

一种数字预失真和峰均比削峰法联合优化方法研究

高浩楠¹, 张涛¹, 李聪颖²

(1. 中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081;

2. 中国人民解放军 海军研究院, 北京 100016)

摘要: 现代信息通信技术飞速发展, 单一数字预失真技术或峰均比抑制方法无法最大化减少信号的非线性失真, 提高发射机能效; 通过对数字预失真和峰均比限幅法联合算法的研究, 分别优化预失真系统的功率放大器建模和限幅系统的信号处理方式, 进一步提高功率放大器工作效率; 对功放行为模型建模引入更多记忆效应特性, 经实验测试归一化均方误差可降低 19.87 dB; 采用阈值分解技术处理输入信号并测试削峰法对信号峰均比的抑制效果, 实验结果左边带 ACPR 值下降 19.72 dBc, 右边带 ACPR 下降 17.46 dBc, 峰均比下降 2.54 dB, 满足了精确描述信号的记忆效应的要求, 降低了功率放大器非线性失真和峰均比。

关键词: 数字预失真; 功率放大器; 峰均比; 削峰; 阈值矢量分解

Study on Joint Optimization Method of Digital Predistortion and PAPR Clipping

GAO Haonan¹, ZHANG Tao¹, LI Congying²

(1. The 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China;

2. Naval Research Institute of PLA, Beijing 100016, China)

Abstract: With the rapid development of modern information and communication technology, single digital predistortion technique or peak-to-average power ratio (PAPR) suppression method can not maximize the reduction of nonlinear distortion in signals and improve transmitter efficiency. By studying the joint algorithm for digital predistortion and PAPR limiting, the power amplifier modeling of the pre distortion system and the signal processing method of the clipping system are optimized, further enhancing the power amplifier's operational efficiency. More memory effects are introduced into the power amplifier behavioral model. Experimental testing shows that the normalized mean square error decreases by 19.87 dB. Threshold decomposition technology is used to process input signals, and test the suppression effect of PAPR on signals by the peak clipping method. Experimental results show that the left-side adjacent channel power ratio (ACPR) decreases by 19.72 dBc, the right-side ACPR decreases by 17.46 dBc, and the PAPR is reduced by 2.54 dB, which meets the requirements for accurately describing the signal's memory effect, and reduces the nonlinear distortion of power amplifier and PAPR.

Keywords: digital predistortion; power amplifier; PAPR; peak clipping; threshold vector decomposition

0 引言

近年来, 信息传输技术已经成为现代社会发展中不可或缺的一环, 受到广泛关注与深入研究, 并显著提升了民众的生活质量和工作效率。正交频分复用技术

(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 是目前应用最广泛的无线通信手段之一^[1]。在实际应用中, 当多个子载波信号相位相同时, 产生的峰值叠加使信号的峰均比显著提升, 导致功率放大器产生非线性失真, 造成频谱扩展干扰和带内信号畸变。峰均比 (PA-

收稿日期:2024-11-27; 修回日期:2024-12-11。

作者简介:高浩楠(2000-),女,硕士研究生。

通讯作者:张涛(1968-),男,博士,研究员。

引用格式:高浩楠,张涛,李聪颖.一种数字预失真和峰均比削峰法联合优化方法研究[J].计算机测量与控制,2025,33(2):278-285.

PR, peak-to-average power ratio) 抑制是该系统普遍需要解决的问题, 高峰均比使系统产生的非线性失真问题会导致通信系统的通信质量降低^[2]。功率放大器在低输出功率条件下可以工作在线性区, 但过低的信号输出功率会降低功放效率; 在高输出功率条件下工作在非线性区, 会造成信号失真和频谱泄露^[3]。数字预失真 (DPD, digital pre-distortion) 技术可以补偿功率放大器的非线性特性, 提高线性区的最高输出功率, 提升功放效率^[4]。

峰均比抑制和数字预失真技术都可以减少信号的非线性失真, 提高发射机能效, 许多研究提出联合 DPD 技术和 PAPR 压缩技术, 进一步提高发射机使用效率: 文献 [5] 提出一种数字预失真和峰值因子降低结合的方法, 通过 DPD 系数中引入稳态偏移, 使用独立自适应过程估计, 有效降低发射机邻近信道功率比; 文献 [6] 针对宽带功放预失真系统, 通过研究波峰因子降低法 (CFR, crest factor reduction) 和 DPD 技术内在联系, 发现二者存在一些互逆特性, 引入补偿模块 (CM, compensation module) 减少削峰与预失真信号结合产生的非线性失真现象, 提出了 CFR-DPD-CM 联合结构。目前, 峰均比抑制和数字预失真联合算法相关的研究较少, 在避免信号失真, 改善 ACPR 指标的同时提高功率放大器的效率方面仍存在较大的发展空间。

1 数字预失真技术

数字预失真技术是一种用于改善射频功率放大器性能的有效手段。其基本原理是通过对输入信号进行预处理, 补偿功率放大器的非线性失真, 从而提高信号的线性和传输质量^[7]。

DPD 的工作原理如图 1 所示^[8], 首先提取功放的逆模型并级联在功放系统之前, 随着输入功率的增加, 当功放达到工作饱和点时, 输出增益出现压缩现象, 设置特性相反的基带数字预失真模块, 通过计算额外的输出幅度补偿增益压缩, 使整个功放系统仍处于线性输出状态, 有效减少功率放大器的功率回退。DPD 算法在保障系统继续工作在线性区的基础上提高了信号输入功率, 在降低非线性失真的基础上, 提升了功放效率。

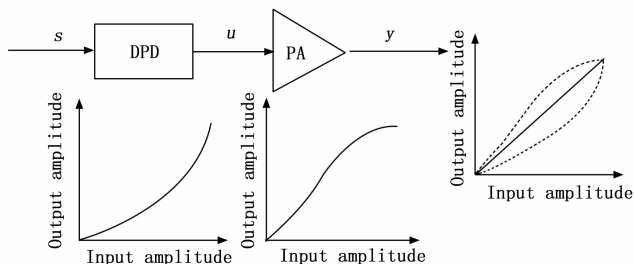


图 1 数字预失真原理图

一个完整的 DPD 系统需要 3 个基础模块: 首先是发射链路上数字基带 DPD 模块^[9], 该模块生成的信号通过数模转换和 IQ 调制变频等步骤处理成射频信号后送入功放; 其次是参数更新模块, 数字基带 DPD 模块模型参数需要自适应更新以优化功放逆模型^[10]; 最后是反馈回路模块, 接收模拟功放输出信号, 完成同相正交解调和模数转换之后得到功放输出数字信号。

1.1 功率放大器行为模型

Volterra 级数模型作为一种泛函级数模型^[11], 特别适用于那些具有衰减记忆特性的非线性系统。在离散时间域内, 它等价于一个结构复杂的多变量多项式模型, 能够同时捕捉功率放大器的非线性特性及其记忆效应。其表达式^[12]为:

$$y(n) = \sum_{n=1}^N \sum_{m_1}^M S_{h_n} \prod_{k=1}^N x(n - m_k) \quad (1)$$

式中, $S_{h_n} = \sum_{m_n=0}^M h_n(m_1, m_2, \dots, m_N)$, N 代表非线性阶数, M 表示记忆深度。 $h_n(m_1, m_2, \dots, m_N)$ 是 Volterra 级数模型 N 阶的和函数, $h_n(m_N)$ 代表第 n 次谐波分量的冲激响应函数。

理论上, Volterra 级数模型可以模拟任何形式的非线性系统, 该模型的阶数计算可以包含各式的非线性幂级数, 可以通过记忆深度的设置描述记忆效应。然而, 随着非线性特征和记忆效应阶数的增加, 模型构建难度也随之急剧上升, 过高的非线性阶数还会导致稳定性问题^[13]。因此, 在实际进行功率放大器建模时, 通常不会采用完整的 Volterra 模型。为了适应实际应用需求, 往往需要对 Volterra 级数模型中的非线性乘积项进行简化处理, 即通过限制非线性阶数 K 与记忆深度 M 来减少参数数量, 有效降低复杂度。MP 模型^[14]则是在此模型基础上进行的最大简化版, 仅保留了原矩阵中的主对角元素, 去除了输入项和延迟阶的全部交叉项, 此举显著降低了计算复杂性, 但在处理高阶非线性系统时可能仿真精度不够。本文参考广义记忆多项式模型, 选择 GFMP 模型对数字预失真系统进行优化, 在 MP 模型基础上增加时间超前项用于描述系统记忆效应, 提高模型的准确性。

广义记忆多项式包含模型矩阵的对角项以及超前信号包络、滞后信号包络分别和当前信号的交叉项。超前项用于影响未来一段时间的输入, 滞后项可以反应过去的输入信号, 但增加不同时间点输入信号会引入大量交叉项, 大大提高了模型复杂度。GFMP 模型只增加超前项, 以平衡模型的精确度和复杂度。下文仿真测试了模型超前记忆深度为 1 和 2 时的超前项, 可以通过增加超前记忆深度提高模型的仿真准确度, 减少记忆效应对数字预失真系统的影响。

1.2 间接学习结构及参数提取

数字预失真系统的学习结构是为了提取功放逆模型，即求解和功率放大器特性相反的预失真器，增加功放的线性区。实现 DPD 过程中常用的学习结构有直接学习结构和间接学习结构^[15]。预失真器可以被看作是功放的增益归一化逆系统。直接学习结构是闭环结构，先求出功放的模型特性，然后根据所求出的功放模型由自适应算法计算预失真器的参数。直接学习结构复杂度比较高且收敛速度慢，本文选择更容易实现的间接学习结构，结合自适应算法，在实际应用中有更高的灵活性。

间接学习结构由两个预失真单元组成，即前向预失真器与后向预失真器。参照图 2 所示，该方法首先评估前向预失真器生成信号与后向预失真器输出，基于做差的计算结果调整后向预失真器的参数。一旦完成对后向预失真器参数的优化，这些参数值将被复制至前向预失真器，处理原始输入信号 $x(n)$ 。采用这种间接学习方式的好处在于无需预先建立功率放大器模型，从而简化了计算流程，在目前的无线通信预失真系统中应用较广泛^[16]。

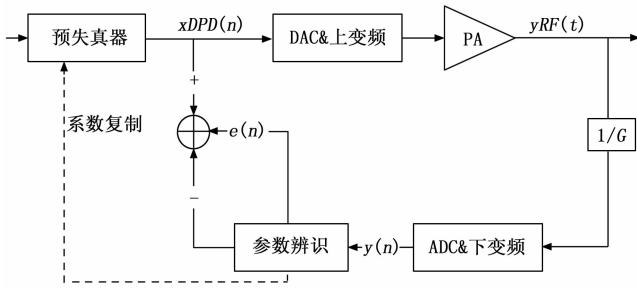


图 2 间接学习结构

模型辨识过程中需要依据输入信号和输出的期望结果估计计算参数。根据 Volterra 级数模型的输出与模型系数之间的线性关系，典型的行为模型辨识方法主要有最小二乘法、最小均方误差法和递归最小二乘法^[17]。最小均方误差法有良好自适应性，能够根据数据更新模型，收敛速度快，但计算迭代量大，复杂度高；递归最小二乘法通过设置功率放大器的多项式系数，并在预失真器的观测期间不断更新，可以在最小二乘意义上得到输出信号和期望信号的最佳匹配结果。因为该算法需要使用大量矩阵运算，算法复杂度甚至高于最小均方误差法。本文选择复杂度最低的最小二乘法提取模型参数，通过最小化残差平方和确定参数，以下为参数提取过程。

以图 2 为例， x ， x_{DPD} ， y_{RF} 分别代表原始输入信号和通过预失真器的数字信号和通过反馈回路输出的功放信号，三者有相同的序列长度 N 。通过功放的输出与输

入即为后逆模型的输入与输出，设置 α 为系数向量，有：

$$Y(y_{RF})\alpha = x_{DPD} \quad (2)$$

其中： $Y(y_{RF}) \in N \times L$ ，是 DPD 模型的基函数结合采集的功放输出序列生成的基函数矩阵，其表达式为：

$$Y(y) = \begin{bmatrix} Y_{MK}(0) \\ Y_{MK}(1) \\ \vdots \\ Y_{MK}(N-1) \end{bmatrix} \quad (3)$$

子矩阵 $Y_{MK}(i)$ 根据 M 和 K 有 $(K+1) \times (M+1)$ 项基函数，以记忆多项式为例，基函数 $Y_{mk}(i)$ 的通式为：

$$Y_{mk}(i) = y(n-i-m) | y(n-i-m) |^k \quad (4)$$

M 为记忆深度， K 为非线性阶数， L 即所有基函数的个数。系数向量 α 。根据最小二乘法可以得到 DPD 模型系数的估计值：

$$\hat{\alpha} = [Y^H(y)Y(y)]^{-1} Y^H(y)u \quad (5)$$

其中： $(\cdot)^H$ 代表矩阵共轭转置。

1.3 功放非线性指标

本文评估 DPD 性能通过相邻信道功率比 (ACPR, adjacent channel power ratio) 和归一化均方误差 (NMSE, normalized mean square error)^[18]。

相邻信道功率比定义为频率谱中，相邻信道内平均功率与发射信号频道内的平均功率之比，通常用来衡量放大器的互调失真性能。式中 P_{adj} 为相邻信道内平均功率， P_{ch} 为发射信号频道内平均功率。功放系统具有良好线性度时对应较小的 ACPR 值，由于邻道有上边带和下边带之分，对应的 ACPR 也会有两个值，二者有极小的差值。

$$ACPR(\text{dBc}) = 10\log_{10} \frac{P_{adj}}{P_{ch}} \quad (6)$$

比较采集得到的功放实际信号 $y(n)$ 与期望的功放输出信号 $Y_d(n)$ 之间的差异是一种很直接的计算功放非线性的想法。归一化均方误差是一种从时域对输入输出信号差异进行衡量的参量，表达式如下：

$$NMSE(\text{dB}) = 10\log_{10} \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n) - y_d(n)|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y_d(n)|^2} \quad (7)$$

其中： N 为数字化的信号序列长度，功放线性化程度越高，计算的 NMSE 越小。

两个指标都可以衡量数字调制系统的失真程度，除两个指标外还可以观察发射信号的星座图，星座图能够直观地展示信号的幅度和相位分布情况^[19]，可以通过观察接收符号的点是否接近理想位置来判断信号质量的好坏。

2 峰均比抑制技术

峰值因子降低技术和 DPD 一起应用可以减少功率回退值, 扩大功率放大器线性区, 在权衡线性度的同时优化功率放大器效率。目前常用联合算法将预失真系统处理后的数字信号通过削峰模块并直接接受限幅处理, 达到降低功率放大器耗能的目的。阈值矢量分解在此基础上进行改良, 对整个系统的输入信号进行分解, 减少削峰计算时对小幅度信号造成的不必要失真, 提高系统线性特性。

2.1 削峰法和数字预失真联合方案介绍

功率放大器信号经过数字预失真系统会造成峰均比的进一步增加, 影响工作效率。削峰法 (CFR, constrained frequency resource) 通过预设门限值, 削减大于门限值的部分信号, 减少信号的峰值, 从而抑制峰均比^[20]。将两种技术相结合的基础算法原理是将 CFR 模块与 DPD 模块级联起来使用^[21]。首先通过 CFR 模块削减输入信号峰值以降低 PAPR, 之后再吧输出信号输入数字预失真系统, 为防止高峰均比信号对功率放大器造成损伤, 通常在 DPD 模块后加一个包络削波模块, 削掉超出设定阈值的信号的峰值。由于两个模块实际处于分开工作状态, 该方案的计算复杂度很高, 目前常用算法将两个模块整合为一个总体^[22], 如图 3 所示, 在数字信号通过 DPD 模块和 CFR 模块限幅后, 设置信号门限值并计算超出部分, MCFR 模块负责处理超出阈值信号, 计算整个联合模块的系数矩阵, 该系统中保证每个模块的建模方式一致。

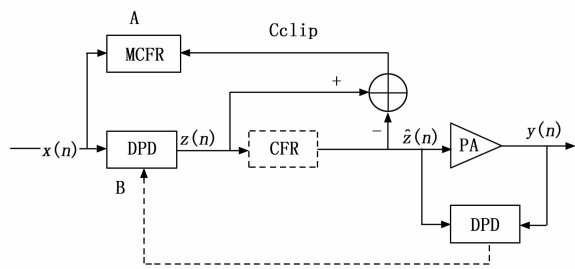


图 3 CFR-DPD 联合方案结构框图

该方案的计算流程是分别计算 DPD 模块系数矩阵 A 和 MCFR 模块系数矩阵 B , 将二者的差值作为整个系统的参数矩阵。系数减法运算对系统复杂度影响较小, 所以联合方案的运行复杂度与只进行 DPD 的系统复杂度相当, 并且间接学习结构的设计使得 MCFR-DPD 模块的系数提取均可以离线进行, 可以极大降低运算复杂度。

2.2 阈值矢量分解算法

矢量阈值分解技术采用复信号平面上的矢量圆作为其阈值形式, 将原信号根据幅值大小分成两个信号。如

图 4 所示, 在保证信号的相位信息不变前提下, 对于大于设定阈值的小信号部分, 将其幅度调整至等于该阈值; 对于超出阈值的大信号部分, 取原信号与阈值之间的差值进行表示。

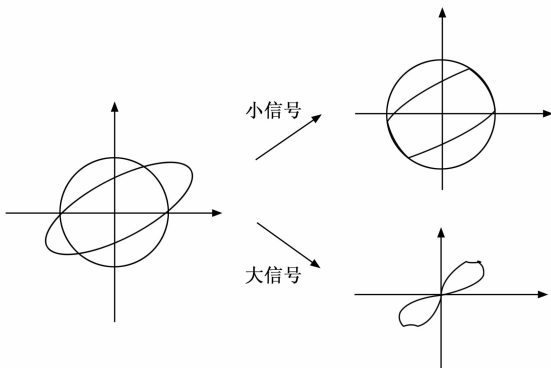


图 4 矢量阈值分解示意图

和常用分段方式相比, 常用方法根据幅度的大小设置阈值划分大小信号, 此时会将小信号超出阈值部分和大信号低于阈值部分直接取零, 使得信号在阈值分界点产生突变, 导致信号失真。通过矢量阈值分解处理后的信号能够有效避免幅度上的急剧变化, 保存原有的相位特征, 得到的数据在构建分段模型时, 输出结果也不会出现跳变现象。

2.3 系统阈值设置

本文需要设置两个阈值: 分解原始输入信号的分段阈值和 CFR 模块的削峰阈值。输入信号分段阈值需要根据功放的 AM/AM 特性曲线设计, 非线性失真的信号需要预失真补偿至线性输出而本身工作在线性区的信号不需要, 特性图可以显示出功率放大器工作在高输入功率产生的非线性失真现象, 所以根据特性曲线显示的线性区和非线性区的信号幅值计算; CFR 模块的阈值设置需要综合考虑信号失真、峰均比和信号的概率分布问题。阈值过低会消减过多的峰值, 造成大量信号失真, 降低系统的通信质量; 阈值设置过高, 对原信号削峰效果不明显, 对峰均比没有明显改善效果, 会降低功率放大器工作效率; 峰值信号的分布也会影响信号失真的程度, 在信号峰值产生概率高的区域, 适当调整阈值可以使信号大于阈值部分占总信号的比值降低, 减少频谱和波形失真。

根据矢量阈值分解的思路, CFR 模块处理的信号是经过分段阈值分解的大信号部分, 由此可以确定削峰阈值的下限大于等于分段阈值。同时联合模块中的预失真模块也会对削峰阈值产生影响, 削峰阈值的下限也需要大于等于 DPD 模块线性区和非线性失真的临界点。

2.4 基于阈值矢量分解的 CFR-DPD 方案

方案仿真结构如图 5 所示, 首先对原始输入信号进

行阈值分解,大小信号输入数字预失真模块;同时大信号 $x_l(n)$ 输入 CFR 模块进行限幅,计算限幅噪声;最后处理后的信号最终经过功率放大器,输出信号测试线性效果。 θ 为整个联合模块的系数,通过 DPD 模块和 CFR 模块系数矩阵作差得到。

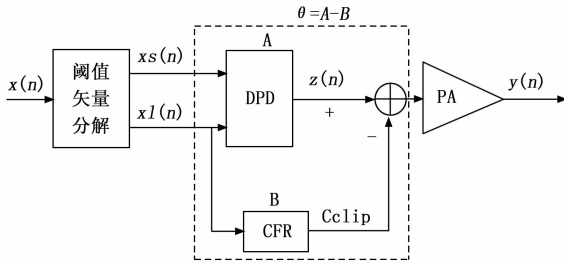


图 5 基于矢量阈值分解的 CFR-DPD 框图

设置阈值矢量分解的分段阈值是 S_{th} , 分解子信号得到:

$$x_s(n) = \begin{cases} |x(n)| e^{j\varphi} & |x(n)| \leq S_{th} \\ S_{th} e^{j\varphi} & |x(n)| > S_{th} \end{cases} \quad (8)$$

$$x_l(n) = \begin{cases} 0 & |x(n)| \leq S_{th} \\ [|x(n)| - S_{th}] e^{j\varphi} & |x(n)| > S_{th} \end{cases} \quad (9)$$

其中: $|x(n)|$ 是信号的幅度值, φ 是信号相位。

1) 假设小大信号直接输入数字预失真器, 对应仿真模块系数矩阵分别为 A_1 、 A_2 , $A = [A_1, A_2]$, 该项和功率放大器 GFMP 模型的非线性阶数 K 、记忆深度 M 有关。设预失真后得到信号 $z_s(n)$, $s = 1, 2$, GFMP 模型表达式如下:

$$z_s(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=-L}^{M-1} a_{km} x_s(n-m) |x_s(n-m)|^{k-1} \quad (10)$$

分别计算得到大小信号通过预失真模块的输出, 总输出 $z(n) = z_1(n) + z_2(n)$ 。根据最小二乘法提取该模块系数矩阵为:

$$A = [X^H(x)X(x)]^{-1} X^H(x)Z \quad (11)$$

2) 分离出的大信号输入 CFR 模块进行直接限幅, 设输出信号为 $y_l(n)$, 即 $y_l(n) = x_l(n), c(n), c(n)$ 需要通过削峰阈值 T_h 计算, 公式为:

$$c(n) = \begin{cases} 1, & |x(n)| < T_h \\ \frac{T_h}{|x_l(n)|}, & |x(n)| > T_h \end{cases} \quad (12)$$

设 C_{clip} 为超出削峰阈值的信号部分, $\delta(k)$ 为冲激函数, 表达式为:

$$C_{clip} = \sum_k |x_l(k)| e^{j\varphi} [|x_l(k)| - T_h] \delta(n-k) \quad (13)$$

另外, 削峰阈值 T_h 的大小通常依据限幅比例 CR

来体现, 限幅比例是削峰阈值和信号峰值标准差的比值, 限幅比例越小代表削峰阈值越低, 削峰效果越明显。

同样根据最小二乘法, 计算 C_{clip} 对应的 CFR 模块系数矩阵 B , 最终得到联合 CFR-DPD 模块的总系数 $\theta = [A_1, A_2 - B]^T$ 。用最终结果计算输出信号的峰均比抑制效果, 再通过功率放大器测试线性化改善程度。

3 仿真结果分析

3.1 仿真参数设置

采用 Matlab 仿真对本文方案的性能进行测试, 输入信号采用 OFDM 传输体制, 带宽 45 MHz, 子载波数 2 048, 有效子载波数 1 500, 采样率 61.44 MHz。功率放大器和数字预失真模块建模方案选择 GFMP 方案, 设置非线性阶数为 5, 记忆深度为 2, 测试该模型建模精度。预设限幅比 $CR=6$, 阈值矢量分解的大小信号阈值 $T_h=0.7$, 提取各仿真模块的参数, 从而得到整体系统参数矩阵, 对输入信号进行处理, 对比传统联合方案和阈值矢量分解方案对系统峰均比和功放输出评价指标的改良程度。

3.2 GFMP 模型建模分析

GFMP 模型保留了超前记忆深度, 本文仿真增加了阶数为 1 和 2 的超前项, 阶数越高, 计算复杂度越高, 以及常用 MP 模型进行对比。仿真流程是将 OFDM 信号输入不同 PA 模型, 提取各模型参数用于建模拟合。和实际功率放大器输入信号对比, 测试 GFMP 模型的精度。参数配置如表 1 所示。

表 1 GFMP 模型仿真参数

模型参数	参数配置
带宽	$B=45$ MHz
采样率	$f_s=61.44$ MHz
调制方式	64 QAM
子载波数	$N_s=2\ 048$
循环前缀长度	144
模型拟合算法	LS

采用实际输出信号和期望输出信号之间的 $NMSE$ 评价拟合精度, 不同模型和 PA 输出信号之间的 $NMSE$ 结果如表 2 所示。

表 2 不同 PA 行为建模结果对比

PA 模型	$NMSE/dB$
MP	-33.89
GFMP(L=1)	-34.11
GFMP(L=2)	-35.26

可以看出 GFMP 模型拟合精度高于常见的 MP 模

型, L 是模型的超前记忆深度, 根据公式 (12), $L=1$ 表示 GFMP 模型增加了记忆深度为 -1 时的超前项, 即当前时刻输出和未来一段时间内输入有关。由于考虑了更多的记忆效应参数, $L=1$ 时, GFMP 模型相比于 MP 模型降低了 0.22 dB 的 NMSE 值。 $L=2$ 时, GFMP 模型引入了更多超前项记忆深度, NMSE 的改善程度提升, 相比于 MP 模型降低了 1.37 dB, 相比于一阶记忆深度降低了 1.15 dB。但随着超前项阶数的增加, 建模的复杂度急速增加, 针对记忆效应强的功放系统可以适当增加超前记忆深度获得更高精度的模型。Volterra 级数模型通过各阶核函数的积分描述功放的记忆效应, 分为滞后项和超前项, GFMP 模型选择仅保留记忆效应超强项的原因是因为信号放大需要考虑未来信号影响, 补偿系统的时间延迟效应, 使功率放大器输出和输入信号变化保持一致。

本文为降低仿真复杂度, 且系统仿真所需的记忆效应不强, 后续仿真均采用 $L=1$ 时的 GFMP 模型。将信号输入数字预失真系统, 图 6 为 GFMP 模型和原始信号输出功率谱的对比, 可以看出该模型对原信号产生的旁瓣有良好的抑制效果, 即对功放线性度提升很大。

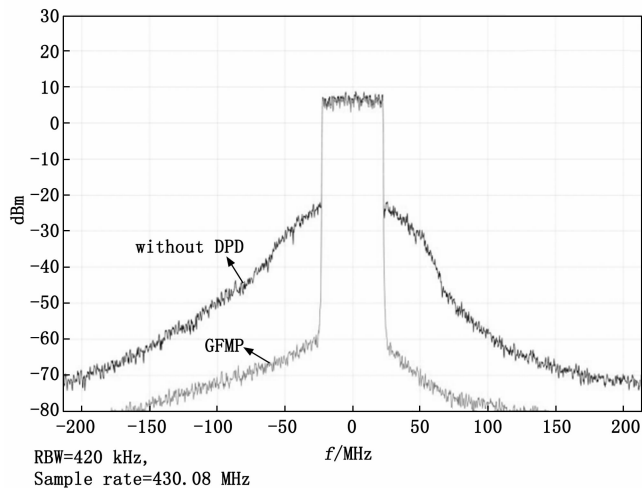


图 6 GFMP 模型 DPD 系统输出功率谱

仿真得到 GFMP 算法通过 DPD 系统后左边带 ACPR 值为 -69.70 dB, 右边带 ACPR 值为 -73.12 dB, 相比于无 DPD 系统 ACPR 值分别降低了 34.75 dBc 和 38.07 dBc, 减少了输出信号的频谱和带外失真; 无 DPD 情况下的输出信号 NMSE 值为 -14.24 dB, 说明功率放大器仿真的输出信号和实际输出信号差异过大, 信号线性特性差。由表 2 可以得出 GFMP 算法 NMSE 降低了 19.87 dB, 大大提高了功放系统的线性特性。

3.3 CFR 模块的 PAPR 抑制测试

3.3 以及 3.4 节仿真测试的主要参数配置如表 3 所示。

表 3 联合模块参数配置

模型参数	参数配置
带宽	$B=45$ MHz
采样率	$f_s=61.44$ MHz
调制方式	64 QAM
有效子载波数	1 500
DPD 模型结构	间接学习结构
上采样倍数	7

原始输入信号通过预失真系统会导致峰均比变大, 采用互补累计分布函数衡量峰均比分布情况, 如图 7 未削峰曲线所示, 未处理的原始信号峰均比为 10.36 dB; 传统 CFR-DPD 联合算法经过削峰后峰均比的改善程度峰均比为 8.22 dB; 阈值矢量分解后仅将大信号输入 CFR 模块削峰, 峰均比为 7.82 dB。在预设限幅比条件下阈值矢量分解方案比传统方案的抑制效果略好。传统联合方案会将全部信号输入 CFR 模块, 但计算 CFR 模块系数矩阵过程中需要用到的是超出设定阈值的信号, 所以此方案不能精确拟合出 CFR 模块的削峰特征。阈值矢量分解方案中需要削峰处理的是大信号部分, 该部分将小于削峰阈值 T_k 的信号幅值置零, 保留少量信号, 和系数矩阵的计算要求一致, 使得削峰模块精确度提高, 和传统联合方案相比对峰均比一致效果更好。

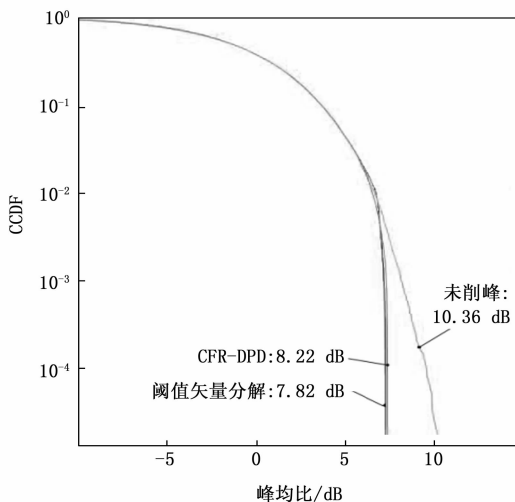


图 7 PAPR 抑制效果对比图

通过更改限幅比 CR , 测试不同方案的 PAPR 抑制效果, 已知原始信号 PAPR 值为 10.36 dB, 仿真结果如表 4 所示。

表 4 不同限幅比下 PAPR 指标对比

CR	5	5.5	6	6.5
CFR-DPD/dB	7.53	7.90	8.22	8.51
阈值矢量分解/dB	7.42	7.45	7.82	8.20

在该仿真条件下，参考输出信号的频谱，设置限幅比 $CR=6$ 左右，能够在保证信号准确的前提下提高峰均比的抑制程度。传统联合方案降低峰均比 2.14 dB，阈值矢量分解方案降低峰均比 2.54 dB。限幅比小于 6 时，限幅程度过大，造成的信号失真问题严重；限幅比较大则会使得 CFR 模块的削峰影响小，减少了对峰均比的抑制程度。

3.4 线性特性优化测试

如图 8 所示，信号的功率谱可以反映功率放大器线性特性的改善情况。旁瓣幅度最高的曲线是放大后未经处理过的信号功率谱密度，幅度最低的曲线代表的仅经过数字预失真处理的信号频谱，可以看出此方案中功率放大器的线性特性最好，但根据 3.3 节的实验结果，此时的峰均比抑制效果较差。对比其余两条曲线，即传统 CFR-DPD 方案和矢量阈值分解方案，矢量阈值分解方案的系统信号线性度更高，根据表 5 仿真结果，矢量阈值分解的左右边带 ACPR 值小于 CFR-DPD 联合方案。反映了矢量阈值分解方案具有较少的互调失真。相比原始信号，改良的方案中左边带 ACPR 下降 19.72 dBc，右边带 ACPR 下降 17.46 dBc。NMSE 值表示实际输出信号和期望输出信号的差异，测试结果显示传统 CFR-DPD 方案的 NMSE 最低，即功放线性化程度最好，但优势不明显，和原信号相比 3 种方案线性化程度都有极大改善。

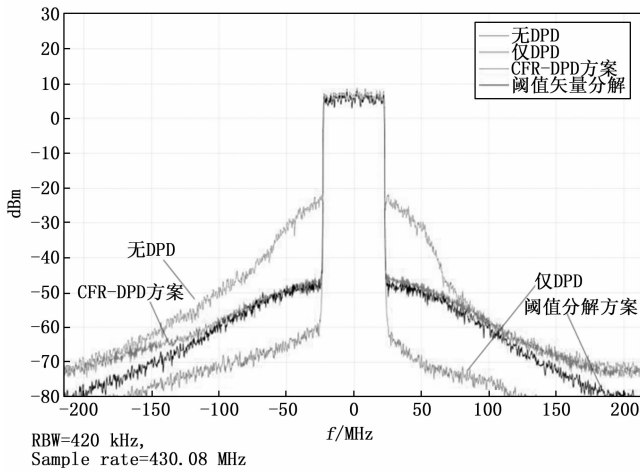


图 8 功放输出信号功率谱

表 5 不同系统模型功放指标对比

模型	PAPR/ dB	左 ACPR/ dBc	右 ACPR/ dBc	NMSE/ dB
原信号	—	-49.65	-51.26	-14.24
DPD	10.36	-82.82	-88.33	-34.11
CFR-DPD	8.22	-68.43	-67.39	-33.57
阈值矢量分解	7.82	-69.37	-68.72	-33.78

3.5 结论分析

通过对上述方案的仿真，分别测试峰均比抑制效果和功放线性特性，得到结论：基于矢量阈值分解的 CFR 和 DPD 联合方案相较于传统联合方案，功率放大器产生的互调失真较少，功放线性特性更好；通过在数字预失真系统中接入削峰模块，可以明显抑制功放的峰均比，提高功率放大器的工作效率。在实际应用中，可以根据不同特征的需求选择合适的数字预失真方案，仅通过数字预失真系统的信号虽然失真较少，但信号峰均比过高。本文的矢量阈值分解方案在需要提高功率放大器工作效率的场合有应用价值。

4 结束语

本文对数字预失真技术和波峰因子降低技术的联合算法展开研究，首先对数字预失真模块和削峰模块进行建模，分析不同多项式模型的建模精度。针对传统联合算法中将全部原始信号输入削峰模块的设计，通过引入矢量阈值分解的方案处理信号，将输入削峰模块的信号改为大于削峰阈值的信号，提高了联合模块的削峰作用，对功率放大器的峰均比有较好的抑制效果，同时保证了功放的线性特性，避免信号失真，提高了功率放大器的效率。

参考文献：

- [1] MüLLERSH, HUBERJB. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences [J]. Electronics Letters, 1997, 33 (5): 368 - 369.
- [2] CRESPO C C, TOSINA J R, MADEROA M J, et al. A new approach to pruning volterra models for power amplifiers [J]. IEEE Trans. Signal Process, 2010, 58 (4): 2113 - 2120.
- [3] DING L, ZHOU G T, MORGAN D R, et al. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials [J]. IEEE Trans. Commun., 2004, 52 (1): 159 - 165.
- [4] 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 [J]. IEEE Trans. Broadcast., 2006, 52 (1): 87 - 91.
- [5] BRAITHWAITER N. A combined approach to digital predistortion and crest factor reduction for the linearization of an RF power amplifier [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2013, 61 (1): 291 - 302.
- [6] 马天一. 5G 系统峰均比抑制和数字预失真的设计和实现 [D]. 成都：电子科技大学，2023.
- [7] RAHMATALLAH Y, MOHAN S. Peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems: a survey and taxonomy [J]. IEEE Commun Surveys and Tutorials, 2013, 15

- (4): 1567 - 1592.
- [8] YOUNES M, HAMMI O, KWAN A, et al. An accurate complexity-reduced PLUME model for behavioral modeling and digital predistortion of RF power amplifiers [J]. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2011, 58 (4): 1397 - 1405.
- [9] LIU Z J, HU X, WANG W D, et al. A low-complexity joint PAPR reduction and predistortion based on generalized memory polynomial model [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2021; 88 - 91.
- [10] 冯晓文, 田之俊, 杨洋. 一种基于非均匀记忆多项式的数字预失真方法 [J]. *无线电通信技术*, 2023, 49 (2): 312 - 317.
- [11] 刘发林, 张牵牵, 王俊森, 等. 基于机器学习的数字预失真进展 [J]. *微波学报*, 2023, 39 (5): 62 - 69.
- [12] 宋瑶, 靳标, 徐朝阳, 等. 改进的 OFDM 雷达通信一体化信号峰均比抑制方法 [J]. *火力与指挥控制*, 2023, 48 (5): 46 - 52.
- [13] 金伟正, 文诗琪, 叶子箫, 等. 射频功放建模及数字预失真算法仿真实验 [J]. *实验技术与管理*, 2023, 40 (7): 121 - 125.
- [14] 应士君, 张东阳. 航海雷达通信一体化信号峰均比抑制 [J]. *上海海事大学学报*, 2023, 44 (2): 25 - 29.
- [15] 董伟强. 5G 功放数字预失真线性化算法及验证 [D]. 宁波: 宁波大学, 2021.
- [16] 白菊蓉. OFDM 系统峰均比抑制技术与应用研究 [D]. 西安: 西北工业大学, 2018.
- [17] 刘颖. 宽带无线通信数字预失真关键技术 [D]. 成都: 电子科技大学, 2016.
- [18] 赵林军, 张海林, 王方. 超宽带信号数字预失真时延补偿算法 [J]. *无线电工程*, 2023, 53 (10): 2277 - 2285.
- [19] 李泓旻. 波束成形系统线性化与基于神经网络的宽带数字预失真研究 [D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2021.
- [20] 杨小璠, 李鑫. 抑制 OFDM 系统峰均比的 DHT-SCF 联合算法 [J]. *成都信息工程大学学报*, 2021, 36 (3): 259 - 263.
- [21] 张帅. 降低 OFDM 信号 PAPR 的智能 PTS 算法研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2013.
- [22] 赵景梅. 无线通信中射频功率放大器的数字预失真技术研究 [D]. 北京: 北京邮电大学, 2017.
- [3] 姜智, 刘钧圣, 闫智强, 等. 导弹抗宽范围复杂干扰力矩的控制方法 [J]. *弹箭与制导学报*, 2021, 45 (5): 95 - 99.
- [4] 高宏建, 陈霖周廷, 胡建兴, 等. 基于改进遗传算法的导弹稳定控制参数自寻优方法研究 [J]. *机械与电子*, 2024, 42 (4): 22 - 28.
- [5] 管茂桥, 崔晓曦, 王林平, 等. 战术导弹末端攻角收敛优化设计方法 [J]. *兵器装备工程学报*, 2021, 42 (9): 83 - 88.
- [6] 徐帅, 高敏, 方丹, 等. 基于随机鲁棒优化的导弹姿态控制系统设计 [J]. *弹道学报*, 2019, 31 (2): 60 - 66.
- [7] 徐俊, 曹军义, 曹秉刚, 等. 空空导弹分数阶三回路自动驾驶仪的分析与参数优化 [J]. *西安交通大学学报*, 2011, 45 (12): 33 - 38.
- [8] 王朝政, 朴忠杰, 李磊, 等. 基于遗传算法的靶弹爬升段弹道优化设计 [J]. *战术导弹技术*, 2021 (2): 88 - 93.
- [9] 张田田, 陈志华, 韩磊, 等. 基于粒子群算法的自动驾驶仪参数优化 [J]. *兵器装备工程学报*, 2021, 42 (7): 46 - 50.
- [10] 张明恩, 李如飞. 采用粒子群优化算法的三回路自动驾驶仪设计优化 [J]. *航天控制*, 2024, 42 (3): 48 - 53.
- [11] 杨凯铜. 导弹助推段制导控制协调优化方法研究 [D]. 长沙: 国防科技大学, 2020.
- [12] 王生亮, 刘根友. 一种非线性动态自适应惯性权重 PSO 算法 [J]. *计算机仿真*, 2021, 38 (4): 249 - 253.
- [13] 孙超, 郭乃宇, 严明蝶, 等. 改进自适应粒子群算法的 PID 参数优化 [J]. *中国工程机械学报*, 2023, 21 (5): 377 - 382.
- [14] 钱杏芳, 林瑞雄, 赵亚男. 导弹飞行力学 [M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2008.
- [15] 樊力维, 范辉, 吕建国, 等. 基于改进粒子群算法的高速载荷控制参数优化 [J]. *舰船科学技术*, 2024, 46 (11): 58 - 62.
- [16] 段源博, 李靖玮, 罗建南. 一种用于主动悬架 LQG 控制器设计权重优化的改进遗传算法 [J]. *振动与冲击*, 2023, 42 (11): 278 - 283.
- [17] 康岩松, 臧顺来. 基于多种策略的改进粒子群优化算法 [J]. *东北大学学报 (自然科学版)*, 2023, 44 (8): 1089 - 1097.
- [18] BONYADI M R. A theoretical guideline for designing an effective adaptive particle swarm [J]. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 2020, 24 (1): 57 - 68.
- [19] 黄训爱, 杨光永, 樊康生, 等. 基于改进粒子群算法的 PID 控制参数优化 [J]. *组合机床与自动化加工技术*, 2024 (2): 89 - 92.
- [20] 张继荣, 张天. 基于改进粒子群算法的 PID 控制参数优化 [J]. *计算机工程与设计*, 2020, 41 (4): 1035 - 1040.
- [21] 于彦. 自适应权重混合粒子群算法在 PID 整定中的应用 [J]. *无线电通信技术*, 2022, 31 (1): 15 - 19.
- [22] TANWEER M R, SURESH S, SUNDARARAJAN N J I S. Self regulating particle swarm optimization algorithm [J]. *Information Sciences*, 2015, 294 (5): 182 - 202.
- [23] LIANG H, KANG F. Adaptive mutation particle swarm algorithm with dynamic nonlinear changed inertia weight [J]. *Optik*, 2016, 127 (19): 8036 - 8042.

(上接第 268 页)