠正,放大器的输出会越来越逼近非线性失真较小,记忆性失真也较小的状态,整个系统中记忆放大器引起的失真趋向于最终完全消除。

对比图 3,S-FLUT 在反馈支路少使用了一个预失真器与一个自适应滤波器,同时只使用了一组不断更新的抽头系数,因此其系统复杂度相比 FLUT 大大简化。下面分别对无记忆预失真器子系统和自适应滤波器子系统进行讨论。

2.1 时域无记忆预失真子系统

无记忆预失真子系统利用放大器线性失真的输出反馈信号来自适应更新自身的查询表,并不断对传输信号进行预畸变的处理,如图 5 所示。随着系统的不断运行,查询表的表项趋向于收敛,当查询表最终收敛的时候,放大器的非线性失真被消除。由于该无记忆预失真器子系统仅仅对放大器无记忆非线性子系统的逆特性进行拟合,因此系统相当于一个无记忆放大器的预失真过程。

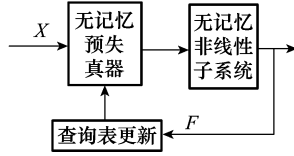


图 5 无记忆预失真子系统结构图

无记忆放大器的预失真有多种自适应更新算法^[3,7-8], S-FLUT 结构使用传统的一阶线性反馈环 RASCAL 算法^[3]作为无记忆预失真器查询表的自适应更新算法,其幅度查询表和相位查询表的更新公式如下

$$\begin{cases} T a_{\text{add}}^{\text{new}} = T a_{\text{add}}^{\text{old}} + \lambda(F a_{\text{add}} - X a_{\text{add}}) \\ T p_{\text{add}}^{\text{new}} = T p_{\text{add}}^{\text{old}} + \lambda(F p_{\text{add}} - X p_{\text{add}}) \end{cases} \quad (2)$$

式中, $T a$ 与 $T p$ 分别表示幅度查询表和相位查询表; $F a$ 与 $X a$ 分别表示放大器反馈信号和原始输入信号的幅度; 而 $F p$ 与 $X p$ 分别表示放大器反馈信号和原始输入信号的相位。下标 add 表示对应于输入信号幅度的查询地址, λ 是更新的步长。

2.2 自适应滤波器子系统

由于放大器记忆性参数未知, 滤波器需要自适应更新抽头系数来达到纠正失真的目的。文献[4]认为放大器的非线性失真会影响自适应滤波器抽头系数更新的准确性, 因此建议采用非直接学习结构对滤波器抽头系数进行更新, 并且需要使用多组抽头系数, 具体使用哪一组抽头系数与输入信号幅度大小相关。我们在研究中发现, 若采用直接学习结构, 并同时使用带有记忆效应估计因子的更新算法, 能有效的解决滤波器参数更新不准确的问题, 同时只需使用一组不断更新的抽头系数, 可以大大降低系统的复杂度和收敛速度。

S-FLUT 结构采用了最小均方算法 (least mean square, LMS) 来更新滤波器的抽头系数, 其直接学习更新结构如图 6 所示。推导中使用的符号与图 6 中标识一致。

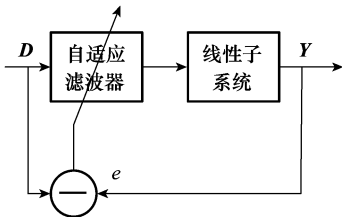


图 6 自适应滤波器抽头系数更新结构

设自适应滤波器为 I 个抽头、抽头系数为 $\mathbf{W} = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_I]$ 的横向结构滤波器。依据 Wiener 模型, 放大器模型中线性子系统为 J 抽头的 FIR 滤波器, 抽头系数为 $\mathbf{A} = [a_1, a_2, \dots, a_J]$, 注意到此时的抽头系数 \mathbf{A} 是未知的。需要通过不断更新自适应滤波器抽头系数 \mathbf{W} , 使得输出 \mathbf{Y} 趋近输入 \mathbf{D} 。当最终输出 \mathbf{Y} 等于输入 \mathbf{D} 时, 自适应滤波器成为线性子系统的逆模型, 记忆性失真被消除。

均方误差定义为

$$E(e^2) = E\{(\mathbf{D} - \mathbf{Y})^2\} \quad (3)$$

式中

$$y_n = \sum_{j=1}^J a_j \sum_{i=1}^I \omega_i d_{n-j-i+2} \quad (4)$$

在 LMS 算法中用一个样本误差代替均方误差, 得到梯度的瞬时值

$$\nabla_i = \frac{\partial e^2}{\partial \omega_i} = 2(d_n - y_n) \frac{\partial e}{\partial \omega_i} \quad (5)$$

将式(4)代入式(5)得到

$$\begin{aligned} \nabla_i = & -2(d_n - y_n) \left(\sum_{j=1}^J a_j d_{n-j-i+2} \right)^* = \\ & -2a_1(d_n - y_n) \left(d_{n-i+1} + \sum_{j=2}^J \frac{a_j}{a_1} d_{n-j-i+2} \right)^* \end{aligned} \quad (6)$$

当系统存在记忆性失真时, 当前输出信号和当前输入以及之前输入信号相关。不失一般性, 我们假定相关性随着时间的前推而减弱, 也就是说, 当前输出信号与当前输入信号相关性最强, 而与越往前的输入信号越不相关, 因此我们忽略式(6)中 $j \geq 3$ 的项数。仿真表明, 忽略 $j \geq 3$ 的项数对结果的影响不大。将第一项 $2a_1$ 并入迭代步长后, 式(6)简化为

$$\nabla_i = -\mu(d_n - y_n)(d_{n-i+1} + \delta \cdot d_{n-i})^* \quad (7)$$

$\delta = a_2/a_1$ 是反应记忆性影响的参数, 由于该值无法得知, 可以使用一个小于 1 的估计参数值, 该值越趋向于 1, 放大器的记忆效应越强; 而相对的越趋向于 0, 放大器的记忆效应越弱。

综上所述, 第 i 个抽头第 $k+1$ 次更新的更新公式可以写为

$$\omega_i^{k+1} = \omega_i^k + \mu(d_n - y_n)(d_{n-i+1} + \delta \cdot d_{n-i})^* \quad (8)$$

3 仿真结果

在本节中利用 Matlab 仿真比较在宽带有记忆 OFDM 系统中 FLUT 算法与本文提出的 S-FLUT 算法的线性化效果。仿真使用 IEEE 802.11a OFDM 模型作为仿真条件, 采用 64 个子载波传输数据, 星座点映射采用功率归一化的 16QAM 方形映射, 放大器输出功率回退为 8 dB。仿真使用的参数与文献[4]保持一致, S-FLUT 中记忆效应估计因子取为 0.3。放大器模型选取 Saleh 模型作为无记忆非线性子系统, 其参数选择为

$$\begin{cases} f(\mathbf{A}) = 2\mathbf{A}/(1 + \mathbf{A}^2) \\ g(\mathbf{A}) = \pi\mathbf{A}^2/3(1 + \mathbf{A}^2) \end{cases} \quad (9)$$

而线性子系统采用一个 3 阶的 FIR 滤波器, 其系数为 $[0.7692, 0.1538, 0.0769]^T$ 。

3.1 接收端星座点比较图

对比图 7 和图 8 可以发现, 两种方法都有效的解决放大器失真带来的星座点漂移和偏转的问题。比较而言, 本文方法星座点的收敛情况优于 FLUT 方法, 所有星座点基本收敛在对应位置上, 而 FLUT 方法的星座点仍有少许的偏差。

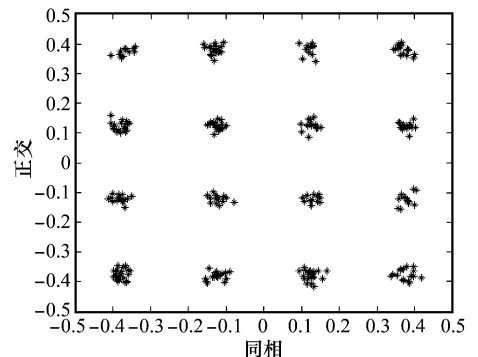


图 7 FLUT 方法接收端星座图

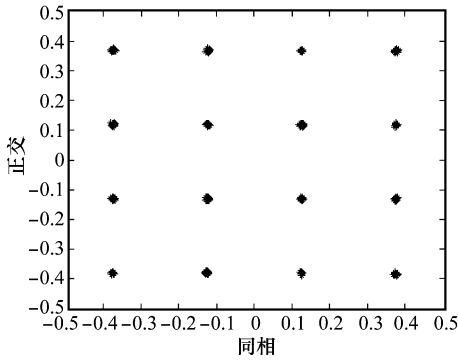


图 8 S-FLUT 方法接收端星座图

3.2 高斯白噪声信道条件下误码率性能

我们在高斯白噪声信道下对两种系统的误码率性能进行了仿真。图 9 中，四条曲线由上到下分别为不使用预失真、FLUT、本文方法和理想情况下的 OFDM 系统误码率曲线。对比四条曲线可以发现，相比无预失真的系统，两种方法都能大幅度提高系统的误码率性能，但是本文方法误码率性能仍优于 FLUT 方法，当误码率为 10^{-4} 时，S-FLUT 相对于 FLUT 大约有 1.5 dB 的增益。

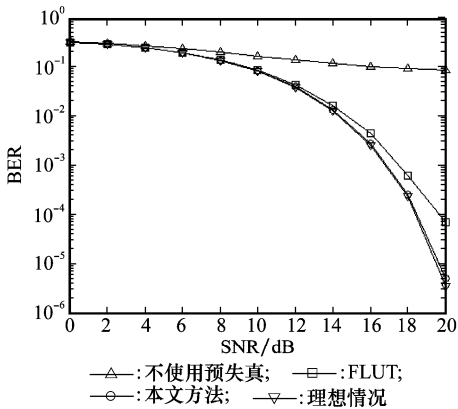


图 9 误码率性能比较图

3.3 发送信号频谱图

图 10 显示了 FLUT 方法和本文方法发送端信号的频谱图。两种方法都大幅压低了频谱的旁瓣，但是本文方法比 FLUT 方法压低 3 dB 左右，可以更有效地降低临道干扰。

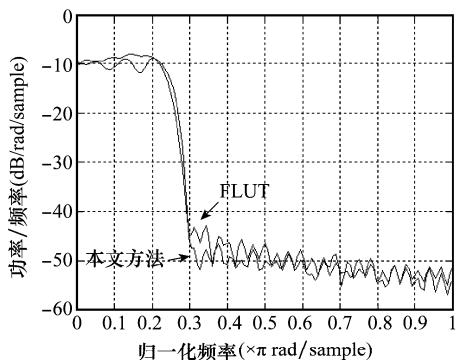


图 10 本文方法和 FLUT 方法的发送端信号频谱比较图

3.4 平均学习曲线比较图

图 11 画出两种方法的 30 个样本的平均学习曲线，它反映了接收端与发送端信号均方误差随着循环次数下降的情况。可以看出，随着循环次数的增加，两种方法的均方误差都是下降的，并且最终趋于稳定。相比 FLUT 而言，使用相同的迭代次数，S-FLUT 可以达到更高的收敛精度，收敛性能上整体优于 FLUT 方法。

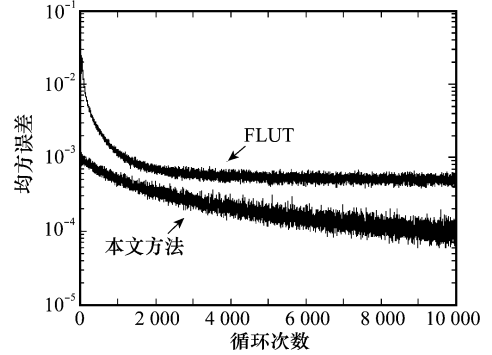


图 11 学习曲线比较图

4 结论

滤波查表法是近年来提出的针对有记忆放大器失真消除的比较好的解决方案，但是存在系统结构复杂、收敛精度较低的缺点。本文在 FLUT 方法的基础上，提出一种带记忆效应估计参数的滤波器抽头系数更新方法。对比原滤波查表法而言，新方法可以有效地降低反馈支路的复杂度，同时能提升系统性能，是一种解决宽带系统中有记忆放大器失真问题的有效解决方法。

参考文献：

- [1] Wang T, Llow J. Compensation of nonlinear distortions with memory effect in OFDM transmitters[C]// *IEEE Global Telecommunications Conference*, 2004:2398 - 2403.
- [2] Vuolevi J, Manninen J, Rahkonen M. Measurement with characterizing memory effects in RF power amplifiers[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory Technology*, 2001, 49 (8): 257 -260.
- [3] Wright A S, Durtler W G. Experimental performance of an adaptive digital linearized power amplifier[J]. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1992,41(4):395 -400.
- [4] Jardin P, Baudoin G. Filter lookup table method for power amplifier linearization[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2007,56 (3):1076 - 1087.
- [5] Saleh A M. Frequency independent and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifiers[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1981,29(11):1715 - 1720.
- [6] 陈凯亚, 王锡敏. Wiener 放大器的分离预失真算法[J]. *通信学报*, 2005,25(9):30 - 34.
- [7] Cavers J K. Optimum table spacing in predistorting amplifier linearizers[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 1999,48 (5):1699 - 1705.
- [8] Li C C, Krogmeier J V. A look-up table with amplitude scaling technique for amplifier linearization[C]// *Proc. of IEEE Singapore International Conference Communication System*, 2006:1 - 5.