

文章编号: 2096-1618(2024)01-0001-07

预畸变对固态雷达脉冲压缩的改善

折浩楠^{1,2}, 姚振东^{1,2}, 蒋 权³

(1. 成都信息工程大学电子工程学院, 四川 成都 610225; 2. 中国气象局大气探测重点开放实验室, 四川 成都 610225; 3. 成都互波雷达科技有限公司, 四川 成都 610225)

摘要: 固态功率放大器是相参雷达的微波源, 直接决定雷达的探测性能。功率放大器本身存在的非线性特性引起发射信号畸变, 导致脉冲压缩性能降低。使用简化沃特拉 (Volterra) 模型对雷达发射波形激励下的功放进行建模, 采用数字预畸变技术提高发射信号质量。在 SaXPoI 全固态 X 波段天气雷达上对预畸变算法进行测试, 结果表明, 发射信号在预畸变前后误差矢量幅度改善约 15%, 脉冲压缩后峰值旁瓣电平比下降 10 dB 左右。

关键词: 功率放大器; 数字预畸变; Volterra 模型; 线性化; 幅度加权

中图分类号: TN959.4

文献标志码: A

doi: 10.16836/j.cnki.jcuit.2024.01.001

0 引言

固态功率放大器是相参雷达的重要部分, 同时也是发射机系统中线性度最差的模块, 其固有的幅度-幅度转移特性 (amplitude modulation to amplitude modulation effects, AM-AM)、幅度-相位转移特性 (amplitude modulation to phase modulation effects, AM-PM) 以及在宽带信号中表现出的记忆效应^[1], 不可避免地会对输出信号产生畸变。在通信系统中由功放产生的畸变会导致带内失真和带外失真。其中带内失真会导致接收端误码率的增加, 带外失真会导致频谱扩展等。与通信系统不同, 为实现更远的雷达作用距离, 雷达系统发射机通常采用长脉冲工作方式, 并为提高发射效率, 固态雷达功放一般工作在深度饱和状态下。同时为提高距离分辨率, 发射信号形式通常采用高时宽带宽积的线性调频信号 (LFM) 或者非线性调频信号 (NLFM)。在此类信号激励下, 功放所固有的非线性和记忆效应会导致接收机在进行匹配滤波后的输出信号呈现主瓣展宽、副瓣电平抬高进而恶化距离分辨率, 甚至在强目标附近产生虚假目标^[2-3]。

在通信领域, 使用数字预畸变技术来补偿功放的非线性和记忆效应已经进行了广泛深入的研究。刘昕等^[4]指出数字预畸变技术具有稳定、可灵活配置等优点, 是目前应用最广泛、效果最好的功率器件线性化技术; 张嘉磊等^[5]提出一种基于间接结构的 DPD 实现方案, 是目前通信系统发射机广泛采用的预畸变方案。然而在雷达系统中, 预畸变技术并没有被广泛应用。

Dunn^[6]提出一种基于记忆多项式 (MP) 的固态雷达宽带数字预畸变方法, 方案借鉴了通信系统中的预畸变算法结构。Sun 等^[7]为补偿发射通道的幅度响应, 提出一种基于包络估计的幅度预畸变方法, 但只适用于系统工作在线性区附近时。

本文研究在雷达发射信号激励下的功放行为模型以及数字预畸变补偿方案。首先给出固态雷达功放的行为模型, 及其参数求解方法。再依据功放行为模型的特点提出一种基于间接结构的数字预畸变模型及其参数求解过程。最后在仿真环境和实际硬件平台上对预畸变算法进行验证, 给出该算法模型的建模精度以及预畸变前后对脉冲压缩结果的改善。

1 功率放大器建模

为对功率放大器进行线性化补偿, 首先需要对其进行精确建模。功放的模型有物理模型和行为模型两种。物理模型关注功放内部的结构, 主要是通过对功放内部原件的测试结果和电路定理建立起模型和参数之间的关系。而行为模型把功放当作一个“黑盒”, 其模型与参数之间的关系仅依靠功放实际的输入和输出建立。在数字预畸变建模中, 并不关注功放内部的结构, 因此通常选择后者进行数字预畸变建模的研究^[8]。

1.1 功率放大器的非线性特性

功率放大器存在固有的非线性特性, 表现为当输入信号增大到一定程度时, 输出信号不再与输入信号呈线性关系, 放大器的输出增益开始压缩, 此时就会产生非线性失真。在时域中, 非线性失真表现为输入幅度变化所引起的输出幅度与相位失真。在频域上,

收稿日期: 2023-03-09

基金项目: 国家自然科学基金面上资助项目 (42075001); 国家自然科学基金资助项目 (U2142210); 中国气象局大气探测重点开放实验室资助项目 (U2021Z02)

则表现为频谱恶化和扩展^[9]。

当功放的激励信号为窄带时,其输出只与当前时刻的输入有关,即此时功放系统是无记忆效应的。无记忆效应的功放幅度-幅度失真(AM-AM)和幅度相位失真(AM-PM)表现为一条较为平滑的函数曲线,如图1所示。在现代通信系统和雷达探测系统中,激励信号大多具有一定的带宽,此时功放受其固有的频率依赖性和热电效应等因素影响,其输出表现不仅与当前时刻的输入有关,而且和之前时刻的输入也有关系,即功放的记忆效应。记忆效应导致功放的AM-AM,AM-PM特性曲线不再是一条近似平滑的函数曲线,而是围绕函数曲线的一系列离散的点,也就意味着同样的输

入会产生不同的输出结果。有记忆效应的功放AM-AM,AM-PM转移曲线如图2所示^[10]。

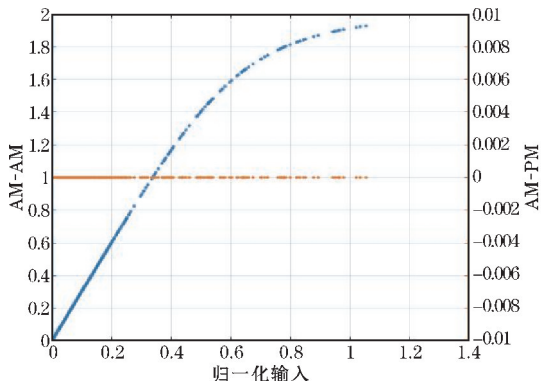
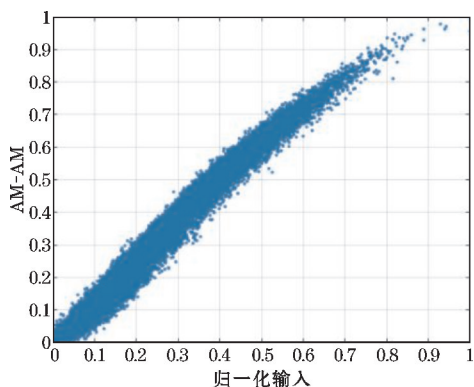
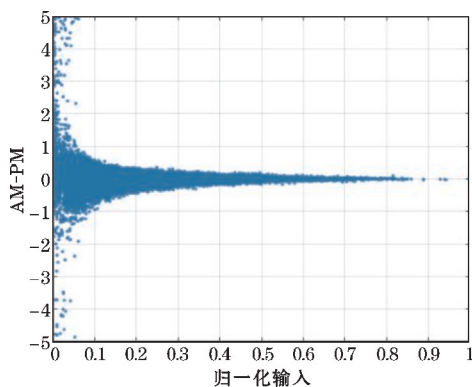


图1 无记忆模型失真特性



(a) AM-AM



(b) AM-PM

图2 有记忆模型失真特性

1.2 功率放大器模型

数字预畸变算法的核心思想是建立一个与功放行为模型完全相反的模型,通过这个模型对功放的激励信号做预先的调整,因此在讨论预畸变实现方案前首先研究功放的行为模型是必要的。由功放的非线性特性可知,功放的行为模型分为两类,有记忆模型和无记忆模型。其中无记忆模型主要用于描述窄带信号激励下的功放输入输出特性,例如 Saleh 模型、幂级数模型等。随着功放激励信号逐渐向宽带信号发展,功放的记忆效应越来越明显,无记忆模型已经很难描述其行为特性。因此本文主要讨论有记忆模型在预畸变算法中的应用。

Volterra 级数是一种通用的带有记忆特性的非线性模型,因此它是理想的有记忆功放模型。离散的 Volterra 级数一般形式^[10]如下:

$$y(n) = \sum_{k=1}^K y_k(n) \quad (1)$$

其中:

$$y_k(n) = \sum_{m_1=0}^{m-1} \cdots \sum_{m_k=0}^{m-1} h_k(m_1, \cdots, m_k) \prod_{l=1}^k x(n-m_l) \quad (2)$$

式中: k 为模型的非线性阶数,式中 m 为模型的记忆深度, $h_k(m_1, \cdots, m_k)$ 为 Volterra 模型的核函数, $x(n)$ 和

$y(n)$ 为功放的输入输出信号。不难看出 Volterra 模型可以精确地表征系统中存在的各阶非线性和任意深度的记忆效应,但是随着非线性阶数和记忆深度的不断增加,模型待识别参数的个数呈指数形式增加,增大了运算难度。考虑到这一点,设计并研究了系数更少、计算复杂度更小的 Volterra 模型简化方法,记忆多项式模型(MP)就是其中之一。离散的记忆多项式模型^[10]:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{q=0}^{Q-1} h_{kq} x(n-q) |x(n-q)|^k \quad (3)$$

它是完整的 Volterra 模型系数保留对角线部分的值,其余值为0。其中 k 为模型的非线性阶数, q 为模型的记忆深度, h_{kq} 为模型的待识别参数, $x(n)$ 和 $y(n)$ 为功放的输入输出信号。记忆多项式模型框图如图3所示^[14]。

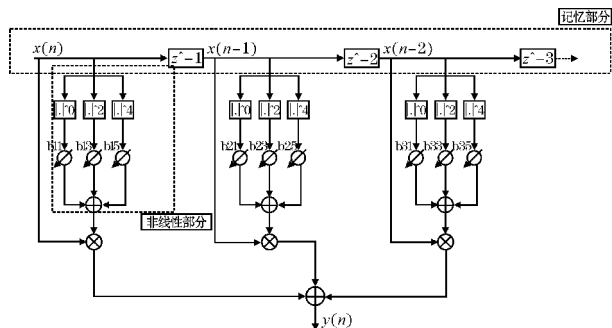


图3 记忆多项式模型框图

由于 MP 模型相对于系数 h_{kq} 是线性的,因此可以有效地表示为矩阵形式 $\mathbf{Y} = \mathbf{X}\boldsymbol{\theta}_{\text{MP}}$, 这样的矩阵表达形式可以便捷地通过一组实际测量得到的功放输入输出数据求得模型的系数。这个矩阵表示法具体展开为^[9,11]:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}(M) \\ \vdots \\ \mathbf{Y}(N) \end{bmatrix} = \mathbf{X} \begin{bmatrix} h_{00} \\ \vdots \\ h_{0m} \\ \vdots \\ h_{k0} \\ \vdots \\ h_{km} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x(M) & \cdots & x(1) & \cdots & x(M) |x(M)|^k & \cdots & x(1) |x(1)|^k \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x(N) & \cdots & x(N-M+1) & \cdots & x(N) |x(N)|^k & \cdots & x(N-M+1) |x(N-M+1)|^k \end{bmatrix} \quad (5)$$

式(4)中 N 为模型输入向量的长度, \mathbf{X} 为一个 $[A \times B]$ 维的矩阵,其详细展开式如式(5)所示,是由输入向量 $\mathbf{x}(n)$ 的不同延迟项组合而成的,因此称矩阵 \mathbf{X} 为延迟矩阵, \mathbf{Y} 是模型的输出,是一个 $[A \times 1]$ 维的列向量, $\boldsymbol{\theta}_{\text{MP}}$ 是记忆多项式的系数,是一个 $[B \times 1]$ 维的列向量^[11]。由此可以得出,只要获得一组合适的功放输入输出数据集,并且选定 MP 模型的非线性阶数和记忆深度就可以得出模型的参数 $\boldsymbol{\theta}_{\text{MP}}$ ^[11]。如果需要使用参数 $\boldsymbol{\theta}_{\text{MP}}$ 来模拟预测功放的输出,则组成输入延时矩阵的方法应该与式(5)相同,以保证给定的模型系数 $\boldsymbol{\theta}_{\text{MP}}$ 与输入向量 $\mathbf{x}(n)$ 的延时和非延时信号正确组合。最终模型参数可以通过最小均方误差准则来计算,其代价函数定义如下:

$$\min_{\boldsymbol{\theta}_{\text{MP}}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{X}\boldsymbol{\theta}_{\text{MP}}\|^2 \quad (6)$$

其最小二乘解:

$$\boldsymbol{\theta}_{\text{MP}} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{Y} \quad (7)$$

其中 $(\cdot)^H$ 为共轭转置。一旦确定模型系数,并且选择合适的非线性阶数和记忆深度,就可以通过 MP 模型来仿真功放输出。

为评估模型拟合的程度,通常采用归一化均方误差 (NMSE) 测量同一信号源激励下模型输出的信号和实际系统输出信号的差^[5]。它可以作为衡量功率放大器建模精确度的一个指标。归一化均方误差:

$$\text{NMSE} = 10 \lg \left\{ \frac{\sum_{n=1}^N |y(n) - m(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |y(n)|^2} \right\} \quad (8)$$

其中, N 为信号长度, $y(n)$ 为实际测量得到的信号数据, $m(n)$ 为模型输出的信号数据。

2 数字预畸变理论和算法

2.1 数字预畸变基本原理

数字预畸变的基本原理就是在功率放大器之前加入一个与功率放大器行为特性完全相反的非线性器件,使得输入信号在进入功放之前经数字预畸变器预

先的非线性调整,再经过功放之后使得整个功率放大系统呈现近似线性。预畸变基本原理如图 4 所示。

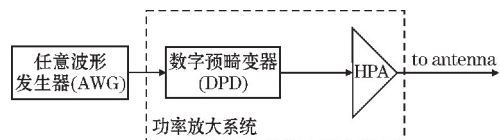


图 4 DPD 基本原理示意图

近似线性的功率放大系统合成增益一般遵循两种增益选择^[12],即增益最大原则和输出功率最大原则。由于功放本身所固有特性,其饱和输出功率是有界的,在保证输出功率最大的原则下,经过 DPD 调整后的合成增益曲线会比原功放曲线更早到达饱和点,即预畸变器的输出动态范围要小于功放的输入动态范围。最大增益原则只需要保证合成增益曲线与原始功放曲线的最大输出功率相同,在该原则下合成增益会略低于功放线性区增益,但此时预畸变器的输入动态范围与功放动态输入范围相同^[12]。因此本文在预畸变器建模和参数求解过程中均遵循输出功率最大原则。

2.2 记忆模型数字预畸变结构

创建一个功放的行为模型同时具有非线性和记忆效应。现在希望建立一个预畸变模型,可以与实际功放联合使用,使最终的功率放大系统呈现整体线性。预畸变模型可以近似地看作功放模型的逆,因此它也需要同时具有非线性和记忆效应。而 MP 模型已经成功地拟合了功放,这就意味着预畸变模型也可以使用 MP 模型拟合。数字预畸变算法具体实现框图如图 5 所示^[10]。

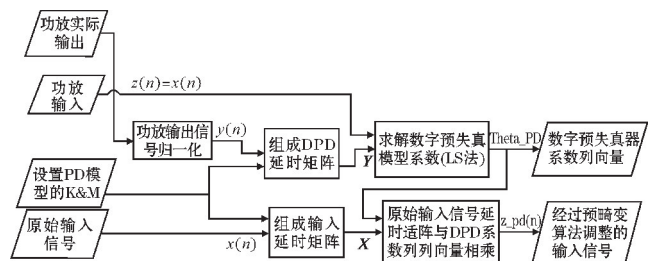


图 5 数字预畸变实现框图

图5中,功放的实际输出通常是大功率的射频信号,首先需要对功放输出进行衰减并且下变频采样到数字基带,之后对这一数字基带信号做幅值归一化处理得到功放输出信号 $y(n)$ 。功放的输入 $z(n)$ 用理想的原始输入信号 $x(n)$ 代替。因此,预畸变器可以用MP模型描述:

$$z(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \text{hpd}_{kq} y(n-q) |y(k-q)|^k \quad (9)$$

同样的由于MP模型相对于系数 hpd_{kq} 是线性的,因此可以改写为矩阵形式 $\mathbf{z} = \mathbf{Y}\boldsymbol{\theta}_{\text{PD}}$,其中 \mathbf{z} 为原始信号列向量, \mathbf{Y} 为按照式(5)所给出的延时矩阵组成方法组成数字预畸变延迟矩阵, $\boldsymbol{\theta}_{\text{PD}}$ 是待识别的预畸变器参数。其可以通过最小二乘准则确定,此时代价函数:

$$\min_{\boldsymbol{\theta}_{\text{PD}}} \|\mathbf{z} - \mathbf{Y}\boldsymbol{\theta}_{\text{PD}}\|^2 \quad (10)$$

预畸变器参数的最小二乘解为:

$$\boldsymbol{\theta}_{\text{PD}} = (\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})^{-1} \mathbf{Y}^H \mathbf{z} \quad (11)$$

求解出预畸变器参数后,将原始输入信号 $x(n)$ 按照式(5)组成输入延时矩阵 \mathbf{X} ,矩阵 \mathbf{X} 与参数 $\boldsymbol{\theta}_{\text{PD}}$ 相乘即可得到预畸变信号 $\mathbf{z}_{\text{pd}}(n)$ 。需要注意的是输入延时矩阵 \mathbf{X} 的延时项和非延时项必须与预畸变器参数 $\boldsymbol{\theta}_{\text{PD}}$ 正确对应^[6]。

为衡量预畸变器的工作效果,经常采用误差矢量幅度(EVM)作为评价信号带内失真的标准。其关系式如下^[8]:

$$\text{EVM} = \sqrt{\frac{\sum |S_n - R_n|^2}{\sum |R_n|^2}} \times 100\% \quad (12)$$

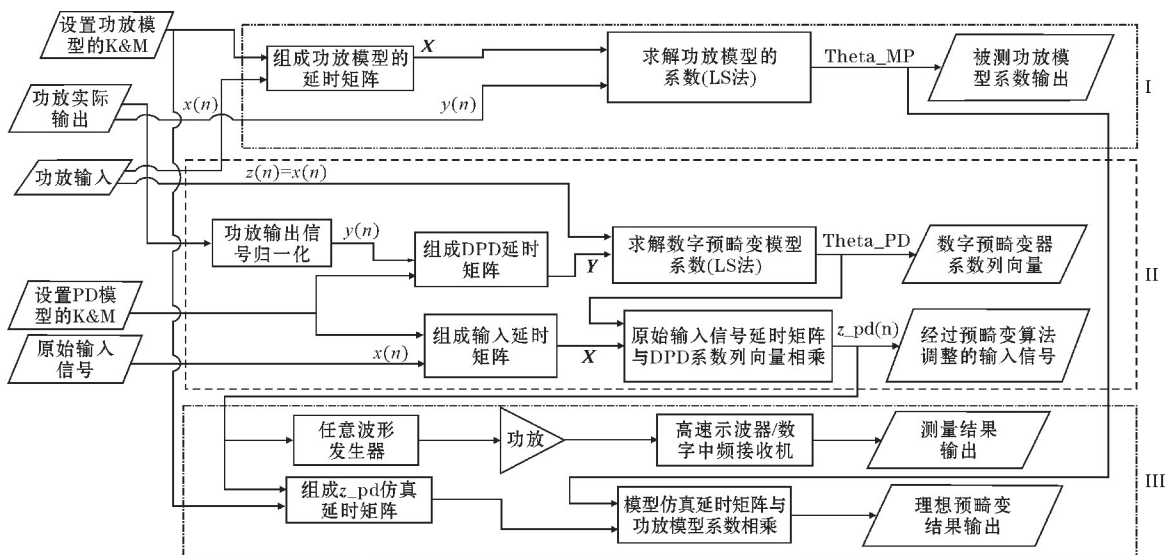


图6 数字预畸变算法验证方案

3.2 功放建模

图7给出了NMSE与MP模型参数个数之间的关

式中 S_n 为功放输出的实际信号, R_n 为理想参考信号,不难看出EVM可以反映 S_n 相较于 R_n 的失真水平,EVM越低表明失真程度越小,系统线性度越高。

通过使用简化的Volterra模型和一组功放的实际输入输出信号,不仅可以在给定输入信号的情况下对功放输出进行拟合,还可以找到必要的预畸变模型,当与实际功放级联时使整个放大链路表现为近似线性系统。

3 数字预畸变测试

3.1 算法验证方案

为对数字预畸变算法进行测试验证,首先在MATLAB环境中对算法进行静态仿真验证,之后通过搭建硬件测试平台对算法进行实际验证。如图6所示^[10],验证方案基本分为三个部分:第一部分是对功放进行建模,并且保存最后产生的功放模型系数 $\boldsymbol{\theta}_{\text{MP}}$ 。第二部分是数字预畸变器的建模以及预畸变波形产生部分。第三部分是算法结果验证,在MATLAB仿真验证时,使用瑞典查尔姆斯理工大学搭建的DPD远程测试平台,该平台的测试结果是基于真实的GaN功放^[13];在硬件平台验证时,由第二部分产生的预畸变波形需要重新写入波形发生器,经过DA转换、上变频通道后再经功放产生大功率射频信号,然后再耦合回其中的小部分,经过衰减、下变频、采样成数字信号,作为经预畸变后的功放输出结果。

系。可以看出,NMSE随参数个数的增加而逐渐减小,当个数达到14个以上时,NMSE可达-40 dB以上,表明MP模型具有较好的建模能力。

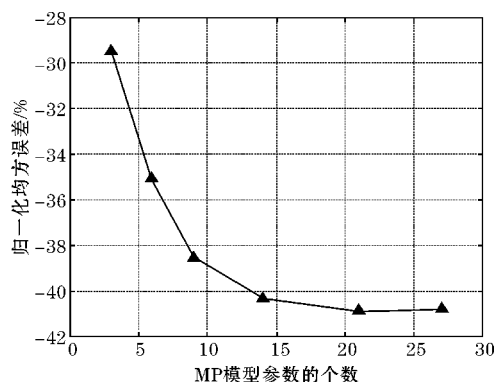


图7 NMSE与阶数之间的关系

3.3 MATLAB 仿真测试

在 MATLAB 静态仿真测试时,功放激励信号采用线性调频信号。线性调频信号是雷达系统中常用的发射波形,是一种具有大时宽带宽积的信号^[3]。在经过匹配滤波器后,大时宽信号被压缩为窄脉冲信号,但是在窄脉冲两侧会产生以辛格函数包络线递减的旁瓣^[15]。经过功放对理想发射信号的畸变后会增加旁瓣高度,在一个强目标附近就有可能产生虚假目标^[2]。

测试时线性调频信号带宽为2 M,时宽为60 μs ,基带采样速率为100 MSa/S,选取 Tukey 窗系数为1时对发射信号进行幅度加权,远程测试平台的功放工作在2 dB压缩点附近。引入预畸变后,EVM 从12.41%下降到1.9%,如图8所示。在脉冲压缩之后,主副瓣电平比从-27 dB下降到-42.7 dB,与理想情况的-46.7 dB比较接近,脉冲压缩的结果以矩形窗为标准进行归一化处理。除了主副瓣电平比外,-4 dB主瓣宽度也是评价脉冲压缩性能的重要指标,当发射信号为理想的矩形窗线性调频脉冲时,脉冲压缩后输出信号的主瓣宽度应为 $1/B$,即0.5 μs 。幅度加权在降低副瓣的同时会导致主瓣展宽,理想情况下加系数为1的 Tukey 窗后主瓣宽度为1.0 μs ,预畸变前后主瓣宽度没有明显变化,均为1.05 μs 左右。

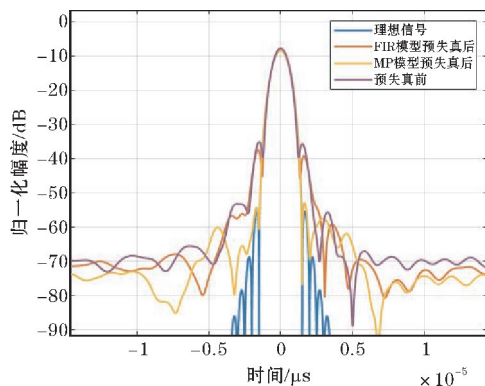


图8 预畸变前后功放输出信号脉冲压缩后输出

如图8~9所示,仿真测试时还与一种基于 FIR 滤波器模型的预畸变算法进行比较,该算法在 MP 模型的基础上继续对式(3)进行简化,只保留其延迟项,此时模型系数就变为 FIR 滤波器的抽头系数^[2]。使用该算法,预畸变前后 EVM 从12.41%下降到7.7%,在脉压后主副瓣比也只下降了2.9 dB。图9展示了预畸变前后对频谱扩展的抑制,使用 MP 模型进行预畸变前后对频谱扩展有明显改善,与理想情况基本一致。因此对于幅度加权的 LFM 信号进行预畸变时使用 MP 模型有更好的改善效果。

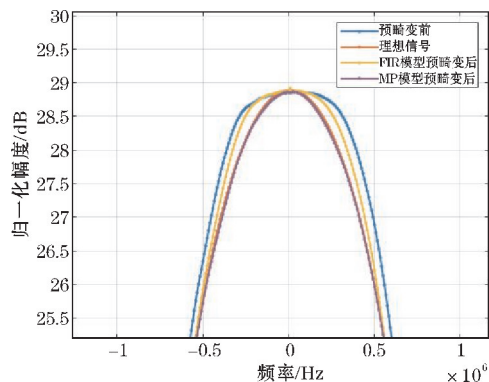


图9 预畸变前后功放输出信号频谱

3.4 实际系统测试

在硬件系统测试验证阶段,选用两种不同形式的信号作为测试验证信号,分别为窄带双音信号和线性调频信号。双音信号测试时,功放采用 Mini-Circuit 公司的 PGA-102,其输入频率为0.05~6 GHz,典型增益18 dB。线性调频信号测试在 SaxPol 全固态 X 波段天气雷达发射机上,该发射机功放最大输出功率为500 W。

3.4.1 双音信号测试

三阶交调(IMD3)是衡量射频器件线性度的重要指标^[14],在双音信号测试时,两个频点分别为1.2 MHz和2.1 MHz,中心频率为70 MHz,基带采样速率为50 MSa/S,功放工作在2 dB压缩点以上,预畸变系数 $K=7, M=2$ 。预畸变前后误差矢量幅度改善7%,如图10所示,IMD3下降约14.5 dB。

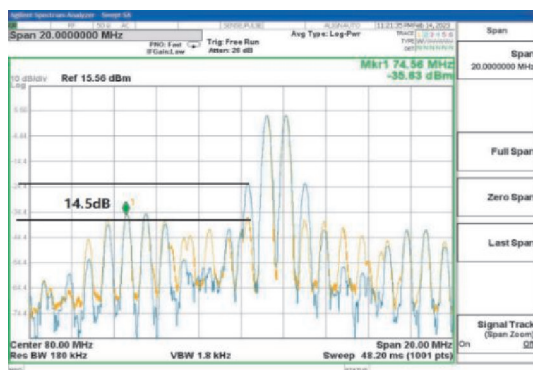


图10 引入预畸变前后双音信号频谱

3.4.2 线性调频信号测试

线性调频信号测试时,测试信号带宽为2 M,时宽为60 μ s,基带采样速率为100 MSa/S。测试时发射机输出的峰值功率为57 dBm左右。在实际工程中,为尽可能降低脉冲压缩后产生的距离旁瓣,通常会对发射信号做幅度加权处理^[16]。但是对发射信号进行幅度加权会影响发射机的平均输出功率。

实际测试时,选择 Tukey 窗对发射信号进行加权,Tukey 窗系数选择范围为 0~1,当选择不同的系数时,对功放行为模型和预畸变模型参数选择有相应改变,当

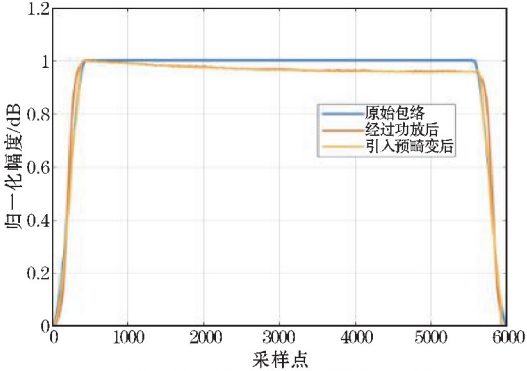
系数较小时,发射波形接近恒包络,由式(3)和式(9)可知在功放行为模型和预畸变模型中由非线性阶数 k 导致的畸变较小,此时 k 应选择较小的阶数,可以通过增大 M 来改变预畸变波形。随着系数增大,由功放非线性导致的发射波形畸变会明显增大,这时可以选择较大的 k 值,同时需要注意的是,使用更高阶的系数可以获得更好的预畸变效果,但是过高的系数可能会导致延迟矩阵不可逆的情况。选择其中的 5 个值进行实际测试(表 1),分别比较预畸变前后 EVM 和 PSL 的改善情况,以及不同系数的幅度加权对平均功率的影响。

表 1 不同 Tukey 窗系数预畸变测试

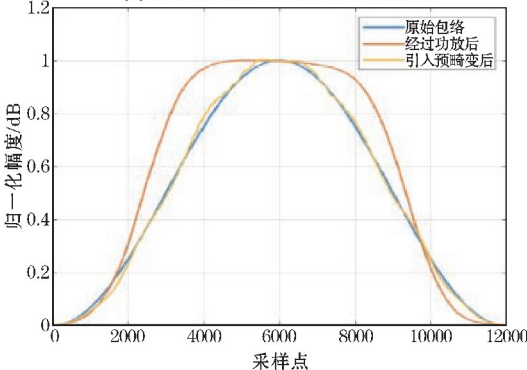
Tukey 窗系数	1	0.85	0.5	0.25	0.15
预畸变前 EVM/%	20.38	19.8	12.47	7.87	8.52
预畸变后 EVM/%	5.25	9.62	7.43	4.82	5.52
预畸变前 PSL/dB	-23.8	-18.9	-14.2	-13.10	-12.84
预畸变后 PSL/dB	-35.04	-22.44	-14.61	-13.38	-13.22
理想情况下 PSL/dB	-46.7	-23.35	-14.76	-13.51	-13.34
归一化后主瓣高度/dB	-8.46	-6.65	-3.25	-1.4	-0.86
平均功率/dBm	53.26	54.09	55.46	56.12	56.31

当系数为0.15时信号未经预畸变调整直接通过功放后 EVM 为8.52%,经过预畸变调整以后 EVM 下降到 5.52%,如图 11(a)、(b)所示。功放预畸变后 Tukey 窗的上升沿和下降沿因功放非线性造成的畸变有明显改善,但是在恒包络部分预畸变前后几乎没有改变,这是因为功放此时已经接近饱和,即使对发射波形进行调整,其输出幅度依然被限制在饱和幅度。当系数为 1 时,Tukey 窗退化为汉宁窗,此时预畸变前后 EVM 下降

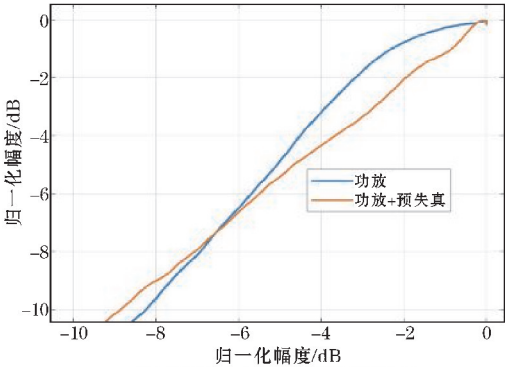
大约 15%,如图 11(c)、(d)所示,因功放非线性而造成的包络幅度畸变有明显改善。如图 12 所示,系数为 1 时预畸变前后峰值旁瓣电平约有12 dB改善。在主瓣宽度方面,当系数为0.15时,理想情况下-4 dB主瓣宽度为 0.56 μ s,预畸变前后主瓣宽度均为0.57 μ s;当系数为 1.0时理想情况下主瓣宽度为1.0 μ s,预畸变前后均为 1.03 μ s。由此,结合 Matlab 仿真结果,功放畸变对于脉冲压缩后的主瓣宽度影响不大。



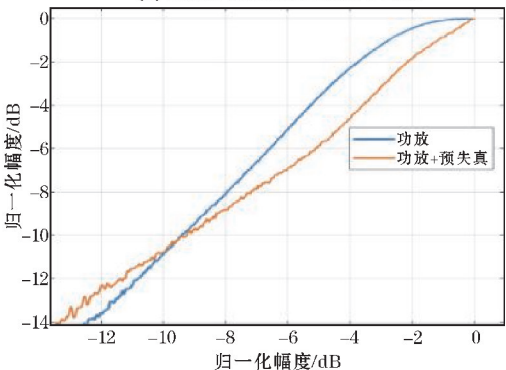
(a) 系数为0.15时预畸变前后包络对比



(c) 系数为1时预畸变前后包络对比



(b) 系数为0.15时AM-AM转移曲线



(d) 系数为1时AM-AM转移曲线

图 11 不同 Tukey 窗系数预畸变测试结果

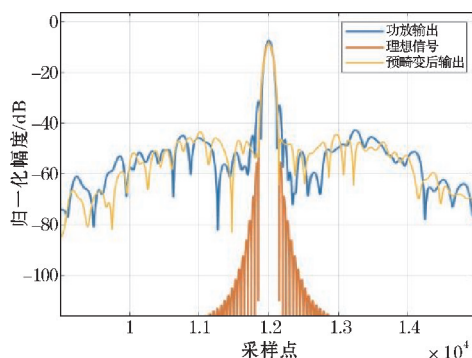


图12 系数为1时脉冲压缩输出结果

4 结束语

主要讨论使用简化 Volterra 模型对功放模型建模,通过数字预畸变算法对功放的非线性记忆效应进行补偿的方法。分别在仿真环境和 SaXPol 全固态 X 波段天气雷达上进行测试。测试结果表明,当测试信号为幅度加权的线性调频信号时,预畸变前后包络幅度改善明显,EVM 下降最多可达 15%,脉冲压缩后输出信号的峰值旁瓣电平比有 10 dB 左右下降。

参考文献:

- [1] Hwang K, Loew E. Digital Predistortion for Phased Array Radar [C]. 99th American Meteorological Society Annual Meeting. AMS, 2019.
- [2] 杨光, 李晓东, 胡啸, 等. 宽带 Chirp 信号激励下功放数字预失真补偿 [J]. 微波学报, 2018, 34 (5): 49-53.
- [3] Cheong B L, Kelley R, Palmer R D, et al. PX-1000: A solid-state polarimetric X-band weather radar and time-frequency multiplexed waveform for blind range mitigation [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2013, 62 (11): 3064-3072.
- [4] 刘昕, 陈文华, 吴汇波, 等. 功放数字预失真线性化技术发展趋势与挑战 [J]. 中国科学: 信息科学, 2022, 52 (4): 569-595.
- [5] 张嘉磊. 基于记忆多项式功放模型的数字预失真算法研究与实现 [D]. 成都: 电子科技大学, 2020.

- [6] Dunn Z. Digital Predistortion of Pseudo-Orthogonal Wideband Waveforms for Dual-Polarimetric Phased Array Radars [D]. Norman: University of Oklahoma, 2016.
- [7] Sun B, Yeary M, Uysal F, et al. Digital radar implementation with amplitude predistortion [C]. 2017 IEEE Radar Conference (RadarConf). IEEE, 2017: 1691-1696.
- [8] Bache M. Digital Predistortion Linearization of Power Amplifier for X-band Radar System [D]. NTNU, 2015.
- [9] Aubry A, Carotenuto V, De Maio A, et al. Assessing power amplifier impairments and digital predistortion on radar waveforms for spectral coexistence [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2021, 58 (1): 635-650.
- [10] Dunn Z, Yeary M, Fulton C, et al. Memory polynomial model for digital predistortion of broadband solid-state radar amplifiers [C]. 2015 IEEE Radar Conference (RadarCon). IEEE, 2015: 1482-1486.
- [11] Dunn Z, Yeary M, Fulton C, et al. Wideband digital predistortion of solid-state radar amplifiers [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2016, 52 (5): 2452-2466.
- [12] Wang S, Abi Hussein M, Venard O, et al. Impact of the normalization gain of digital predistortion on linearization performance and power added efficiency of the linearized power amplifier [C]. 2017 47th European Microwave Conference (EuMC). IEEE, 2017: 1050-1053.
- [13] Landin P N, Gustafsson S, Fager C, et al. WebLab: A Web-based setup for PA digital predistortion and characterization [application notes] [J]. IEEE Microwave Magazine, 2015, 16 (1): 138-140.
- [14] Masterson C. Digital Predistortion for RF Communications: From Equations to Implementation [J]. Analog Dialogue, 2022, 56: 1-4.
- [15] Cheong B L, Palmer R, Zhang Y, et al. A software-defined radar platform for waveform design [C]. 2012 IEEE Radar Conference. IEEE, 2012: 0591-0595.
- [16] Cao Q, Knight M, Helvin J, et al. EEC's next generation weather radar: Solid-state polarimetric weather radar with advanced time-frequency multiplexing waveform design [C]. 2015 IEEE Radar Conference (RadarCon). IEEE, 2015: 723-727.

Improving Pulse Compression of Solid State Radar with Predistortion

SHE Haonan^{1,2}, YAO Zhendong^{1,2}, JIANG quan³

(1. College of Electronic Engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610225, China; 2. CMA. Key Laboratory of Atmospheric Sounding, Chengdu 610225, China; 3. General Best Observation, Chengdu 610225, China)

Abstract: The Solid state power amplifier is a crucial microwave source for coherent radar, which directly determines the detection performance of radar. However, The nonlinear characteristics of the power amplifier can cause the distortion of the transmitted signal, resulting in the reduction of pulse compression performance. In this paper, the simplified Volterra model is used to model the power amplifier excited by the radar transmission waveform, and the digital pre-distortion technology is used to improve the quality of the transmitted signal. The Pre-distortion algorithm is tested on the SaXPol solid state X-band weather radar. The results show that the error vector amplitude of the transmitted signal improves by approximately 15% after pre-distortion, and the peak sidelobe level ratio after pulse compression improves by approximately 10%.

Keywords: power amplifier; digital pre-distortion; Volterra model; linearization; amplitude weighting