

宽带 Chrip 信号激励下功放数字预失真补偿^{*}

杨光 李晓东 胡啸 余振坤

(中国电子科技集团公司第十四研究所,南京 210039)

摘要: 功率放大器(power amplifiers, PAs)会对输入的宽带线性调频信号(linear frequency modulated, LFM)引入幅度失真和相位失真,这将导致接收机脉冲压缩处理后的输出信号主瓣展宽,旁瓣电平抬高,从而恶化雷达距离分辨率甚至产生虚假目标。文中提出采用有限冲击响应滤波器(finite impulse response, FIR)模型对宽带 LFM 信号激励下的功放进行行为建模和数字预失真(digital predistortion, DPD)补偿。利用宽带测试平台对 500 MHz 瞬时带宽 LFM 信号激励下峰值功率 15 W 的 S 波段功放进行验证。实验结果表明,浅饱和和深饱和情况下 FIR 模型都能准确建模功放的失真特性,浅饱和情况下 DPD 能够补偿幅度失真和相位失真,而深饱和情况下只能补偿相位失真,经过 DPD 补偿脉冲压缩后的峰值旁瓣电平都明显降低。

关键词: 数字预失真, 线性调频, 功率放大器

Digital Predistortion for Power Amplifiers with Wideband Chrip Signal Excitation

YANG Guang, LI Xiao-dong, HU Xiao, YU Zhen-kun

(The 14th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Nanjing 210039, China)

Abstract: Power amplifiers (PAs) introduce amplitude and phase distortions to wideband linear frequency modulated (LFM) signals, which increases the main lobe width and side lobe level after pulse compression at the receiver side, deteriorating radar range resolution or even generating fake objects. This paper proposes using a finite impulse response (FIR) filter model for behavioral modeling and digital predistortion (DPD) for PAs with wideband LFM signal excitation. A wideband test bench is set up to validate the FIR model for a 15 W S-band PA excited by an LFM signal with 500 MHz instantaneous bandwidth. Experimental results demonstrate that the FIR model can accurately characterize distortion behaviors when the PA operates in weakly nonlinear regions and strong saturation conditions. Both amplitude and phase distortions are compensated for PAs operating in weakly nonlinear regions after DPD, whereas only phase distortion is compensated for PAs operating in strong saturation conditions. Peak side lobe levels after pulse compression are greatly reduced in both cases after DPD.

Key words: digital predistortion, linear frequency modulation, power amplifier

引言

作为发射机的关键模块,功率放大器用来将输入信号线性、高效地放大至期望的功率电平。然而功放也是发射链路中线性度最差的模块,其固有的调幅调幅转换效应(amplitude modulation to amplitude modulation effects, AMAM)、调幅调相转换效应(amplitude modulation to phase modulation effects, AMPM)以及记忆效应(memory effects)不可避免地引入信号失真,恶化发射信号质量。功放的非线性

失真对通信系统和雷达系统都有一定的影响。

现代通信系统中广泛采用正交幅度调制(quadrature amplitude modulation, QAM)、正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)等调制方式以提高频谱利用率,导致发射信号具有较高的峰值平均功率比(peak to average power ratio, PAPR)。在高峰均比信号激励下,功放输出信号将产生带内失真和带外失真。带内失真表现为发射信号误差矢量幅度(error vector magnitude, EVM)恶化,从而导致接收端误码率增加。带外失真表现为

^{*} 收稿日期:2018-06-03;修回日期:2018-08-06

发射信号频谱扩展,将造成邻道干扰。

与通信系统不同,为了覆盖更远的作用距离,雷达发射机通常采用脉冲工作方式实现高峰值输出功率。同时,为了实现高距离分辨率,雷达系统广泛采用瞬时带宽很宽的 LFM 信号。在宽带 LFM 信号激励下,脉冲功放的幅度失真和相位失真会导致接收机匹配滤波后的脉冲压缩信号主瓣展宽,旁瓣电平抬高,从而恶化距离分辨率甚至产生虚假目标。

现代通信发射机广泛采用 DPD 技术以补偿功放的非线性失真效应^[1]。在 3G、4G 商用通信基站中,通过 Doherty 功放或包络跟踪(envelop tracking, ET)技术提高功放效率,通过 DPD 改善线性度几乎成为标配。然而在雷达发射机中,DPD 应用较少。一方面,雷达系统中广泛应用的 LFM 信号是恒包络信号,理论上不存在 AMAM 和 AMPM 失真;另一方面,为了提高发射效率,脉冲功放通常工作在深饱和状态(3~5 dB 增益压缩点以上),在这种工作状态下即使对包络幅度进行预失真补偿也达不到校正效果。

为了补偿发射通道幅频特性起伏造成的 LFM 信号幅度失真,Sun 等人提出了幅度预失真方法,幅度预失真仅对工作在线性区或浅饱和区的功放有效^[2]。Dunn 等人研究了非恒包络的噪声信号激励下雷达功放的失真特性,该方法同样只对浅饱和的功放有效,是通信中的 DPD 算法在雷达系统中的直接应用^[3]。Zawada 等人研究了单点频脉冲信号激励下功放瞬态响应造成的相位失真,并利用 DPD 方法对相位失真进行补偿^[4]。然而目前的文献中尚未见到关于 LFM 信号激励下利用 DPD 补偿脉冲功放幅相失真特性的研究报道。

本文研究宽带 LFM 信号激励下脉冲功放的失真特性及 DPD 补偿方法。首先给出脉冲功放对恒包络信号失真特性的行为模型,以及模型参数的估计方法。然后给出预失真器模型,基于间接学习结构给出预失真器模型参数估计算法。最后进行试验验证,给出浅饱和和深饱和两种情况下所提出模型的建模精度和线性化性能。

1 LFM 信号激励下脉冲功放行为建模

早期的窄带 DPD 系统通过幅度/相位查找表补偿功放的非线性失真。随着信号瞬时带宽增加,由记忆效应导致的信号失真越来越显著。记忆多项式(memory polynomial, MP)模型能够准确建模功放的非线性效应和记忆效应,模型复杂度适中,实现简

单,鲁棒性好,在通信系统中广泛应用于功放行为建模与 DPD 线性化^[5-7]。以下基于 MP 模型讨论 LFM 信号激励下功放建模问题。MP 模型表达式如下:

$$y(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{q=0}^Q a_{pq} x(n-q) \cdot |x(n-q)|^{p-1} \quad (1)$$

其中 P 和 Q 分别表示非线性阶数和记忆深度。在功放正向建模时, $x(n)$ 、 $y(n)$ 表示输入输出功放的基带复低通信号。

对于幅度为 A ,带宽为 B ,脉宽为 τ 的 LFM 信号,以采样周期 T_s 离散化之后的复包络表达式为:

$$x(n) = A e^{j \frac{\pi B T_s^2}{2} \left(n - \frac{\tau}{2 T_s} \right)^2} \quad (2)$$

其中 $n=0,1,\dots, \lceil \tau/T_s \rceil$, $\lceil \cdot \rceil$ 表示取整运算。由于 $|x(n)|=A$,因此将(2)代入(1),得到:

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q h_q x(n-q) \quad (3)$$

因此,在恒包络的 LFM 信号激励下,MP 模型退化为 FIR 滤波器模型。功放的失真特性可以利用 FIR 滤波器建模。采用矩阵形式将(3)式表示如下:

$$\mathbf{y} = \mathbf{X} \mathbf{h} \quad (4)$$

其中 $\mathbf{y}=[y(0), \dots, y(N-1)]^T$ 是功放输出信号矢量, N 为用于建模的信号点数, $(\cdot)^T$ 表示转置运算。 $\mathbf{h}=[h_0, \dots, h_Q]^T$ 是 Q 阶 FIR 滤波器系数矢量, $\mathbf{X}=[\mathbf{x}_0, \dots, \mathbf{x}_Q]$ 是输入信号构成的数据矩阵,第 $q+1$ 列 $\mathbf{x}_q=[x(-q), \dots, x(N-1-q)]^T$ 。因此在已知输入 $x(n)$ 与输出 $y(n)$ 的条件下,提取(3)式表示的 FIR 模型参数等价于求解超定方程组(4)。利用最小二乘算法可得模型参数的最小二乘估计为

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (5)$$

其中 $(\cdot)^H$ 表示共轭转置运算。

2 数字预失真

预失真器是增益归一化的功放模型的逆系统。既然脉冲功放对宽带 LFM 信号的幅相失真作用可建模为 FIR 滤波器,那么它的逆系统也可以利用 FIR 滤波器建模。

图 1 是基于间接学习结构的 DPD 系统框图,其中 $x(n)$ 、 $y(n)$ 、 $z(n)$ 分别表示基带输入信号、功放输出信号和预失真信号。在发射支路中,基带信号 $x(n)$ 经预失真器进行预失真处理得到预失真信号 $z(n)$,然后经过数字上变频器(digital up converter, DUC)、数模转换器(digital to analog converter, DAC)至模拟中频信号,最后与本振混频产生射频信号。反馈回路中的信号转换与此相反,功放输出信

号与本振混频产生模拟中频信号,然后经过模数转换器(analog to digital converter, DAC)、数字下变频器(digital down converter, DUC)得到功放输出信号 $y(n)$ 。间接学习结构根据功放输入信号 $z(n)$ 与输出信号 $y(n)$ 估计功放的后逆,然后将参数传递给预失真器作为预失真器参数。Volterra 非线性模型的 P 阶后逆与 P 阶前逆相等为这样交换提供了理论基础。对于退化的线性模型,后逆等于前逆,因此仍然可以利用间接学习结构估计 DPD 模型参数

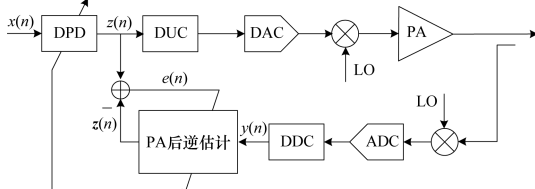


图1 基于间接学习结构的 DPD 系统

利用 Q 阶 FIR 滤波器对预失真器建模,模型参数为 c_q ,预失真器模型为:

$$z(n) = \sum_{q=0}^Q c_q x(n-q) \quad (6)$$

利用间接学习结构估计 DPD 模型参数,用 $y(n)$ 作为模型输入, $z(n)$ 作为模型输出,则 DPD 模型参数的最小二乘估计为:

$$\hat{\mathbf{c}}_{LS} = (\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})^{-1} \mathbf{Y}^H \mathbf{z} \quad (7)$$

3 实验验证

3.1 宽带测试验证平台

构建如图2所示的测试平台验证所提出模型的有效性。测试平台主要包括计算机、任意波形发生器(Keysight M8190A)、高速采样示波器(Keysight DSA91204A)、脉冲发生器(Agilent 81110A)、驱放(AR40S1SG)和待测功放(杭州华科 HK2332-15A)。

高速采样示波器输出 10 MHz 参考时钟到任意波形发生器和脉冲信号发生器,使三者形成相参系统。脉冲信号发生器提供系统定时信号给功放调制电源以及任意波形发生器,任意波形发生器在该信号触发下产生射频信号,同时触发高速采样示波器完成一次数据采集。计算机运行 Matlab 程序,通过局域网实现任意波形发生器数据下载和高速采样示波器数据捕获,并完成数据处理和分析。滤波器用于滤除任意波形发生器产生的第一奈奎斯特区以外的频谱分量,驱放与输入端衰减器用于控制功放饱和和深度。

采用中心频率 2.8 GHz、脉宽 96 μ s、工作比

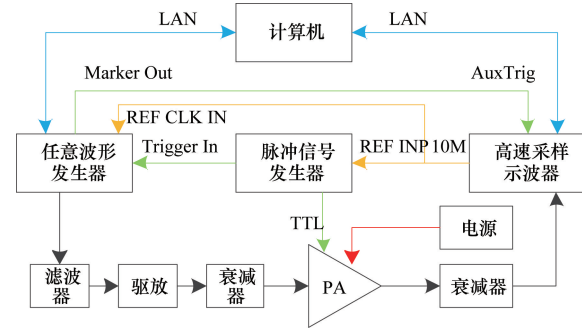


图2 测试验证平台

20%、瞬时带宽 500 MHz 的 LFM 信号进行实验,基带 IQ 信号采样速率为 1 GSa/s (samples per second)。由于任意波形发生器 M8190A 支持 14 位位宽 8 GSa/s 信号产生,可直接产生 S 波段以下的射频信号,因此将基带 IQ 信号进行 DUC 处理,产生中心频率 2.8 GHz,采样速率 8GSPS 的射频信号。高速采样示波器 DSA91204A 带宽 12 GHz,支持 16 位位宽 40 GSa/s 信号采集,捕获的射频信号先进行 DDC 处理,得到采样速率 1 GSa/s 的基带 IQ 信号供后续建模和 DPD 处理。需要注意的是,将功放接入测试系统前应首先对宽带测试系统本身的幅相误差进行校准。通过控制驱放增益和输入衰减,对功放浅饱和(功放工作于 1 dB 增益压缩点)及深饱和(功放工作于 5 dB 增益压缩点)两种工作状态分别进行实验。

3.2 功放建模

利用归一化均方误差(normalized mean square error, NMSE)评估 FIR 滤波器对功放建模的建模精度, NMSE 定义如下:

$$NMSE = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=0}^{N-1} |\hat{y}(n) - y(n)|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} |y(n)|^2} \quad (8)$$

其中 $y(n)$ 和 $\hat{y}(n)$ 分别表示测试和建模得到的功放输出信号。

图3给出了浅饱和及深饱和情况下 NMSE 与 FIR 滤波器阶数的关系。两种情况下 NMSE 随滤波器阶数增加逐渐收敛。当 FIR 阶数为 31 时,浅饱和及深饱和的 NMSE 值可达 -37 dB 和 -39 dB。图4比较了测试与 31 阶的 FIR 建模得到的功放输出信号带内功率谱密度,可以看出 FIR 模型良好的建模性能。

3.3 浅饱和情况下 DPD 性能

功放工作于 1 dB 增益压缩点时,采用 31 阶 FIR

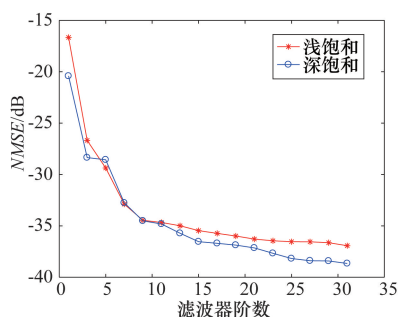


图3 浅饱和/深饱和情况下 NMSE 与滤波器阶数的关系

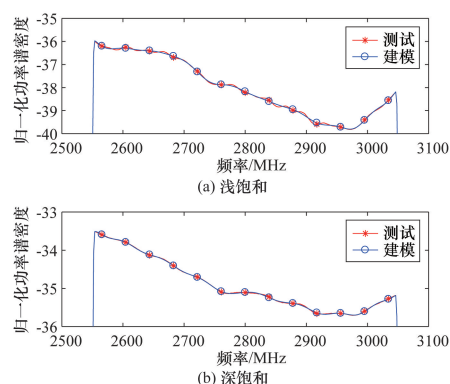


图4 浅饱和/深饱和情况下测试与建模得到的功放输出信号带内功率谱密度

预失真器模型处理前后功放输出信号的幅度和相位误差如图5所示。经过DPD补偿输出信号相位误差由 10.2° 减小到 1.8° ,然而幅度失真特性几乎完全相同。由于功放此时工作于深饱和状态,因此即使对输入信号幅度进行预失真调整,调整之后的预失真信号经过饱和和功放之后的输出幅度仍然会被限制在饱和幅度,所以对饱和和功放进行幅度补偿无效。功放输出信号功率谱密度也反映出这一点,如图9所示,预失真前后带内幅度起伏特性几乎完全重合。值得注意的是,此时虽然仅补偿了相位误差,但是脉压输出信号的峰值旁瓣电平依然有6.8 dB改善,如图10所示。因此在深饱和情况下预失真处理也是有意义的。

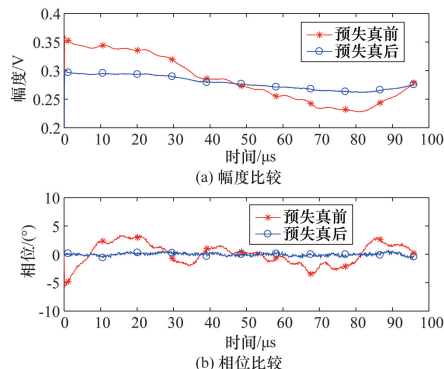


图5 浅饱和情况下预失真前后功放输出信号幅度和相位误差

由于功放工作于浅饱和状态,利用DPD进行幅度补偿是有效的。功放输出信号功率谱密度如图6所示,预失真后带内幅度起伏由3.5 dB降低到1 dB。预失真前后功放输出信号经匹配滤波后的脉冲压缩输出波形如图7所示^[8],脉压处理时选取Hamming窗进行加权。预失真后脉压输出旁瓣电平降低7 dB。

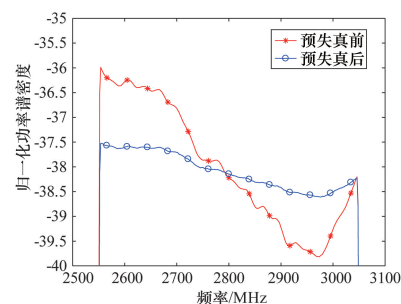


图6 浅饱和情况下预失真前后功放输出信号功率谱

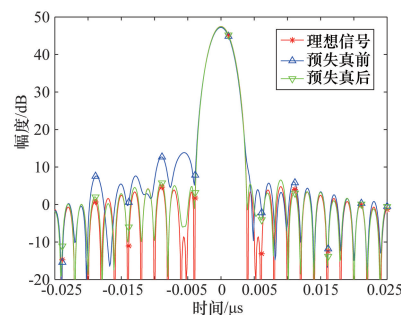


图7 浅饱和情况下预失真前后功放输出信号经匹配滤波后的脉冲压缩输出

3.4 深饱和情况下DPD性能

功放工作于5 dB增益压缩点时,采用31阶FIR预失真器模型处理前后功放输出信号的幅度和相位误差如图8所示。经过DPD补偿输出信号相位误差由 10.2° 减小到 1.8° ,然而幅度失真特性几乎完全相同。由于功放此时工作于深饱和状态,因此即使对输入信号幅度进行预失真调整,调整之后的预失真信号经过饱和和功放之后的输出幅度仍然会被限制在饱和幅度,所以对饱和和功放进行幅度补偿无效。功放输出信号功率谱密度也反映出这一点,如图9所示,预失真前后带内幅度起伏特性几乎完全重合。值得注意的是,此时虽然仅补偿了相位误差,但是脉压输出信号的峰值旁瓣电平依然有6.8 dB改善,如图10所示。因此在深饱和情况下预失真处理也是有意义的。

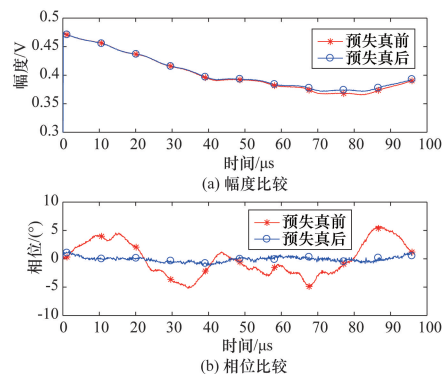


图8 深饱和情况下预失真前后功放输出信号幅度和相位误差

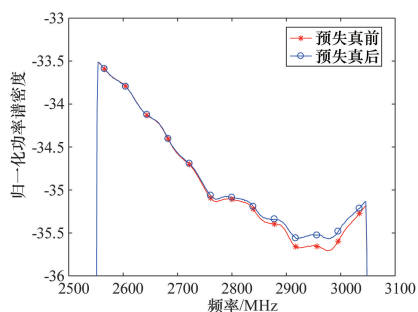


图9 深饱和情况下预失真前后功放输出信号功率谱

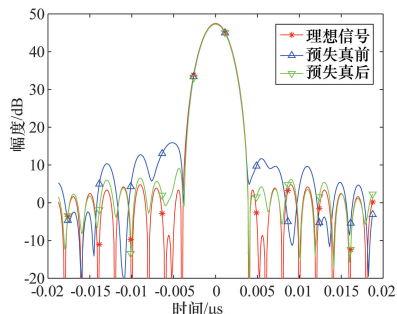


图10 深饱和情况下预失真前后功放输出信号经匹配滤波后的脉冲压缩输出

4 结论

本文讨论了宽带 LFM 信号激励下功放的行为建模与 DPD 补偿方法。在恒包络 LFM 信号激励下,用于功放行为建模的 MP 模型退化为 FIR 滤波器模型。通过宽带测试平台验证了 FIR 模型在功放建模和 DPD 中的有效性。在功放浅饱和情况下,幅度失真和相位失真都能得到补偿。而深饱和情况下,补偿幅度失真无效,只能补偿相位失真。两种情况下,进行 DPD 补偿后脉压输出信号的峰值旁瓣电平都得到显著改善。

参考文献

- [1] Ghannouchi F M, Hammi O. Behavioral modeling and predistortion [J]. IEEE Microwave Magazine, 2009, 10 (7): 52-64
- [2] Sun B, Yeary M, Uysal F, et al. Digital radar implementation with amplitude predistortion [A]. IEEE Radar

Conference [C], 2017. 1691-1696

- [3] Dunn Z, Yeary M, Fulton C, et al. Memory polynomial model for digital predistortion of broadband solid-state radar amplifiers [A]. IEEE Radar Conference [C], Arlington, VA, 2015. 1482-1486
- [4] Zawada P, Gontarek P, Barmuta P, et al. Phase-error compensation of a pulsed power amplifier with a vector modulator in radar applications [A]. International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications [C], Krakow, 2016. 1-4
- [5] Kim J, Konstantinou K. Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory [J]. Electronics Letters, 2001, 37 (23): 1417-1418
- [6] Ding L, Zhou G T, Morgan D R, et al. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials [J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52 (1): 159-165
- [7] 刘友江,曹韬,周邦华,等. 记忆多项式数字预失真线性化逆 E 类功放[J]. 微波学报,2011,27(3):79-82
- [8] 徐玉芬. 线性调频信号数字脉压的分析及其实现系统 [J]. 现代雷达,1999,21(1):39-43
- Xu Y F. The analysis and implementation system of digital pulse compression for linear frequency modulated signal [J]. Modern Radar, 1999, 21 (1): 39-43

杨光 男,1987年生,博士,工程师。研究方向为固态发射技术,数字预失真技术。

E-mail: youngg1987@163.com

李晓东 男,1976年生,硕士,研究员级高级工程师。研究方向为固态发射技术,TR 组件。

胡啸 男,1984年生,博士,高级工程师。研究方向为数字接收技术,数字预失真技术。

余振坤 男,1976年生,硕士,研究员级高级工程师。研究方向为固态发射技术,TR 组件。