

基于循环平稳特性的欠采样宽带数字预失真研究

兰 榕^{①②} 胡 欣^③ 邹 峰^① 王 刚^① 罗积润^{*①}

^①(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

^②(中国科学院大学 北京 100049)

^③(北京邮电大学 北京 100876)

摘 要: 为了解决行波管(TWT)宽带数字预失真(DPD)中反馈回路ADC采样率过高的问题, 该文利用信号的循环平稳特性证实可通过欠采样下的输出信号估计功放的非线性模型参数, 然后由功放非线性模型参数和输入信号可恢复出与高采样率下效果相似的功放输出信号, 最后通过传统的间接学习结构对功放进行数字预失真以实现行波管的线性化。为了验证该方法, 利用20 MHz LTE信号驱动一只55 W的X波段行波管放大器(TWTA)。数字预失真反馈回路的ADC采样率从61.44 Msps降低至6.144 Msps和3.072 Msps, 但线性化效果变化不大, 表明欠采样方法是有效的。

关键词: 行波管放大器; 循环平稳; 欠采样; 数字预失真; 线性化

中图分类号: TN124

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2020)05-1274-07

DOI: 10.11999/JEIT190105

Research of Low Sampling Frequency Broadband Digital Predistortion with Cyclostationary Characteristics

LAN Rong^{①②} HU Xin^③ ZOU Feng^① WANG Gang^① LUO Jirun^①

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

^③(Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: In order to reduce the sampling rate of the Traveling Wave Tube (TWT) of the Analog to Digital Converter (ADC) in the feedback loop of Digital PreDistortion (DPD), the nonlinear parameters of the power amplifier model are proved to be estimated with the undersampled output signal based on the cyclostationary of digital modulation signal. The output signal similar to high sampling rate can be obtained by combining the nonlinear parameters of the power amplifier model with the input signal. The DPD of the power amplifier is implemented through indirect learning architecture. To validate the method, a 55 W X-band Traveling Wave Tube Amplifier (TWTA) is driven by a 20 MHz LTE signal. The sampling rate of ADC in the DPD feedback loop is reduced from 61.44 Msps to 6.144 Msps and 3.072 Msps, but the linearization effect has little change, which shows the validation of the undersampling method.

Key words: Traveling Wave Tube-Amplifier (TWTA); Cyclostationary; Low sampling frequency; Digital PreDistortion (DPD); Linearization

1 引言

当行波管放大器(Traveling Wave Tube-Amplifier, TWTA)工作在饱和状态时, 会因其线性度较差而出现非线性失真, 为准确捕获功放产生的交调失真信息并对其线性化, 常规数字预失真(DPD)反馈回路ADC的采样率至少为输入信号带宽的3~5倍^[1,2], 这对数字预失真技术提出了严峻的挑战。

为了减小反馈回路的采样率, 文献^[3]提出了一

种带限Volterra级数(V氏级数), 通过在V氏级数的基函数中嵌入带限函数使预失真信号的带宽与带限反馈信号的带宽一致。文献^[4]通过额外的信号传输链路, 利用迭代的步骤从带限反馈信号中获得高采样率下的功放输出信号。文献^[5,6]则基于功放行为模型应用频谱外推的方法恢复带限信号带宽外的信号频段。文献^[7]中考虑了实际带通滤波器中存在的滚降现象, 将带限输出信号分成两部分。虽然上述提出的各种方法都能有效降低ADC的采样率, 但依旧要满足至少为输入信号奈奎斯特采样率的要求。

收稿日期: 2019-02-25; 改回日期: 2019-10-20; 网络出版: 2020-01-20

*通信作者: 罗积润 LuoJirun@mail.ie.ac.cn

为了进一步降低反馈回路的采样率, 文献[8]首先利用混叠的反馈信号对功放进行建模, 然后通过传统的间接学习结构进行数字预失真。文献[9]通过捕获反馈信号的同相分量(I)或正交分量(Q)进一步简化欠采样数字预失真, 其中欠采样因子最大为20。虽然上述两种方法都将反馈回路ADC的采样率降低至小于输入信号带宽, 但都并未从理论上证明欠采样方法的合理性。

本文在分析功放非线性模型参数识别与信号相关矩阵关系的基础上, 利用信号的循环平稳特性, 证明了以低采样率对功放输出信号进行采样, 也能较好地估计功放的非线性模型参数, 从而实现了降低反馈回路采样率的目的。

2 功放非线性模型参数识别

利用记忆多项式模型对功放的非线性特性进行建模为

$$y(n) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \in \text{odd}}}^K \sum_{q=0}^Q b_{kq} x(n-q) |x(n-q)|^{k-1} \quad (1)$$

其中 K 为非线性模型的阶数, Q 为记忆深度。 $x(n-q)$ ($0 \leq q \leq Q$)为 n 时刻功放的输入及其历史项, $y(n)$ 为功放的输出信号。定义

$$\varphi(n, k, q) = x(n-q) |x(n-q)|^{k-1} \quad (2)$$

由于 k 是奇数, 因此式(1)可改写为

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{k=0}^{(K-1)/2} \sum_{q=0}^Q b_{2k+1,q} x(n-q) |x(n-q)|^{2k} \\ &= \sum_{k=0}^{(K-1)/2} \sum_{q=0}^Q b_{2k+1,q} [x(n-q)]^{k+1} [x^*(n-q)]^k \\ &= \sum_{k=0}^{(K-1)/2} \sum_{q=0}^Q b_{2k+1,q} \varphi(n, 2k+1, q) \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)也能表示为^[10]

$$y(n) = \mathbf{X}_n \cdot \mathbf{B} \quad (4)$$

$$\mathbf{X}_n = [\varphi(n, 1, 0), \varphi(n, 3, 0), \dots, \varphi(n, K, 0), \dots, \varphi(n, 1, Q), \varphi(n, 3, Q), \dots, \varphi(n, K, Q)]_{1 \times N} \quad (5)$$

$$\mathbf{B} = [\mathbf{B}_0, \mathbf{B}_1, \dots, \mathbf{B}_i, \dots, \mathbf{B}_Q]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{B}_i = [b_{1i}, b_{3i}, \dots, b_{Ki}] \quad (7)$$

$$N = (K+1) \times (Q+1)/2 \quad (8)$$

其中 $\mathbf{X}_n$ 为输入信号及其历史项的多项式矩阵, $\mathbf{B}$ 是功放非线性模型参数。采集 L 个样本点数时, 式(4)可表示成式[9]的矩阵形式

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{B} \quad (9)$$

$$\mathbf{Y} = [y(1), y(2), \dots, y(L)]^T \quad (10)$$

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1^T, \mathbf{X}_2^T, \dots, \mathbf{X}_L^T]^T \quad (11)$$

可通过最小二乘(LS)算法计算 $\mathbf{B}$

$$\mathbf{B} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{Y} \quad (12)$$

将式(5)代入式(11), 可得

$$\begin{aligned} \mathbf{X}^H &= [\mathbf{X}_1^T, \mathbf{X}_2^T, \mathbf{X}_3^T, \dots, \mathbf{X}_L^T]^* \\ &= \begin{bmatrix} \varphi^*(1, 1, 0) & \varphi^*(2, 1, 0) \cdots \varphi^*(L, 1, 0) \\ \vdots & \vdots \\ \varphi^*(1, K, 0) & \varphi^*(2, K, 0) \cdots \varphi^*(L, K, 0) \\ \vdots & \vdots \\ \varphi^*(1, 1, Q) & \varphi^*(2, 1, Q) \cdots \varphi^*(L, 1, Q) \\ \vdots & \vdots \\ \varphi^*(1, K, Q) & \varphi^*(2, K, Q) \cdots \varphi^*(L, K, Q) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

结合式(10), 式(11)与式(13)可推出

$$\mathbf{X}^H \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^L \varphi(n, 1, 0) \varphi^*(n, 1, 0) & \vdots \\ \sum_{n=1}^L \varphi(n, K, 0) \varphi^*(n, K, 0) & \vdots \\ \sum_{n=1}^L \varphi(n, 1, Q) \varphi^*(n, 1, Q) & \vdots \\ \sum_{n=1}^L \varphi(n, K, Q) \varphi^*(n, K, Q) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\mathbf{X}^H \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \sum_{n=0}^{L-1} \varphi^*(n, 1, 0) y(n) & \vdots \\ \sum_{n=0}^{L-1} \varphi^*(n, K, 0) y(n) & \vdots \\ \sum_{n=0}^{L-1} \varphi^*(n, 1, Q) y(n) & \vdots \\ \sum_{n=0}^{L-1} \varphi^*(n, K, Q) y(n) \end{bmatrix} \quad (15)$$

可见, 功放非线性模型参数的求解只由 $\mathbf{X}$ 的自相关函数和 $\mathbf{X}$ 与 $\mathbf{Y}$ 的互相关函数决定。

3 基于循环平稳特性的欠采样方法

常见的宽带调制信号可看作是一个零均值的平稳复高斯随机过程^[11]。对于高斯随机过程而言,其所有的奇数阶矩均为零值^[12]。因此对于任意 (k, q) , $\varphi(n, 2k+1, q)$ 与 $y(n)$ 关于 n 的期望值为

$$E(\varphi(n, 2k+1, q)) = E\{[x(n-q)]^{k+1}[x^*(n-q)]^k\} = 0 \quad (16)$$

$$E[y(n)] = \sum_{k=0}^{(K-1)/2} \sum_{q=0}^Q b_{2k+1,q} E[\varphi(n, 2k+1, q)] = 0 \quad (17)$$

假定信号 $x(n)$ 是圆形复高斯过程,也就意味着^[13]

$$\text{cum}(x(n), x(n+\tau)) = 0, \forall \tau \quad (18)$$

由于高斯过程的3阶及其以上的高阶累积量皆为0,因此 $x(n)$ 的非零累积量为

$$\text{cum}(x^*(n), x(n+\tau)) = E[x^*(n)x(n+\tau)] = R_{xx}(n, \tau) \quad (19)$$

$$\text{cum}(x(n), x^*(n+\tau)) = E[x^*(n)x(n+\tau)] = R_{xx}^*(n, \tau) \quad (20)$$

$$\text{cum}(x(n), x^*(n)) = E[x(n)x^*(n)] = R_{xx}(0) \quad (21)$$

提取 $\mathbf{X}^H \mathbf{X}$ 和 $\mathbf{X}^H \mathbf{Y}$ 的任意一项,并定义

$$\Phi_{xx}(n, 2k'+1, q') = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \varphi^*(n, 2k'+1, q') \varphi(n, 2k'+1, q') \quad (22)$$

$$\Phi_{xy}(n, 2k'+1, q') = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \varphi^*(n, 2k'+1, q') y(n) \quad (23)$$

显然, $\Phi_{xx}(n, 2k'+1, q')$ 是 $\varphi(n, 2k'+1, q')$ 关于 n 且时延 $\tau=0$ 的自相关函数 $R_{\varphi\varphi}(n, 0)$, $\Phi_{xy}(n, 2k'+1, q')$ 是 $\varphi(n, 2k'+1, q')$ 与 $y(n)$ 关于 n 且时延 $\tau=q$ 的互相关函数。由于两者的期望值为0,相关函数也就等于2阶累积量,结合式(16)—式(21)与Leonov-Shiryaev公式^[14],式(22)可写成

$$\begin{aligned} \Phi_{xx}(n, 2k'+1, q') &= \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \varphi^*(n, 2k'+1, q') \varphi(n, 2k'+1, q') \\ &= E[\varphi^*(n, 2k'+1, q') \varphi(n, 2k'+1, q')] = R_{\varphi\varphi}(n, 0) \\ &= \text{cum}\{\varphi^*(n, 2k'+1, q'), \varphi(n, 2k'+1, q')\} \\ &= \text{cum}\{[x^*(n-q')]^{k'+1}[x(n-q')]^{k'}, [x(n-q')]^{k'+1}[x^*(n-q')]^{k'}\} \\ &= \sum_{l=1}^{k'} \left\{ \gamma_{k',l} \cdot [\text{cum}(x^*(n-q'), x(n-q'))]^{l+1} \cdot [\text{cum}(x^*(n-q'), x(n-q'))]^{k'-l} \right. \\ &\quad \left. \cdot [\text{cum}(x(n-q'), x^*(n-q'))]^l \cdot [\text{cum}(x(n-q'), x^*(n-q'))]^{k'-l} \right\} \\ &= \sum_{l=1}^{k'} \gamma_{k',l} \cdot \{ [R_x(0)]^{l+1} \cdot [R_x(0)]^{k'-l} \cdot [R_x(0)]^l \cdot [R_x(0)]^{k'-l} \} \\ &= \sum_{l=1}^{k'} \gamma_{k',l} \cdot [R_x(0)]^{2k'+1} \end{aligned} \quad (24)$$

其中

$$\gamma_{k',l} = [C_{k'+1}^{l+1} \cdot C_{k'+1}^{l+1} \cdot (l+1)!] \cdot [C_{k'}^l \cdot C_{k'}^l \cdot l!] \cdot (k'-l)! \cdot (k'-l)! = \frac{(k'+1)! \cdot (k'+1)! \cdot (k')! \cdot (k')!}{(l+1)! \cdot l! \cdot (k'-l)! \cdot (k'-l)!} \quad (25)$$

同理,式(23)可写成

$$\begin{aligned}
\Phi_{xy}(n, 2k' + 1, q') &= \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \varphi^*(n, 2k' + 1, q') y(n) = E[\varphi^*(n, 2k' + 1, q') y(n)] = R_{\varphi y}(n, q) \\
&= \text{cum}\{\varphi^*(n, 2k' + 1, q'), y(n)\} \\
&= \text{cum}\left\{[x^*(n - q')]^{k'+1} [x(n - q')]^{k'}, \sum_{k=0}^{(K-1)/2} \sum_{q=0}^Q b_{2k+1, q} [x(n - q)]^{k+1} [x^*(n - q)]^k\right\} \\
&= \sum_{k=0}^{(K-1)/2} \sum_{q=0}^Q \left\{b_{2k+1, q} \cdot \text{cum}\left([x^*(n - q')]^{k'+1} [x(n - q')]^{k'}, [x(n - q)]^{k+1} [x^*(n - q)]^k\right)\right\} \\
&= \sum_{k=0}^{(K-1)/2} \sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{\min(k, k')} \left\{b_{2k+1, q} \cdot \gamma_{k', k, l} \cdot [\text{cum}(x(n - q'), x^*(n - q))]^{l+1} \right. \\
&\quad \cdot [\text{cum}(x^*(n - q'), x(n - q))]^l \cdot [\text{cum}(x^*(n - q'), x(n - q'))]^{k'-l} \cdot [\text{cum}(x(n - q), x^*(n - q))]^{k-l}\left\} \\
&= \sum_{k=0}^{(K-1)/2} \sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{\min(k, k')} \left\{b_{2k+1, q} \cdot \gamma_{k', k, l} \cdot [R_x(n, q - q')]^{l+1} \cdot [R_x^*(n, q - q')]^l \cdot [R_x(0)]^{k+k'-2l}\right\} \quad (26)
\end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned}
\gamma_{k', k, l} &= [C_{k'+1}^{l+1} \cdot C_{k+1}^{l+1} \cdot (l+1)!] \cdot [C_{k'}^l \cdot C_k^l \cdot l!] \\
&\quad \cdot (k' - l)! \cdot (k - l)! \\
&= \frac{(k' + 1)! \cdot (k + 1)! \cdot (k')! \cdot k!}{(l + 1)! \cdot l! \cdot (k' - l)! \cdot (k - l)!} \quad (27)
\end{aligned}$$

由于 $R_x(0) = E[|x(t)|^2]$ 是一个实数值, 因此式(24), 式(26)可写成

$$\begin{aligned}
\Phi_{xx}(n, 2k' + 1, q') &= \sum_{l=1}^{k'} \gamma_{k', l} \cdot [R_x(0)]^{2k'+1} \\
&= \sum_{l=1}^{k'} c_{k', l} \quad (28)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\Phi_{xy}(n, 2k' + 1, q') &= \sum_{k=0}^{(K-1)/2} \sum_{q=0}^Q \sum_{l=1}^{\min(k, k')} \left\{b_{2k+1, q} \cdot \gamma_{k', k, l} \right. \\
&\quad \cdot |R_x(0)|^{k'+k-2l} \cdot R_x(n, q - q') \cdot |R_x(n, q - q')|^{2l}\left\} \\
&= \sum_{k=0}^{(K-1)/2} \sum_{q=0}^Q \sum_{l=1}^{\min(k, k')} \left\{c_{k', k, l} \cdot R_x(n, q - q') \right. \\
&\quad \cdot |R_x(n, q - q')|^{2l}\left\} \quad (29)
\end{aligned}$$

常见的数字调制信号 $x(t)$ 均具有循环平稳性, 循环平稳信号是指统计量随时间按周期或多周期规律变化的一类信号, 即存在一个循环频率 α , 使其信号自身的均值和相关函数具有周期性^[15,16]

$$E(x(t)) = E(x(t + m/\alpha)) \quad (30)$$

$$R_x(t + m/\alpha, \tau) = R_x(t, \tau), \quad \forall m \in \mathbb{Z} \quad (31)$$

由式(31)易知

$$\Phi_{xx}(n + m/\alpha, 2k' + 1, q') = \Phi_{xx}(n, 2k' + 1, q') \quad (32)$$

$$\Phi_{xy}(n + m/\alpha, 2k' + 1, q') = \Phi_{xy}(n, 2k' + 1, q') \quad (33)$$

可见当输入信号 $x(t)$ 具有循环平稳性时, $\varphi(n, 2k' + 1, q')$ 的自相关函数具有周期性, $\varphi(n, 2k' + 1, q')$ 与 $y(n)$ 的互相关函数也具有周期性。这就意味着高采样率下的 $\mathbf{X}^H \mathbf{X}$ 与 $\mathbf{X}^H \mathbf{Y}$ 的信息存在冗余, 因此在求取功放的非线性模型参数时, 可按照一定的样本间隔抽取 $\Phi_{xx}(n, 2k' + 1, q')$ 与 $\Phi_{xy}(n, 2k' + 1, q')$ 中的样本, 前提是要保证样本的信息量充足。

假设按照 M 个样本间隔抽取项数, 则式(9)—式(12)可写成^[8,9]

$$\hat{\mathbf{Y}} = \hat{\mathbf{X}} \cdot \mathbf{B} \quad (34)$$

$$\hat{\mathbf{Y}} = [y(1), y(M+1), \dots, y(LM+1)]^T \quad (35)$$

$$\hat{\mathbf{X}} = [\mathbf{X}_1^T, \mathbf{X}_{M+1}^T, \dots, \mathbf{X}_{LM+1}^T]^T \quad (36)$$

如此反馈回路ADC的采样率就降低至高采样率的 $1/M$ 倍。然而在采用传统的间接学习结构对功放进行数字预失真时, 若采用式(37)的记忆多项式模型

$$x(n) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \in \text{odd}}}^{K_D} \sum_{q=0}^{Q_D} z_{kq} y(n-q) |y(n-q)|^{k-1} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{Y}(n) \quad (37)$$

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{Z}_0, \mathbf{Z}_1, \dots, \mathbf{Z}_i, \dots, \mathbf{Z}_{Q_D}]^T \quad (38)$$

$$\mathbf{Z}_i = [z_{1i}, z_{3i}, \dots, z_{K_D i}] \quad (39)$$

其中, K_D 为预失真模型的阶数, Q_D 为记忆深度。 $\mathbf{Y}(n)$ 为输出信号及其历史项的多项式矩阵, $\mathbf{Z}$ 是预失真模型的参数。 $x(n)$ 为 n 时刻的行放输入信号, $y(n)$ 为反馈回路经耦合衰减后的行放输出信号, 两者的采样率必须一致。

因此必须先恢复出高采样率下的功放输出信号才能进行后续的数字预失真。已知功放的非线性模型参数 B 和输入信号 $x(n)$, 便可由式(40)估计出高采样率下的输出信号

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(LM+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{X}_{LM+1} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{B} \quad (40)$$

由上述分析可知, 功放模型参数的求解只与相关函数 Φ_{xx} 和 Φ_{xy} 有关, 两者的周期性可以保证低采样下求得的模型参数 B 与高采样率下的会近乎一致。根据式(40)估计出的高采样率的功放输出信号与实际值的误差也会很小, 从而后续数字预失真的线性化效果不会因采样率的减小而受到严重影响。

4 仿真与试验结果

为了验证本文提出的欠采样的理论与方法, 本文采用一只工作在8.0 GHz、饱和输出功率为55 W的X波段行波管放大器。通过MATLAB产生20 MHz LTE基带I/Q信号 $u(n)$, 其峰均功率比(Peak to Average Power Ratio, PAPR)为7.1 dB。

设置数字预失真模型参数的初始值为 $\mathbf{Z} = [1, 0, \dots, 0]^T$, 对基带信号 $u(n)$ 进行预失真处理后得到预失真信号 $x(n)$, 然后输入矢量信号发生器R&S SMW 200A, 通过内置DAC转换成模拟信号, 将DAC采样率设置为61.44 Msps, 最后上变频到射频频率输入行波管放大器。

在反馈回路中, 输出信号通过10 dB定向耦合器后, 为防止信号功率过大, 在输入矢量信号分析仪R&S FSW-50之前需经过一个30 dB衰减器, 最后在FSW-50中下变频到基带进行解调采样。由于

FSW具有内置的自适应滤波器, 其带宽和ADC采样率成1.25倍比例关系, 当ADC采样率降低时, 滤波器带宽会随之降低。因此只能通过对高采样率下的输出信号周期提取的方式, 来实现ADC低采样率的目的, 从而得到欠采样的基带I/Q输出信号 $\hat{y}(n)$ 。

得到 $x(n)$ 与 $\hat{y}(n)$ 后, 首先将两者进行时域对齐, 然后根据式(34)–式(36)利用最小二乘算法求得行波管放大器的非线性模型参数 B 。根据参数 B 和输入信号 $x(n)$ 便可由式(37)求出高采样率下行波管放大器输出信号 $y(n)$ 的估计值。获得完整的行波管放大器输入信号 $x(n)$ 和输出信号 $y(n)$ 后, 可在辨识模块中通过自适应算法结合式(36)更新预失真模型参数 $\mathbf{Z}$, 最后将更新后的参数 $\mathbf{Z}$ 送入基带预失真算法用于下一轮预失真处理^[8]。

实验电路框图如图1所示。

为验证本文提出的欠采样数字预失真方法的线性化效果, 首先在MATLAB中生成一帧10 ms的LTE信号文件, 将其导入信号发生器生成信号输入行波管放大器, 然后设置矢量信号分析仪的采样率为61.44 Msps, 得到高采样率下的行放输出信号 $y(n)$, 最后按10倍、20倍样本间隔对 $y(n)$ 进行抽样, 以此获得6.144 Msps, 3.072 Msps欠采样率下的输出信号。根据上述实验步骤对行放进行数字预失真, 实验结果如图2和表1所示。

表1中数据分别为图2中无预失真, 反馈回路采样率为61.44 Msps, 6.144 Msps, 3.072 Msps时预失真后的频谱数据。从表1中数据可知, 当采样率为61.44 Msps, 6.144 Msps, 3.072 Msp, 邻近信道20 MHz内的ACPR(Adjacent Channel Power Ratio)的改善量分别为28.01 dB, 27.72 dB, 27.04 dB,

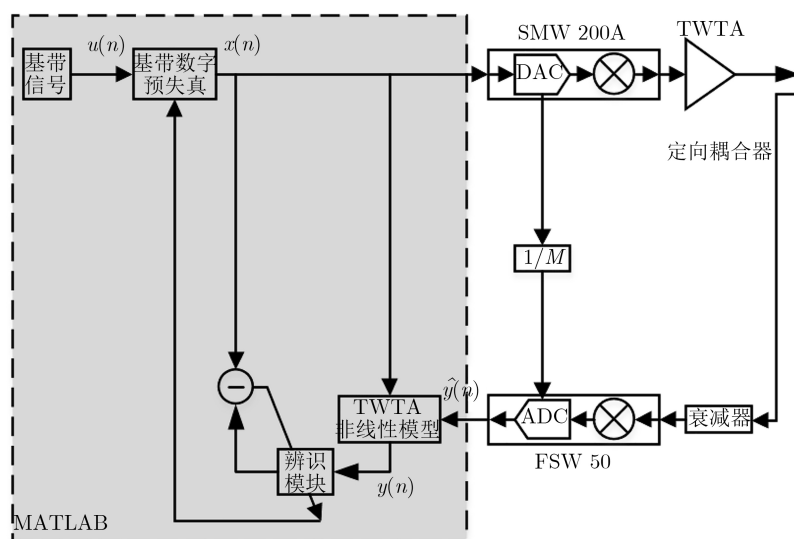


图1 实验电路框图

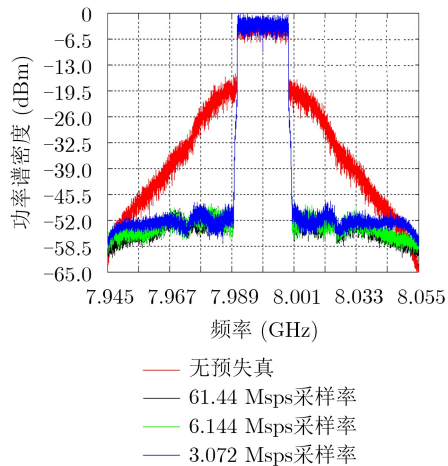


图2 不同采样率下的预失真输出频谱

表1 不同采样率下预失真的邻近信道功率比

预失真采样率 (Msps)	ACPR ₋ /+20 MHz(dBc)	ACPR ₋ /+40 MHz(dBc)
无预失真	-19.24/-19.94	-37.84/-39.34
61.44	-47.42/-47.78	-49.30/49.00
6.144	-47.07/-47.55	-48.72/-48.15
3.072	-46.87/-46.40	-48.06/-48.40

40 MHz内的ACPR改善量分别为10.56 dB, 9.85 dB, 9.64 dB。

可见，当反馈回路的采样率大大降低，甚至是小于输入信号带宽时，ACPR改善量降低小于1 dB，实验结果充分证实了本文提出的方法的有效性。

5 结束语

本文提出了一种基于信号循环平稳特性的欠采样数字预失真方法。结果表明当输入20 MHz LTE信号，当将采样率从61.44 Msp降低至1/10(6.144 Msps)甚至1/20(3.072 Msps)，线性化改善效果降低仅在1 dB之内，有效证明了本文提出的欠采样方法的合理性。此外，与固态功率放大器相比，行波管功率放大器工作在接近饱和区时非线性失真更为严重，因此这种欠采样的预失真方法既能适用于行波管放大器，也能适用于固态功率放大器。

参考文献

- [1] 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. doi: [10.1109/TAES.2016.150142](https://doi.org/10.1109/TAES.2016.150142).
- [2] WOOD J. System-level design considerations for Digital Pre-Distortion of wireless base station transmitters[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017, 65(5): 1880–1890. doi: [10.1109/TMTT.2017.2659738](https://doi.org/10.1109/TMTT.2017.2659738).
- [3] YU Chao, GUAN Lei, ZHU Erni, *et al.* Band-limited Volterra series-based digital predistortion for wideband RF power amplifiers[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, 60(12): 4198–4208. doi: [10.1109/TMTT.2012.2222658](https://doi.org/10.1109/TMTT.2012.2222658).
- [4] LIU Youjiang, YAN J J, DABAG H T, *et al.* Novel technique for wideband digital predistortion of power amplifiers with an under-sampling ADC[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2014, 62(11): 2604–2617. doi: [10.1109/TMTT.2014.2360398](https://doi.org/10.1109/TMTT.2014.2360398).
- [5] MA Yuelin, YAMAO Y, AKAIWA Y, *et al.* Wideband digital predistortion using spectral extrapolation of band-limited feedback signal[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2014, 61(7): 2088–2097. doi: [10.1109/TCSI.2013.2295897](https://doi.org/10.1109/TCSI.2013.2295897).
- [6] LIU Ying, PAN Wensheng, SHAO Shihai, *et al.* A general digital predistortion architecture using constrained feedback bandwidth for wideband power amplifiers[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2015, 63(5): 1544–1555. doi: [10.1109/TMTT.2015.2416184](https://doi.org/10.1109/TMTT.2015.2416184).
- [7] ZHANG Qi, LIU Youjiang, ZHOU Jie, *et al.* A band-divided memory polynomial for wideband digital predistortion with limited bandwidth feedback[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2015, 62(10): 922–926. doi: [10.1109/TCSII.2015.2457793](https://doi.org/10.1109/TCSII.2015.2457793).
- [8] WANG Zonghao, CHEN Wenhua, SU Gongzhe, *et al.* Low feedback sampling rate digital predistortion for wideband wireless transmitters[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2016, 64(11): 3528–3539. doi: [10.1109/TMTT.2016.2602216](https://doi.org/10.1109/TMTT.2016.2602216).
- [9] GUAN Ning, WU Nan, and WANG Hua. Digital predistortion of wideband power amplifier with single undersampling ADC[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2017, 27(11): 1016–1018. doi: [10.1109/LMWC.2017.2750059](https://doi.org/10.1109/LMWC.2017.2750059).
- [10] LIU Ying, PAN Wensheng, SHAO Shihai, *et al.* A new digital predistortion using indirect learning with constrained feedback bandwidth for wideband power amplifiers[C]. 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Tampa, USA, 2014: 1-3. doi: [10.1109/MWSYM.2014.6848259](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2014.6848259).
- [11] GARDNER W A. Introduction to Random Processes: With Applications to Signals and Systems[M]. 2nd ed. New York, USA: McGraw-Hill, 1990: 302–310.
- [12] REED I. On a moment theorem for complex Gaussian processes[J]. *IRE Transactions on Information Theory*, 1962, 8(3): 194–195. doi: [10.1109/TIT.1962.1057719](https://doi.org/10.1109/TIT.1962.1057719).
- [13] ZHOU G T and KENNEY J S. Predicting spectral regrowth of nonlinear power amplifiers[J]. *IEEE Transactions on*

- Communications*, 2002, 50(5): 718–722. doi: [10.1109/TCOMM.2002.1006553](#).
- [14] BRILLINGER D R. Time Series: Data Analysis and Theory[M]. San Francisco, USA: Holden Day, 1981: 19-27.
- [15] GARDNER W A. Spectral correlation of modulated signals: Part I - analog modulation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1987, 35(6): 584–594. doi: [10.1109/TCOM.1987.1096820](#).
- [16] GARDNER W A, BROWN III W A, and CHEN C K. Spectral correlation of modulated signals: Part II - digital modulation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1987, 35(6): 595–601. doi: [10.1109/TCOM.1987.1096816](#).
- 兰 榕: 男, 1992年生, 博士生, 研究方向为行波管功率放大器宽带数字预失真技术.
- 胡 欣: 男, 1985年生, 工程师, 研究方向为飞行器航电综合、卫星通信、智能信号处理等.
- 邹 峰: 男, 1983年生, 工程师, 研究方向为行波管放大器.
- 王 刚: 男, 1971年生, 研究员, 研究方向为微波电子信息系统与电路.
- 罗积润: 男, 1957年生, 研究员, 研究方向为高功率微波的产生与应用.