



论 文

一种宽带 OFDM 系统放大器的失真消除方法

任智源*, 张海林

西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 西安 710071

* 通信作者. E-mail: schea@126.com

收稿日期: 2010-05-05; 接受日期: 2010-08-02

111 工程 (批准号: B08038)、ISN 国家重点实验室 (批准号: ISN090201)、新世纪优秀人才支持计划 (批准号: NCET-08-0810)、国家自然科学基金 (批准号: 61072069)、中英科技桥项目-4G 移动通信的研发和中央高校基本科研业务费专项资金 (批准号: 72101855, 72105377) 资助项目

摘要 放大器非线性、记忆性和饱和性失真导致宽带 OFDM 系统误码率性能和功率效率低. 为解决上述问题, 文中提出基于多个小动态范围放大器联合放大的放大器动态范围扩展方法, 纠正放大器的饱和性失真; 同时, 提出一种简化滤波查表预失真方法, 该方法由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构成, 能有效的纠正放大器有记忆非线性失真. 仿真表明, 两种方法的联合使用可以有效的纠正放大器失真带来的影响, 提高系统功率效率和误码率性能.

关键词 宽带 OFDM 动态范围扩展 有记忆预失真

1 概述

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 是下一代无线通信的核心技术之一, 具有高频谱利用率、抗多径等优点. 然而, 调制后的 OFDM 信号包络呈现为 Rayleigh 分布^[1], 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, 高功率放大器 (power amplifier, PA) 会对信号会造成严重的负面影响, 主要表现在以下 3 个方面: 1) 非线性失真: 由于 OFDM 的信号高峰均比特性, 放大器较多的运行在非线性和饱和区域, 造成较为严重的非线性失真, 导致接收端星座点扭曲和扩散, 降低系统误码率性能^[2]; 2) 记忆性失真: 当系统是一个宽带系统时, 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^[3], 放大器对系统造成记忆性失真影响; 3) 饱和性失真: 高功率放大器存在饱和点, 即存在有效输入动态范围 (dynamic range, DR), 超过动态范围的输入信号不会被放大, 这部分信息的损失造成了饱和性失真. 因此, 在宽带 OFDM 系统中必须弥补放大器带来的失真.

为了弥补这种失真, 必须在扩展放大器动态范围的基础上, 完成放大器动态范围内的有记忆非线性失真线性化问题. 首先为了抑制饱和性失真, 需解决放大器动态范围扩展问题. 目前的文献较少涉及放大器的动态范围扩展技术研究, 本文提出了采用多个小动态范围放大器联合放大 (combined amplification with multi power amplifiers, CA-mPA), 扩展放大器动态范围的方法; 其次, 需要解决扩展动态范围后放大器有记忆非线性失真问题. 数字预失真技术是一种有效的线性化技术, 虽然其本身无法降低信号的峰均比, 但是通过扩展放大器的线性化范围, 可达到有效消除放大器对高峰均比信号造成失真的目的. 针对有记忆放大器的预失真技术研究是一个热点问题^[1,4–6]. 文献 [5] 提出的滤波查

表法 (filter look-up table method, FLUT), 具有物理结构明确, 实施效果好的优点; 但是存在反馈支路复杂, 更新收敛精度不高的缺点. 在 FLUT 的基础上, 本文提出一种新的简化滤波查表法 (simplified filter look-up table method, SFLUT), 使用带记忆效应估计因子的滤波器抽头更新方式, 达到大大简化更新反馈支路, 提高收敛精度的目的. 最后, 将两种方法联合使用, 在扩展动态范围的基础上完成线性化操作, 可以大大降低放大器对系统带来的负面影响, 提高系统功率效率和误码率性能.

2 放大器动态范围扩展技术

在 OFDM 系统中, 由于 OFDM 信号自身高峰均比的特点, 峰值信号经常会超过放大器的动态范围, 造成饱和失真. 为了对抗这种失真, 传统的方法是将放大器输出功率回退 [7], 使大多数信号落入放大器动态范围之内, 这种主动降低放大器输出功率方法造成了能量的浪费; 另一种方法是使用大动态范围放大器 (wide dynamic range power amplifier, WDR-PA) 来适应峰值信号, 但是这种放大器的成本较高, 同时同时由于其他大部分信号功率都远远小于峰值信号, 因此 WDR-PA 存在消耗直流功率大, 功率效率低的缺点. 为了弥补上述两种方案带来的系统功率性能缺失, 本节提出了一种放大器的动态范围扩展技术.

为了达到扩展动态范围, 提高功率效率的目的, 可以并联使用多个成本较低的小动态范围放大器, 对调制信号进行协同放大处理, 达到适应高峰值大功率信号, 同时提高放大器功率效率的目的. 其基本原理是将调制信号分为 N 部分, 分别由 N 个放大器对信号进行放大处理, 并将放大后的信号合成进行传输. 基于系统复杂性的考虑, 本文仅研究两个放大器并联的情况, 称为双放大器联合放大结构 (combined amplification with two power amplifiers, CA-2PA), 其系统结构示意图如图 1 所示.

设 a_k 是第 k 个子载波上的传输数据, 则 OFDM 调制信号 $x(n)$ 可表示如下:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j \frac{2\pi kn}{N}}. \quad (1)$$

引入提升因子 λ , 用于表征调制信号功率提升的大小. 若调制信号放大为 $\lambda x(n)$, 则功率提升为原来的 λ^2 倍. 将信号 $\lambda x(n)$ 分成两部分, 其中上支路为 $\eta \lambda x(n)$, 下支路为 $(1 - \eta) \lambda x(n)$, η 称为分配比, λ 与 η 取值均为实数, 且 $\eta \in (0, 1)$, $\lambda > 1$. 给定提升因子 λ 后, 分配比 η 的取值直接影响双放大器的联合放大特性. 本节首先讨论两个放大器结构参数相同的情况, 并以此为基础推广到两个放大器结构参数不同的情况.

2.1 双放大器结构参数相同

Wiener 模型 [1] 具有物理意义明确、结构简单的特点, 经常用于仿真中. 但是由于其函数表达复杂, 并不适用于理论推导分析, 而带稀疏延时抽头的有记忆多项式模型 (memory polynomial model, MPM) 是一种更适用于理论分析的模型 [8,9], 其具体表达式为

$$y(n) = \sum_{d=1}^D \sum_{q=0}^Q \alpha_{2d-1,q} x(n - B_q) |x(n - B_q)|^{2(d-1)}. \quad (2)$$

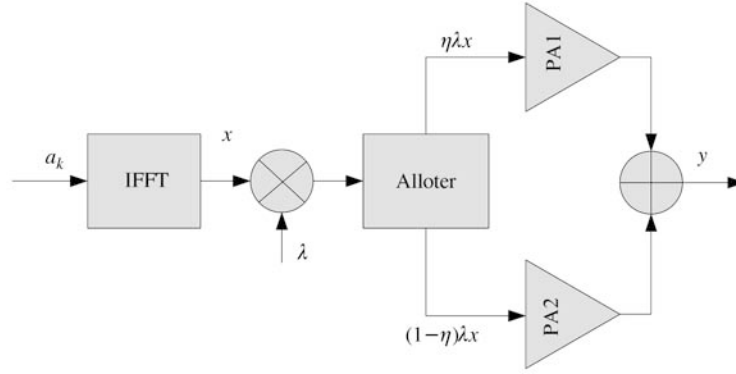


图 1 双放大器联合放大示意图

Figure 1 The structure of CA-2PA

当 $D = 2$ 的时候, 该模型已经能较好的反映记忆放大器的特性^[10], 因此本文理论分析推导时使用如下的 MPM 模型:

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q [\alpha_{1,q}x(n - B_q) + \alpha_{3,q}x(n - B_q)|x(n - B_q)|^2]. \quad (3)$$

由于 Wiener 模型与 MPM 模型均为对有记忆放大器的建模, 且存在相似性^[9], 因此针对 MPM 模型得出的结论同样适用于 Wiener 模型.

将 $\eta[\lambda x(n)]$ 与 $(1 - \eta)[\lambda x(n)]$ 代入 (3) 式, 分别得到上支路放大器的输出 $y^U(n)$ 和下支路放大器的输出 $y^D(n)$:

$$y^U(n) = \sum_{q=0}^Q [\alpha_{1,q}\eta\lambda x(n - B_q) + \alpha_{3,q}\eta\lambda x(n - B_q)|\eta\lambda x(n - B_q)|^2], \quad (4)$$

$$y^D(n) = \sum_{q=0}^Q [\alpha_{1,q}(1 - \eta)\lambda x(n - B_q) + \alpha_{3,q}(1 - \eta)\lambda x(n - B_q)|(1 - \eta)\lambda x(n - B_q)|^2]. \quad (5)$$

因此合成后的输出信号可以表示为

$$y(n) = y^U(n) + y^D(n) = \sum_{q=0}^Q [\alpha_{1,q}\lambda x(n - B_q) + \alpha_{3,q}f(\eta)\lambda^3 x(n - B_q)|x(n - B_q)|^2], \quad (6)$$

其中 $f(\eta) = \eta|\eta|^2 + (1 - \eta)|1 - \eta|^2$, 由于 $\eta \in (0, 1)$, 因此 $f(\eta)$ 可以直接简化为

$$f(\eta) = \eta^3 + (1 - \eta)^3 = 1 - 3\eta + 3\eta^2. \quad (7)$$

当不考虑信道噪声的时候, 接收端的接收信号 $\hat{a}_k$ 可以表示为 $y(n)$ 的 Fourier 变换:

$$\hat{a}_k = \sum_{n=0}^{N-1} y(n)e^{-\frac{j2\pi kn}{N}}. \quad (8)$$

将 $y(n)$ 代入 (8) 式, 可以得到

$$\hat{a}_k = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{q=0}^Q [\alpha_{1,q}\lambda x(n - B_q) + \alpha_{3,q}f(\eta)\lambda^3 x(n - B_q)|x(n - B_q)|^2]. \quad (9)$$

依据 Fourier 变换的性质,

$$F(x(n - B_q)) = F(x(n))e^{-\frac{j2\pi k B_q}{N}}, \quad (10)$$

(9) 式可以简化为

$$\hat{a}_k = \sum_{q=0}^Q \sum_{n=0}^{N-1} [\alpha_{1,q} \lambda x(n) + \alpha_{3,q} f(\eta) \lambda^3 x(n) |x(n)|^2] e^{-\frac{j2\pi k n}{N}} e^{-\frac{j2\pi k B_q}{N}}. \quad (11)$$

将 (1) 式代入 (11) 式, 得到

$$\begin{aligned} \hat{a}_k = \sum_{q=0}^Q \sum_{n=0}^{N-1} & \left[\alpha_{1,q} \lambda \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{-\frac{j2\pi k n}{N}} e^{\frac{j2\pi k n}{N}} e^{-\frac{j2\pi k B_q}{N}} \right. \\ & \left. + \alpha_{3,q} f(\eta) \lambda^3 \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} a_p e^{-\frac{j2\pi p n}{N}} |x(n)|^2 e^{\frac{j2\pi k n}{N}} e^{-\frac{j2\pi k B_q}{N}} \right]. \end{aligned} \quad (12)$$

简化可以得到

$$\hat{a}_k = \sum_{q=0}^Q \left[\alpha_{1,q} \lambda a_k e^{-\frac{j2\pi k B_q}{N}} + \frac{\alpha_{3,q} f(\eta) \lambda^3}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 \sum_{p=0}^{N-1} a_p e^{-\frac{j2\pi(p-k)n}{N}} \right]. \quad (13)$$

将 (13) 式后半部分中的 a_k 提出并入前一项得到

$$\hat{a}_k = \lambda \{ a_k [\mu(k) + f(\eta) \lambda^2 t(k)] + f(\eta) \lambda^2 \gamma(k) \}, \quad (14)$$

其中

$$\mu(k) = \sum_{q=0}^Q \alpha_{1,q} e^{-\frac{j2\pi k B_q}{N}},$$

$$t(k) = \sum_{q=0}^Q \frac{\alpha_{3,q} e^{-\frac{j2\pi k B_q}{N}}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2, \quad (16)$$

$$\gamma(k) = \sum_{q=0}^Q \frac{\alpha_{3,q} e^{-\frac{j2\pi k B_q}{N}}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 \sum_{p=0, p \neq k}^{N-1} a_p e^{-\frac{j2\pi(p-k)n}{N}}. \quad (17)$$

当 $f(\eta) \lambda^2 = 1$ 时, 存在

$$\hat{a}_k = \lambda \{ a_k [\mu(k) + t(k)] + \gamma(k) \}. \quad (18)$$

(18) 式说明, 在使用 CMS-2PA 之后, 放大器对发送信号 a_k 的影响可以视为一个乘性噪声和一个加性噪声的影响; 同时, 对比文献 [10] 中的结论, 此时 CA-2PA 直接相当于一个动态范围扩展 λ 倍的 PA, 可以有效扩展放大器的动态范围.

对条件 $f(\eta) \lambda^2 = 1$ 求解可以得到

$$\eta = \frac{1}{2} \pm \frac{1}{6} \sqrt{\frac{12}{\lambda^2} - 3}, \quad (19)$$

其中 λ 满足条件 $\lambda \leq 2$. 当 $\lambda = \lambda_{\max} = 2$ 时, 最优分配比 $\eta_{\text{opt}} = 0.5$.

2.2 双放大器结构参数不同

在实际情况中, 两个放大器的性能参数不可能完全相同, 因此需要考虑两个放大器结构参数不同的情况. 假设上支路放大器的函数模型与 (3) 式一致, 而下支路的函数模型使用如 (20) 式所示的 MPM 模型:

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q [\beta_{1,q} x(n - C_q) + \beta_{3,q} x(n - C_q) |x(n - C_q)|^2]. \quad (20)$$

得到上支路与下支路的放大器输出信号分别为

$$y^U(n) = \sum_{q=0}^Q [\alpha_{1,q} \eta \lambda x(n - B_q) + \alpha_{3,q} \eta \lambda x(n - B_q) |\eta \lambda x(n - B_q)|^2], \quad (21)$$

$$y^D(n) = \sum_{q=0}^Q [\beta_{1,q} (1 - \eta) \lambda x(n - C_q) + \beta_{3,q} (1 - \eta) \lambda x(n - C_q) |(1 - \eta) \lambda x(n - C_q)|^2]. \quad (22)$$

此时双放大器的合成输出信号为

$$y(n) = y^U(n) + y^D(n). \quad (23)$$

对接收端信号 $\hat{a}_k$ 进行推导的具体过程与 2.1 小节中类似, 这里仅给出最后的推导结果:

$$\hat{a}_k = \lambda \{a_k [\mu(\eta, k) + t(\eta, \lambda, k)] + \gamma(\eta, \lambda, k)\}, \quad (24)$$

其中

$$\mu(\eta, k) = \sum_{q=0}^Q [\alpha_{1,q} \eta e^{-\frac{j2\pi k B_q}{N}} + \beta_{1,q} (1 - \eta) e^{-\frac{j2\pi k C_q}{N}}], \quad (25)$$

$$t(\eta, \lambda, k) = \sum_{q=0}^Q \left[\frac{\alpha_{3,q} \eta^3 \lambda^2 e^{-\frac{j2\pi k B_q}{N}}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 + \frac{\beta_{3,q} (1 - \eta)^3 \lambda^2 e^{-\frac{j2\pi k C_q}{N}}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 \right], \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \gamma(\eta, \lambda, k) = & \sum_{q=0}^Q \left[\frac{\alpha_{3,q} \eta^3 \lambda^2 e^{-\frac{j2\pi k B_q}{N}}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 \sum_{p=0, p \neq k}^{N-1} a_p e^{-\frac{j2\pi (p-k)n}{N}} \right. \\ & \left. + \frac{\beta_{3,q} (1 - \eta)^3 \lambda^2 e^{-\frac{j2\pi k C_q}{N}}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 \sum_{p=0, p \neq k}^{N-1} a_p e^{-\frac{j2\pi (p-k)n}{N}} \right]. \end{aligned} \quad (27)$$

可以看出, 此时的 CA-2PA 仍等效于一个参数受 η 和 λ 影响的大动态范围放大器^[10]. 同时, 此时的最优分配比 η_{opt} 与放大器的具体参数息息相关, 在无法得知具体参数的前提下, 无法对最优分配比进行理论推导计算. 我们在研究中发现, 在放大器有记忆非线性失真得到纠正之后, 最优分配比选择问题可以等效为选择使放大器输出信号失真最小的分配比问题, 因此首先研究放大器动态范围内的线性化技术.

3 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 2 所示. 在反馈支路, FLUT 使用了非直接学习结构^[5], 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.

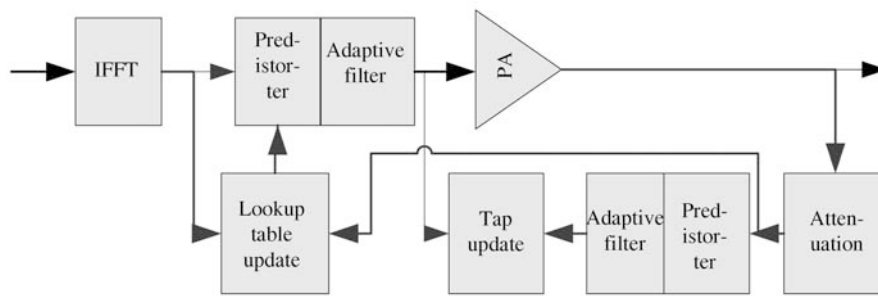


图 2 FLUT 结构示意图

Figure 2 The structure of FLUT

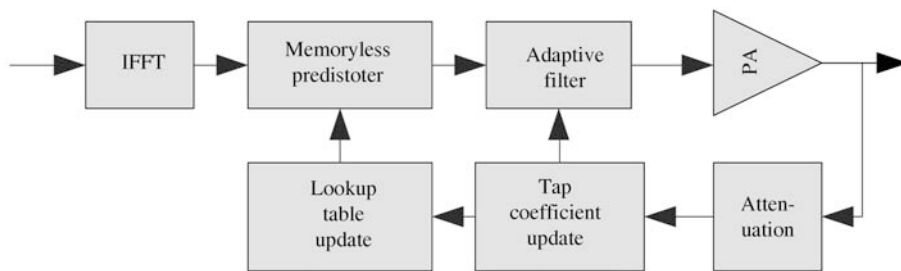


图 3 S-FLUT 系统的结构示意图

Figure 3 The structure of SFLUT

在 FLUT 结构的基础上, 基于 Wiener 模型逆模型 Hammerstein 模型^[1], 本节提出了一种简化滤波查表预失真 SFLUT 方法, 其具体思想为: 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; 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, 系统的示意图如图 3 所示。

经过调制后的 OFDM 信号先进行预失真处理, 之后再经过滤波器滤波处理, 并将处理后的信号送入有记忆放大器。放大器的输出信号经过衰减后送入反馈端。自适应滤波器使用反馈信号对其抽头系数进行更新, 预失真子系统使用反馈信号对查询表进行更新。当查询表和抽头系数更新都趋于稳定时, 放大器的有记忆非线性失真被消除。

将结构图 3 和图 2 进行比较。与 FLUT 相比, SFLUT 结构在反馈支路减少了一个预失真器模块和一个自适应滤波器模块, 并将滤波器抽头系数的组数减少至一组, 因此其系统复杂度相比 FLUT 大大简化。由于结构和抽头系数组数的精简, 与 FLUT 相比, SFLUT 的收敛速度会大大提高。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。

3.1 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, 最终达到消除非线性失真的目的, 如图 4 所示。由于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。

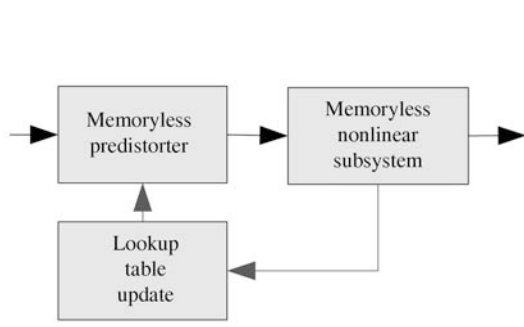


图 4 无记忆预失真子系统结构图

Figure 4 The structure of memoryless predistorter

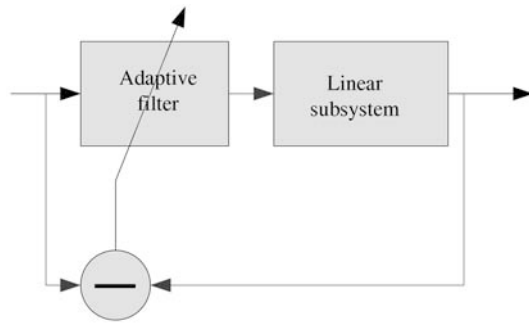


图 5 自适应滤波器抽头系数更新结构

Figure 5 The structure of adaptive filter

无记忆放大器预失真有多种算法^[11,12], SFLUT 结构使用传统的一阶线性反馈环 RASCAL 查表法^[11]作为无记忆预失真器查询表的自适应更新算法。

3.2 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 [5] 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, 因此采用了非直接学习结构, 并使用多组抽头系数。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收敛速度和反馈支路的复杂度。

SFLUT 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 5 所示。推导中使用的符号与图 5 中标识一致。

设自适应滤波器为 I 个抽头、抽头系数为 $W = [w_1, w_2, \dots, w_I]$ 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 (finite impulse response) 滤波器, 抽头系数为 $A = [a_1, a_2, \dots, a_J]$, 注意到此时的抽头系数 A 是未知的。需要不断更新自适应滤波器抽头系数 W , 使得输出 Y 趋近输入 D 。当最终输出 Y 等于输入 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

$$E(e^2) = E\{(D - Y)^2\}, \quad (28)$$

其中

$$y_n = \sum_{j=1}^J a_j \sum_{i=1}^I w_i d_{n-j-i+2}. \quad (29)$$

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:

$$\nabla_i = \frac{\partial e^2}{\partial w_i} = 2(d_n - y_n) \frac{\partial e}{\partial w_i}. \quad (30)$$

将 (29) 式代入 (30) 式得到

$$\nabla_i = -2(d_n - y_n) \left(\sum_{j=1}^J a_j d_{n-j-i+2} \right)^* = -2a_1(d_n - y_n) \left(d_{n-i+1} + \sum_{j=2}^J \frac{a_j}{a_1} d_{n-j-i+2} \right)^*. \quad (31)$$

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 (31) 式中 $j \geq 3$ 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, (31) 式简化为

$$\nabla_i = -\mu(d_n - y_n)(d_{n-i+1} + \delta d_{n-i})^*. \quad (32)$$

$\delta = a_2/a_1$ 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 $k+1$ 次更新的更新公式如下所示:

$$w_i^{k+1} = w_i^k + \mu(d_n - y_n)(d_{n-i+1} + \delta d_{n-i})^*. \quad (33)$$

4 SFLUT 串联 CMS-2PA 结构

采用 CA-2PA 技术, 可以扩展放大器的动态范围, 减小饱和性失真, 提高系统的功率效率; 利用 SFLUT 预失真技术, 可以纠正动态范围内的有记忆非线性失真. 将 SFLUT 预失真技术与 CMS-2PA 技术串联使用, 可以有效的解决宽带 OFDM 系统中由高功率放大器带来的记忆性、非线性及饱和性失真问题, 如图 6 所示.

由 2.1 小节结论可知, 当双放大器的结构参数相同时, 分配比 $\eta = 0.5$ 是最优的分配比, 此时联合放大器动态范围扩大一倍; 但当双放大器结构参数不同时, 由于最优分配比与放大器参数相关, 在实际环境中无法得知, 因此可以采用放大器输出信号失真最小的原则, 自适应的更新分配比.

由于 η 是实数, 且 $\eta \in (0, 1)$, 因此 η 仅与传输信号的幅度相关. 定义幅度误差函数 e_{scale} 为输入信号与输出信号幅度误差均值:

$$e_{\text{scale}} = \text{mean}(|S_{\text{in}}| - |S_{\text{out}}|). \quad (34)$$

可以利用 e_{scale} 自适应更新 η 的取值, 更新公式如下:

$$\eta^{\text{new}} = \eta^{\text{old}} - \sigma e_{\text{scale}}, \quad (35)$$

其中 σ 是更新步长, 控制更新的速度. 随着幅度误差的不断减小, 分配比 η 将趋于稳定, 收敛后的 η 为最优分配比.

5 仿真

5.1 SFLUT 预失真结构仿真

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 SFLUT 算法的线性化效果. 仿真使用采用 256 个子载波传输数据, 星座点映射采用功率归一化的 16 QAM 方形映射. 仿真使用的参数与文献 [5] 保持一致, SFLUT 中记忆效应估计因子取为 0.3. 放大器使用 Wiener 模型, 其中选取 Saleh 模型 [13] 作为无记忆非线性子系统, 其表达式如下:

$$\begin{cases} f(A) = \alpha_a A / (1 + \beta_a A^2), \\ g(A) = \alpha_\phi A^2 / (1 + \beta_\phi A^2), \end{cases} \quad (36)$$

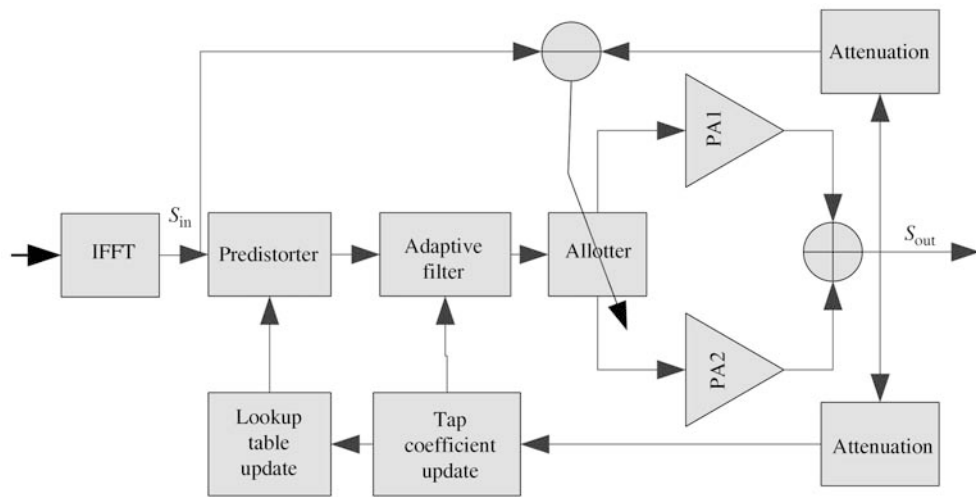


图 6 预失真器串联双放大器结构示意图

Figure 6 The structure of CA-2PA connected with the SFLUT

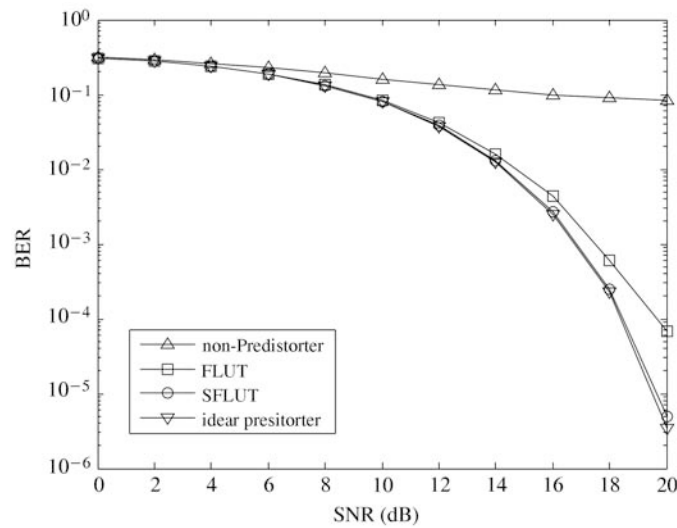


图 7 误码率性能比较图

Figure 7 The curves of BER performance

参数选择为 $\alpha_a = 2$, $\beta_a = 1$, $\alpha_\phi = \pi/3$, $\beta_\phi = 1$; 而线性子系统采用一个 3 阶的 FIR 滤波器, 其系数为 $[0.7692, 0.1538, 0.0769]$ ^[1].

图 7 显示了在 Gauss 白噪声信道下, 两种系统的误码率性能曲线. 4 条曲线由上到下分别为不使用预失真、FLUT、SFLUT 和理想情况下的 OFDM 系统误码率曲线. 对比 4 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 8 显示了 FLUT 方法和 SFLUT 发送端信号的频谱图, 可以看出, 两种方法都大幅压低了频谱的旁瓣, 但是 SFLUT 比 FLUT 方法压低 3 dB 左右, 可以更有效的降低临道干扰.

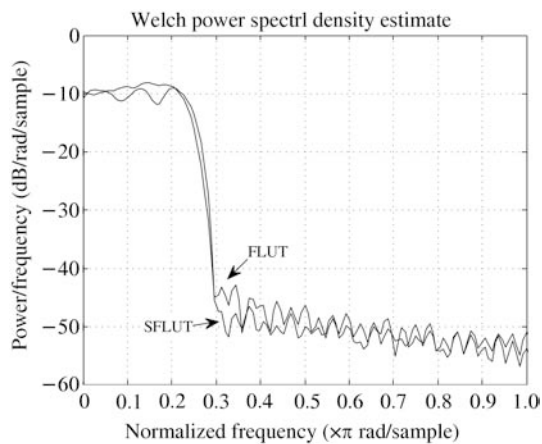


图 8 本文方法和 FLUT 方法的发送端信号频谱比较图

Figure 8 The comparison of PSD curves

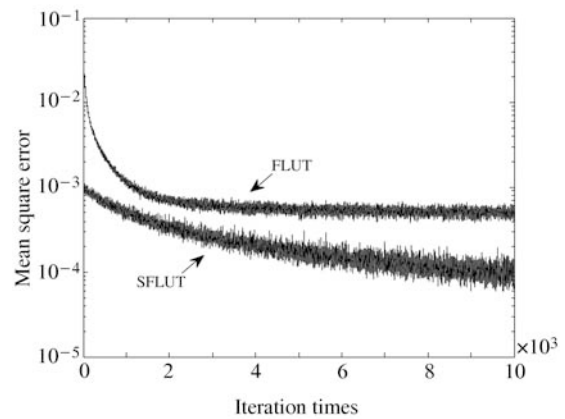


图 9 学习曲线比较图

Figure 9 The comparison of learning curves

图 9 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, SFLUT 可以达到更高的收敛精度, 收敛性能上整体优于 FLUT 方法. 由于 SFLUT 收敛速度较快, 在最初的循环过程中误码率迅速下降, 并随着循环次数的增多平缓下降.

5.2 SFLUT 串联 CA-2PA 系统性能仿真

本节对两个放大器参数不同时, CA-2PA 串联 SFLUT 方法的性能进行仿真. 仿真中提升因子分别设为 $\lambda = 1.8$ 和 $\lambda = 1.34$, 此时信号的功率提升为分别为 3.24 倍和 1.8 倍. SFLUT 预失真器参数设置与 5.1 小节中保持一致. 其中放大器 PA1 参数设置与 5.1 小节中保持一致, PA2 无记忆非线性子系统参数选择为 $\alpha_a = 2.5$, $\beta_a = 1.5625$, $\alpha_\phi = 1.25$, $\beta_\phi = 1.14$; 而线性子系统系数为 $[0.6054, 0.2146, 0.1799]$.

5.2.1 CMS-2PA 提升了大峰值信号的适应性

首先比较 CA-2PA 与单小动态范围放大器 (以下简称 PA) 对高峰值大功率信号的适应性能. 图 10 画出了当提升因子 $\lambda = 1.34$ 时, 2PA 放大器的信号幅度输入输出曲线. 作为对比, 图 11 画出了 CA-PA 的信号幅度输入输出曲线. 可以看出, 由于功率提升不是太多, 对 PA 来说, 动态范围内的信号已经完成线性化, 但是饱和失真造成超过动态范围的大信号发生畸变, 这部分信息的丢失会造成接收端误码率的升高; 而对比 CA-2PA 放大器, 动态范围内的信号均得到了线性化处理, 可以弥补放大器的失真, 大大降低接受端的误码率.

继续提升传输信号功率, 当 $\lambda = 1.8$ 时, PA 与 CA-2PA 放大器的信号幅度输入输出曲线分别由图 12 和图 13 给出. 由于此时功率提升较多, 对 PA 来说, 大部分信号幅度都超过其动态范围, 此时完全无法实现线性化功能, 信号失真非常严重; 对比 $\lambda = 1.8$ 时 CA-2PA 放大器, 由于动态范围被扩展, 动态范围内的信号依然可以线性化, 放大器带来的失真被完全消除.

图 14 画出了在提升因子 $\lambda = 1.8$ 和 $\lambda = 1.34$ 时, 在 Gauss 白噪声信道条件下 PA 和 CA-2PA 放大器经过预失真后的接收端误码率性能曲线. 可以看出, 由于 PA 的动态范围有限, 饱和失真较为严重, 当 $\lambda = 1.8$ 时, 误码率性能非常差, 达不到正确传输信号的目的; 而对于 CA-2PA 放大器, 可以有效

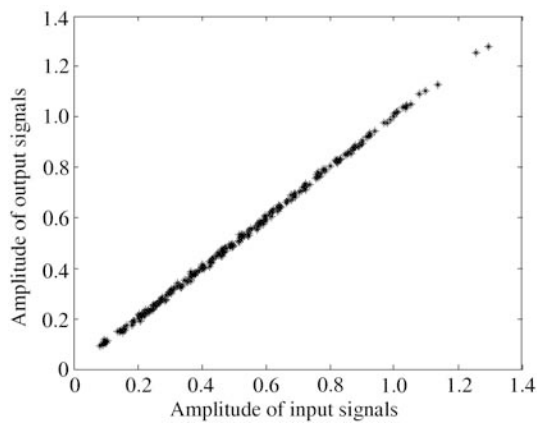


图 10 $\lambda=1.34$ 时 CA-2PA 信号幅度输入输出曲线

Figure 10 $\lambda = 1.34$, the signal amplitude input-output curve of CA-2PA

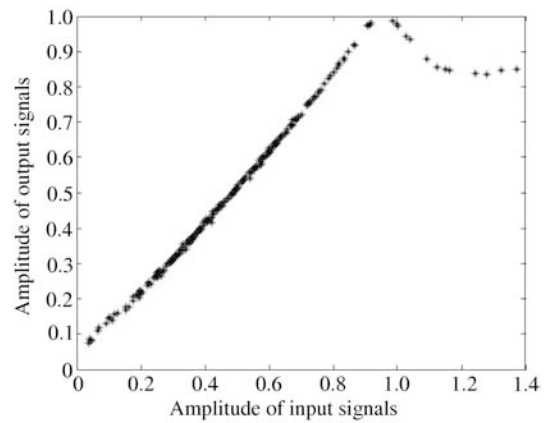


图 11 $\lambda=1.34$ 时 PA 信号幅度输入输出曲线

Figure 11 $\lambda = 1.34$, the signal amplitude input-output curve of PA

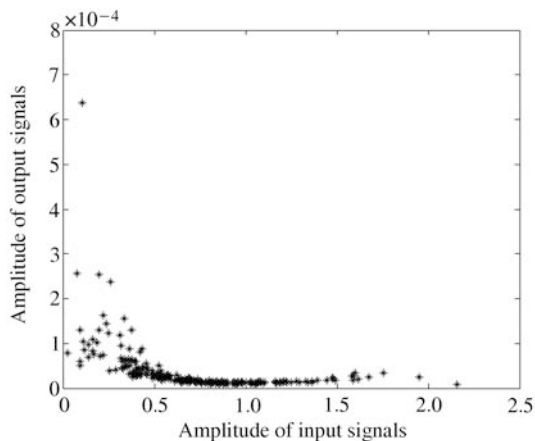


图 12 $\lambda=1.8$ 时 CA-2PA 信号幅度输入输出曲线

Figure 12 $\lambda = 1.8$, the signal amplitude input-output curve of PA

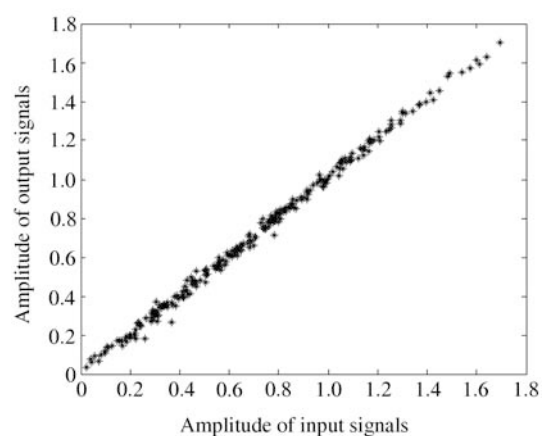


图 13 $\lambda=1.8$ 时 CA-2PA 信号幅度输入输出曲线

Figure 13 $\lambda = 1.8$, the signal amplitude input-output curve of CA-2PA

的降低动态范围受限对系统造成的影响, 无论是在 $\lambda = 1.8$ 或是 $\lambda = 1.34$ 的情况下, 系统误码率性能都有了明显的提升. 综合来看, CA-2PA 对高峰值大功率信号有很强的适应性, 系统可以以较大的功率传输信号, 不会造成信号功率的浪费, 变相的提高了功率效率.

5.2.2 CA-2PA 提升了功率效率

本小节比较 CA-2PA 与扩展动态范围后等效 WDR-PA 的功率效率. 功率效率是考察放大器性能的重要指标, 其定义为

$$\rho = \frac{\overline{P_{out}}}{P_1^{sat} + P_2^{sat}}. \quad (37)$$

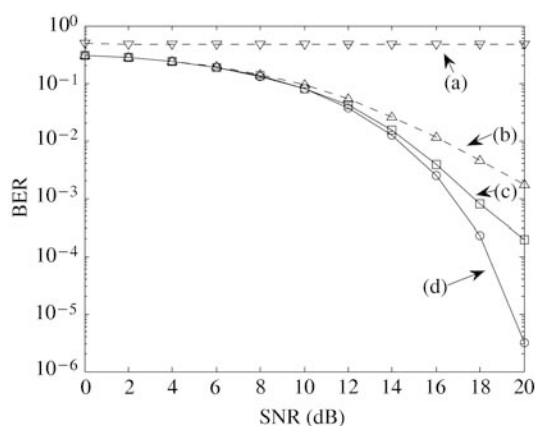
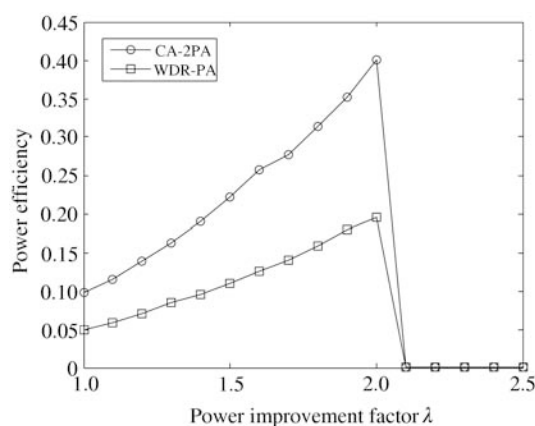


图 14 不同提升因子下系统误码率曲线

Figure 14 BER curves under different conditions

(a) $\lambda = 1.8$ and (b) $\lambda = 1.34$ the BER curve of PA;
(c) $\lambda = 1.8$ and (d) $\lambda = 1.34$ the BER curve of CA-2PA

图 15 提升因子 λ -功率效率变化示意图
输出曲线Figure 15 Curves of PIF λ -power efficiency

其中 $\overline{P_{\text{out}}}$ 表示放大器输出信号平均功率, P_1^{sat} 和 P_2^{sat} 分别表示放大器 PA1 和 PA2 的直流输入功率, 对于 WDR-PA 来说, $P_2^{\text{sat}} = 0$. 由于完成放大器的线性化后, 放大器可以工作在饱和点附近, 因此直流输入功率在数值上近似等于放大器饱和输入功率值.

图 15 考察了放大器效率变化图. 随着提升因子的增大, 放大器效率 ρ 也随之增大, 并存在最大值 ρ_{max} . 当放大器功率效率超出 ρ_{max} 时, 由于大部分信号幅度都超出放大器的动态范围, 预失真器无法纠正放大器的失真, 因此效率迅速降低到 0. 从图 15 可以看出, CA-2PA 可以大大提高系统的功率效率, 功率效率比 WDR-PA 提升约一倍左右, 其原因在于 CA-2PA 消耗的直流功率低于 WDR-PA.

6 结论

在宽带 OFDM 系统中, 放大器带来的非线性、记忆性、饱和性失真无法忽视, 对系统性能造成了很大的负面影响, 是一个亟需解决的问题. 本文从两方面入手研究, 一方面对放大器的动态范围进行扩展, 提出一种新的多放大器并联放大的模型, 并做了理论分析和推导. 该方法可以解决饱和性失真对信号造成的影响, 提高放大器的功率效率. 另一方面, 在已有的滤波查表法的基础上, 提出简化滤波查表预失真算法, 解决了放大器带来的记忆性非线性失真问题. 当两种方法联合使用时, 可以在提高功率效率的基础的同时, 大大提高系统的误码率性能.

参考文献

- 1 Wang T, Ilo J. Compensation of nonlinear distortions with memory effects in OFDM transmitters. In: IEEE GlobalCOM'04. Dallas: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2004. 2398-2403
- 2 Cripps S. RF Power Amplifiers for Wireless Communications. 2nd ed. Norwood: Artech House Inc., 2006. 6-8
- 3 Vuolevi J, Rahkonen T, Manninen J. Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers. IEEE Trans Microw Theory, 2002, 49: 1383-1389
- 4 Liu T, Ye Y, Zeng X B, et al. Hammerstein-like predistortion techniques for wideband wireless power amplifier linearization. In: Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications'2007. Hangzhou:

- Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2006. 415–418
- 5 Jardin P, Baudoin G. Filter lookup table method for power amplifier linearization. *IEEE Trans Veh Technol*, 2007, 56: 1076–1087
 - 6 He Z Y, Ge J H, Geng S J, et al. An improved look-up table predistortion technique for HPA with memory effects in OFDM systems. *IEEE Trans Broadcast*, 2006, 52: 87–91
 - 7 Fazel K, Kaiser S. Analysis of nonlinear distortions on MC-CDMA. In: *IEEE ICC'98*. Atlanta: IEEE Piscataway, 1998. 1028–1034
 - 8 Kim J, Han S, Shin Y. A robust companding scheme against nonlinear distortion of high power amplifiers in OFDM systems. In: *IEEE VTC'08 Spring*. Marina Bay: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2008. 1697–1701
 - 9 Ku H, Kenney S. Behavioral modeling of nonlinear RF power amplifiers considering memory effects. *IEEE Trans Microw Theory*, 2003, 51: 2495–2504
 - 10 Bohara A, See T. Analysis of OFDM signals in nonlinear high power amplifier with memory. In: *IEEE International Conference on Communication*. Beijing: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2008. 3653–3657
 - 11 Wright S, Durtler W. Experimental performance of an adaptive digital linearized power amplifier. *IEEE Trans Veh Technol*, 1992, 41: 395–400
 - 12 Li C C, Krogmeier J V. A look-up table with amplitude scaling technique for amplifier linearization. In: *IEEE ICCS'2006*. Singapore: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2006. 1–5
 - 13 Saleh M. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers. *IEEE Trans Commun*, 1981, 29: 1715–1720

A novel distortion elimination method of power amplifier in wideband OFDM system

Ren ZhiYuan* & Zhang HaiLin

State key laboratory of integrated services network, Xidian University, Shaanxi, Xi'an, 710071, China

*E-mail: schea@126.com

Abstract The nonlinear, memory and saturate distortion caused by Power Amplifier lead to low BER performance and low power efficiency in wideband OFDM system. To solve the related problems, a novel power amplifier based on Combined Amplification with multi power amplifiers is proposed in this paper. In addition, a novel Simplified Filter Look-Up Table predistorter is proposed. The novel predistorter connects to a memoryless predistorter subsystem with an adaptive filter subsystem in cascade, and can eliminate the nonlinear memory distortion effectively. The simulation results indicate that the power efficiency and BER performance will be improved by using the novel amplifier structure together with the novel predistorter.

Keywords wideband OFDM, dynamic range extended, memory predistorter