

基于压缩感知的欠采样预失真研究

胡欣¹, 王健康¹, 刘飞¹, 欧连军¹, 梁君¹, 王刚², 罗积润²

(1. 中国运载火箭技术研究院研究发展中心, 北京 100076; 2. 中国科学院电子学研究所, 北京 100190)

摘要: 为解决欠采样行波管功率放大器 (TWTA) 预失真问题, 一般工程上采用查找表结合间接学习结构数字预失真方法, 但是系统复杂度在一定程度上会增加。针对这种工程问题, 提出了一种基于压缩感知技术的欠采样预失真技术, 在简化系统实现、提高工作稳定性的同时, 可以获得较好的非线性失真优化效果。

关键词: 压缩感知; 非线性失真; 欠采样; 基带预失真

中图分类号: TN830.6

文献标识码: A

Research of compressed sensing for predistortion with relatively low sampling frequency

HU Xin¹, WANG Jian-kang¹, LIU Fei¹, OU Lian-jun¹, LIANG Jun¹, WANG Gang², LUO Ji-run²

(1. Research & Development (R&D) Center of China Academy of Launch Vehicle Technology, Beijing 100076, China;

2. Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: In order to improve the TWTA digital predistortion linearizer with relatively low sampling frequency, the LUT and indirect learning architecture were used, which was cumbersome. A digital predistortion linearizer with compressed sensing technology was presented, which can provide good linearity improvement with simple and stable way.

Key words: compressed sensing, nonlinear distortion, low sampling frequency, base-band predistortion

1 引言

高码率传输需求使复杂调制方式得到广泛应用, 大功率放大器输出功率需进行一定量回退以保证一定程度的线性度要求, 却会在一定程度上降低功率放大器工作效率。为解决此难题, 工程上一般会采用预失真技术^[1-8], 但是随着多载波、高宽带信号传输需求不断增加, 数字预失真采样回路带宽面临极大挑战^[9], 在保证 12~14 位采样数前提下, 采样带宽的不足将影响自适应预失真技术应用的线性化效果, 而采样带宽的增大又会额外增加预失真系统成本^[10]。

为保证欠采样状态下较好的预失真效果, 文献[11]提出一种查找表与记忆补偿技术相结合的技术手段, 但 2 个选频切换开关、双滤波器及其切换电路的设计增加了预失真系统复杂性, 为实现全数字预失真方案, 去除模拟选频电路, 简化预失真电路实现的复杂性, 本文提出一种基于压缩感知技术的欠

采样全数字预失真技术。

2 行波管非线性失真程度对基带预失真效果的影响

2.1 常用间接学习结构

数字预失真器常采用如图 1 所示的间接学习结构^[12], $x(n)$ 是输入信号, $u(n)$ 为经过预失真预处理后的输出信号, 信号 $u(n)$ 经过耦合器二等分, 分别经过主路和支路。在主路上输入信号 $u_2(n)$ 直接输入至功率放大器, 由功率放大器输出, 输出信号是 $y(n)$, $y(n)$ 经过耦合器耦合后部分信号为 $y_2(n)$ 直接输入至辨识模块。在支路上, 耦合信号 $u_1(n)$ 与辨识模块的输出信号 $u_f(n)$ 比对, 生成误差信号 $e(n)$, 以此误差信号优化调整辨识模块。

$$u_i(n) = \sum_{\substack{k=1 \\ \text{odd}}}^K \sum_{m=0}^M b_{km} y_2(n-m) |y_2(n-m)|^{k-1} \quad (1)$$

收稿日期: 2016-05-17; 修回日期: 2016-10-10

通信作者: 胡欣, huxinhust@126.com

其中， K 为最高阶非线性序号， M 为存储长度， odd 代表奇数阶， b_{km} 为多项式系数（仅考虑奇数阶项）。

当 $|x(n)| > \sqrt{P_{sat,in}}$ 时，输入信号 $|x(n)| = \sqrt{P_{sat,in}}$ （饱和输出功率对应的恒定幅度值）。系数 b_{km} 可表示为

$$\mathbf{B} = [B_1, B_2, \dots, B_n, \dots, B_K]^T_{\left\{ \frac{(M+1)(K+1)}{2} \right\} \times 1} \quad (2)$$

其中，矢量 $\mathbf{B}_k = [b_{0k}, b_{1k}, \dots, b_{Mk}]^T$ 。

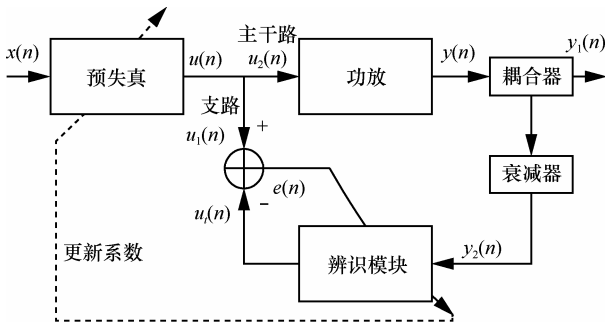


图 1 记忆多项式预失真线性器

2.2 非线性失真度对间接学习结构的影响

图 1 的间接学习结构经转换可以得到如图 2 所示的结构^[13]，非线性系统传输函数为 $H(z)$ ，非线性系统输入功率谱密度为 $\Phi_{xx}(z)$ ，逆模型输入功率谱密度为 $\Phi_{ss}(z)$ ，遗失五阶等高阶交调分量功率谱密度为 $\Phi_m(z)$ ，定义主路上 x_k 为非线性系统输入信号， y_k 为非线性系统输出信号，在支路上，输入信号 s_k 经过逆模型输出后为 m_k ，耦合信号 d_k ($d_k=x_k$) 与 m_k 比较做差，利用误差 e_k 优化调整逆模型系数。其中，非线性系统 $H(z)$ 可以等效为修正的线性系统和修正的非线性系统， $y_o(t)$ 为修正的线性系统输出， $y_u(t)$ 为修正的非线性系统输出。

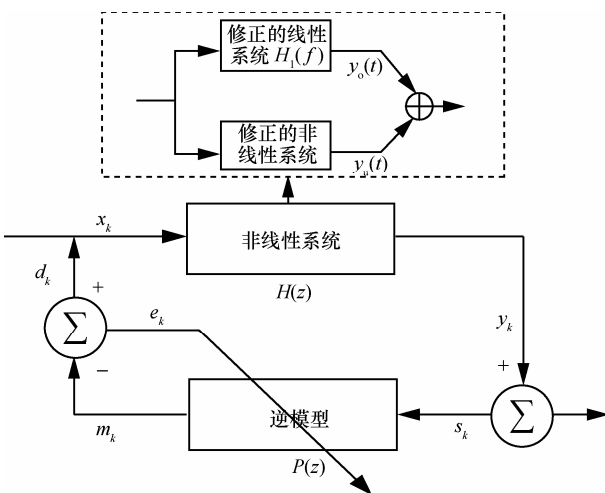


图 2 自适应逆模拟系统

将图 2 中的非线性系统修正为线性系统和非线性性系统的并联形式^[13]，其线性系统和非线性系统的传输函数分别为

$$H_1(f) = H_o(f) + \frac{S_{xy_v}(f)}{S_{xx}(f)} \quad (3)$$

$$Y_u(f) = Y_v(f) - \left[\frac{S_{xy_v}(f)}{S_{xx}(f)} \right] X(f) \quad (4)$$

由于修正功率放大器等效非线性模型 $S_{xy_v}(f) = 0$ ，即三阶、五阶等高阶交调与输入信号非相关，逆模型输入信号功率谱为

$$\Phi_{ss}(z) = |H(z)|^2 \Phi_{xx}(z) - \Phi_m(z), z = e^{j\omega} \quad (5)$$

定义 $G(z)$ 是 d 到 s 的传输函数，传输函数 $G(z)$ 可用非线性系统传输函数 $H(z)$ 表示，又因输入功率谱密度 $\Phi_{xx}(z)$ 和 $\Phi_{dd}(z)$ 相等，则输入信号 d_k 与逆模型输入信号 s_k 间互谱 $\Phi_{ds}(z)$ 为

$$\Phi_{ds}(z) = G(z)\Phi_{dd}(z) = H(z)\Phi_{xx}(z) \quad (6)$$

具有最优系数值逆模型传输函数 $P(z)$ 为

$$P(z) = \frac{\Phi_{sd}(z)}{\Phi_{ss}(z)} = \frac{\Phi_{ds}^*(z)}{\Phi_{ss}(z)} = \frac{H^*(z)\Phi_{xx}(z)}{|H(z)|^2 \Phi_{xx}(z) - \Phi_m(z)} \quad (7)$$

当遗失五阶等高阶交调分量 n_k 功率谱密度 $\Phi_m(z)$ 为 0 时，逆模型传输函数近似为最佳传输函数。假定最佳传输函数稳定，仅高阶交调完全理想采集时，功率谱密度 $\Phi_m(z)$ 才为 0。由于反馈回路带宽受限，很难实现理想采集，因此， $\Phi_m(z)$ 不为 0，即自适应逆模拟系统中，遗失的五阶等高阶交调分量 n_k 会对权值的最小均方解产生影响，从而无法达到最优解，随着采集误差越大，自适应预失真的效果越差。

3 针对行波管的改进型全数字欠采样预失真技术

基于以上讨论，本文提出一种基于压缩感知技术的欠采样全数字预失真技术，具体实现如图 3 所示。与一般国内外常用的适用于固态功率放大器的记忆多项式预失真技术有所不同，在方案中首次采用压缩感知技术，即新增基于压缩感知的信号重建模块实现欠采样状态下的高宽带预失真。

图 3 中，每个分支由一个非线性函数 $F_m(\cdot)$ 和一

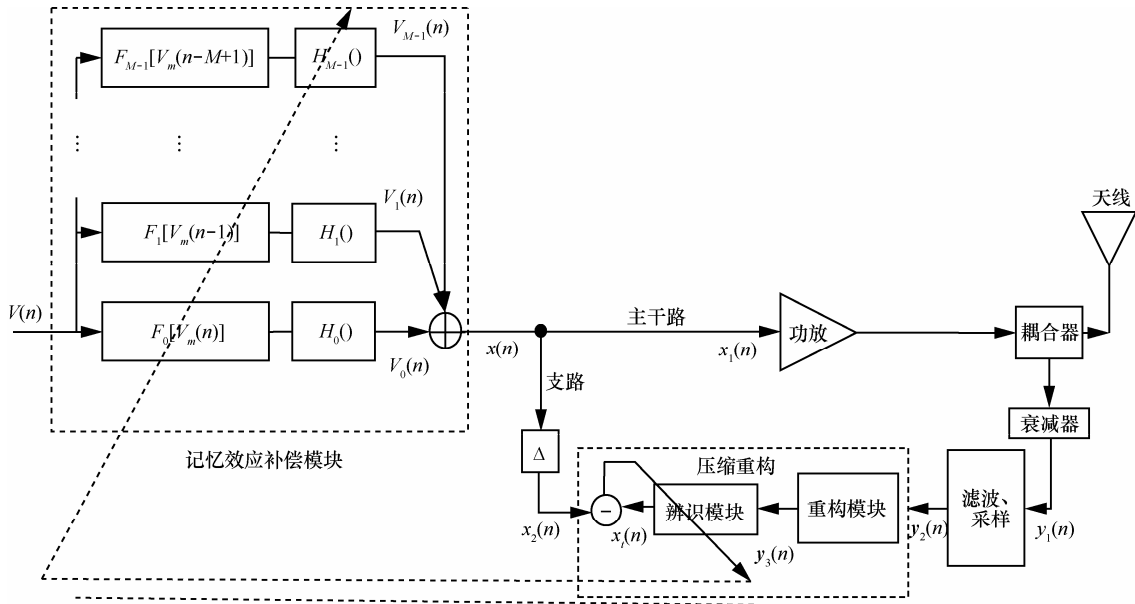


图 3 基于查找表的记忆型预失真器

个传输函数 $H_m(\cdot)$ 组成，记忆效应补偿器可表示为

$$\begin{aligned}
 x(n) &= \sum_{m=0}^{M-1} V_m(n) = \sum_{m=0}^{M-1} H_m(F_m(V(n-m))) \\
 &= \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{M-1} b_{km} F_m(V(n-m)) \\
 &= \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{M-1} b_{km} V(n-m) |V(n-m)|^{k-1} \quad (8)
 \end{aligned}$$

其中， $V(n)$ 和 $x(n)$ 分别是输入信号、记忆效应补偿信号， b_{km} 为传输函数 $H_m(\cdot)$ 的系数， K 为数字预失真多项式最高阶数， M 为记忆效应考虑的长度。

行波管功率放大器的输入信号 $x(n)$ 经过耦合器二等分，分别经过主路和支路。在主路上输入信号 $x_1(n)$ 直接输入至行波管功率放大器，在支路上，基于压缩感知的信号重建模块，获取欠采样状态下行波管的输出信号，重建为欠采样前原信号 $x_1(n)$ 。即欠采样状态下被滤出的带外五阶等高阶交调失真信号通过信号重建模块后被重建。重建模块中的压缩感知算法如下。定义 $\Phi_{2048 \times 1024}$ 为高斯矩阵， $y_2(n)$

(图 3 中欠采样输出) 为 1024×1 的矢量，步长 $t=1$ ，权重 $\lambda = 0.35$ ， ε 为收敛因子， $y_3(n)$ 为重建后 1024×1 的矢量。

Step1 $y_3(0) = \text{zeros}(N, 1)$ ， $N=1024$ ， $k=1$ ；

Step2 步长 $t_k = ((t_{k-1} - 1)^2 + \varepsilon)^{\frac{p-1}{2}}$ ， $p=0.21$ ；

Step3 评价指数 $E_k = y_3(k-1) - 2t_k \Phi^T(\Phi_{x_{k-1}} - y_2(k-1))$ ；

Step4 系数 $\beta_j = \sum_i E_{ki} - \sum_{k \neq j} y_3(k-1)$ ；

Step5 $y_3(k) = \lambda \text{shrink}(\beta_j, t_k \lambda)$ ；

$$\text{shrink}\left(f, \frac{\lambda}{2}\right) = \begin{cases} f - \frac{\lambda}{2}, & f > \frac{\lambda}{2} \\ 0, & -\frac{\lambda}{2} \leq f \leq \frac{\lambda}{2} \\ f + \frac{\lambda}{2}, & f < -\frac{\lambda}{2} \end{cases}$$

Step6 如果 $\|y_3(k) - y_3(k-1)\|_2 < \varepsilon$ ，则结束本次迭代；否则 $k=k+1$ ，并跳转到 Step 2。

信号重建前后，信号的失真度 SNR 对比如下，其中， x_{true} 、 x_{rec} 分别是重建前信号和重建后信号。

$$\text{SNR}(x_{\text{true}}, x_{\text{rec}}) = 20 \lg \frac{\|x_{\text{true}}\|_2}{\|x_{\text{true}} - x_{\text{rec}}\|_2} \quad (9)$$

重建前后的 SNR 曲线如图 4 所示，迭代前 SNR 约 50 dB，经过约 12 次迭代后 SNR 达到约 250 dB，实现了较好的信号还原，SNR 结果表明本方法可以应用在全数字预失真中，可以实现欠采样状态下的行波管功率放大器线性化。对于高斯矩阵 $\Phi_{2048 \times 1024}$ ，其计算量的复杂度为 $O(12 \times 2048 \times 1024)$ ，而对于稀

疏随机矩阵由于其中含有大量 0 元素，可在略微增加精确重建所需的测量值个数的情况下，大大减少测量和重建时间，本次仿真去除 0 元素后，复杂度降低为 $O(12 \times 512 \times 256)$ ，对于大数据量的运算具有实际应用意义。

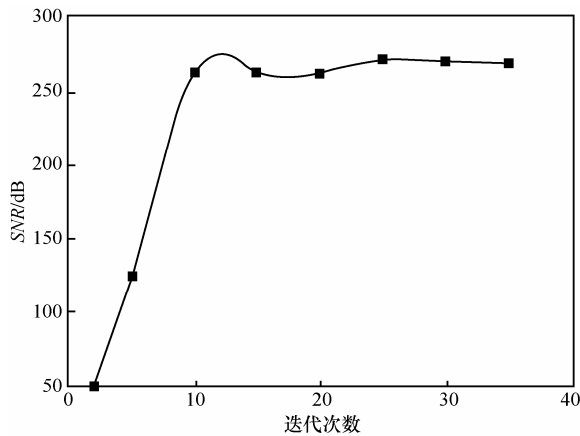


图 4 SNR 迭代曲线 (重建前后)

与此同时，在支路上，考虑到插入的压缩模块运算过程存在毫秒级时延，将经延时处理后的耦合信号 $x_2(n)$ 与压缩模块还原后的信号 $x_1(n)$ 相比较求得误差信号 $e(n) = x_1(n) - x_2(n)$ 评价实际线性化效

果，其中，延时值 τ ^[14] 利用线性迭代方法进行估计，当误差项 $e(n)$ 大于额定值时，即行波管功率放大器需要进行线性化校正时，利用自适应模块中的 RLS 自适应算法^[14-16]更新记忆效应补偿器中的多项式系数。

4 硬件平台实验结果

本文信号源采用 OFDM 信号(中心频率 8.48 GHz，带宽 10 MHz)，由 ADS 软件实现生产基带 I、Q 正交分量，为实现全数字预失真效果，反馈回路采样带宽至少大于 100 MHz，为验证本文提出的欠采样全数字预失真技术的有效性，采用 60 MHz 的矢量信号分析仪(E4440A)进行平台搭建，如图 5 所示。

行波管平均输出功率在回退约 1 dB 时，功率谱归一化测试结果如图 6 所示，偏离载波中心频率 5 MHz 处，经传统数字预失真技术^[12]处理的行波管功率放大器相邻信道泄露功率比 (ACLR) 大约 -25 dBc；采用本文欠采样预失真技术后，ACLR 指标可以改善到约 -45 dBc，接近理想线性功率放大器指标。图 6 中(a)表示传统预失真，(b)表示基于压缩感知技术的欠采样全数字预失真，(c)表示理想线性输出。

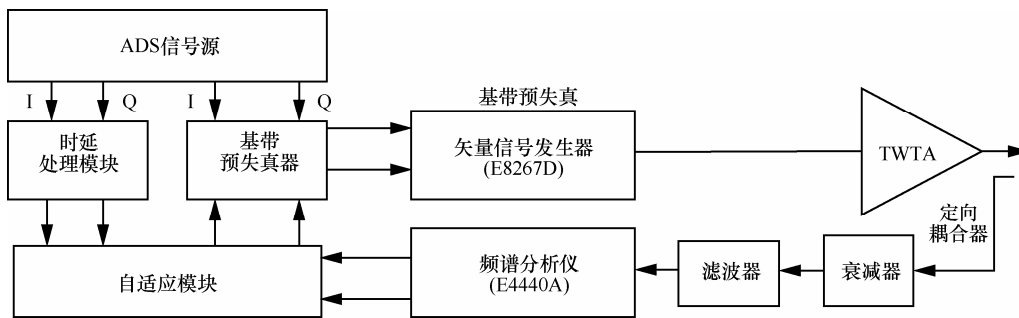


图 5 欠采样数字预失真验证平台

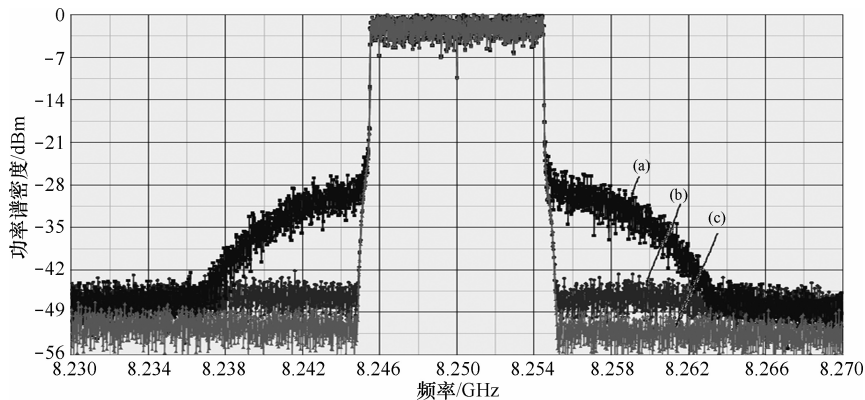


图 6 OFDM 宽带信号功率谱密度

经线性化前后的功率放大器 ACLR 测量数值 (距载波中心频率 5 MHz 处) 如图 7 所示, 行波管功率放大器的输出功率达到 44 dBm 时, 欠采样会导致传统间接学习结构预失真器^[12]的线性化效果较差, 行波管功率放大器的 ACLR 数值仅能到 -10 dBc, 若需改善到 -45 dBc, 输出功率需回退约 3 dB。而采用本文提出的欠采样全数字预失真技术, 行波管输出功率达到 44 dBm 时行波管 ACLR 可以改善到 -30 dBc 左右, 输出功率仅需回退 1 dB, ACLR 即可改善到 -45 dBc。

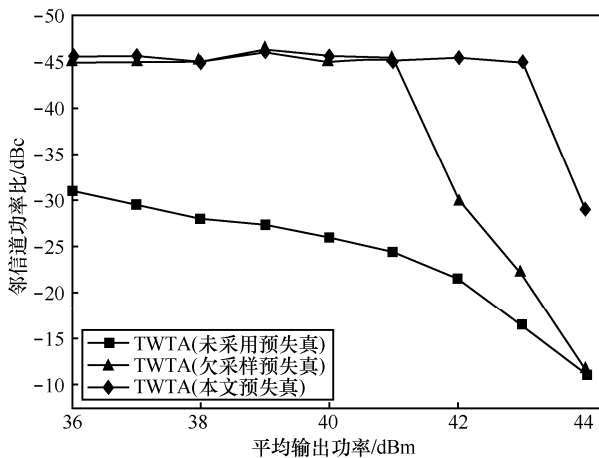


图 7 TWTA 线性化前后的 ACLR 对比

5 结束语

本文提出了一种基于压缩感知技术的欠采样全数字预失真技术, 当欠采样状态的行波管功率放大器的输入信号为 OFDM 信号时, 若需改善到 -45 dBc, 输出功率仅需回退约 1 dB, 接近理想线性功率放大器 ACLR 指标, 远优于欠采样状态下间接学习结构预失真线性化器的线性化效果。

参考文献:

[1] GRAY R, KATS A, DORVAL R. Advances in millimeter-wave linearization[C]//13th Ka Broadband Communication Conference. Torino, Italy, 2007:76-79.

[2] ABDUSSALAM N B. Performance evaluation of APK modulation for nonlinear satellite communication channel[C]//2009 Second International Conference on Computer and Electrical Engineering. Dubai, United Arab Emirates, 2009:524-528.

[3] QIN C, CHANG T H, LIU L T. A modified adaptive pre-distorter for power amplifier in OFDM system[C]//2010 International Conference

on Communications and Mobile Computing. Shenzhen, China, 2010: 393-397.

[4] DING L, ZHOU G T, MORGAN D R, et al. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials[J]. IEEE Transactions on Communication, 2014, 52(3):159-164.

[5] BEIKMIRZA M, MIRZAVAND R, MOHAMMADI A. Power amplifier linearization using digital predistortion and multi-port techniques[J]. IET Science Measurement Technology, 2016,21(3): 131-136.

[6] ALBERTO M, BHAVANI S M, BJORN O. Joint predistortion and PAPR reduction in multibeam satellite systems[C]//IEEE International Conference on Communications. Kuala Lumpur, Malaysia, 2016: 255-261

[7] PIAZZA R, MYSORE R R B S, OTTERSTEN B. Multi-gateway data predistortion for non-linear satellite channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(10):1-2.

[8] KIM J, KONSTANTINOU K. Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory[J]. Electron Letters, 2012, 37 (23):1417-1418.

[9] ZHU F, ANTTILA L, ABDELAZIZ M, et al. Frequency-selective digital predistortion for unwanted emission reduction[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 1(1):254-267.

[10] TANG Y, QUAN X, SHAO S, et al. Digital predistortion architecture with reduced ADC dynamic range[J]. Electronics Letters, 2016, 2(1): 20-22.

[11] HU X, WANG G, WANG Z C, et al. Research and application of combining LUT and memory compensation for TWTA linearization[J]. Progress In Electromagnetics Research C,2012, 29(1): 177-190.

[12] HELAOUI M, BOUMAIZA S, GHAZEL A. Power and efficiency enhancement of 3G multicarrier amplifiers using digital signal processing with experiment validation[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013,54(4):1396-1404.

[13] 胡欣, 王刚, 王自成, 等. 射频预失真器与基带预失真算法结合对行波管功率放大器线性化改善的影响[J]. 通信学报, 2012, 33(7), 158-163.

HU X, WANG G, WANG Z C, et al. Effect on the linearity improvement of TWTA by combining RF predistortion linearizer and digital predistortion algorithm[J]. Journal on Communications, 2012, 33(7): 158-163.

[14] 胡欣, 王刚, 王自成, 等. 查找表联合记忆效应补偿技术的宽带自适应预失真算法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(3): 733-738.

HU X, WANG G, WANG Z C, et al. Wideband adaptive predistortion

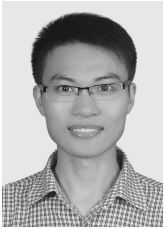
algorithm based on LUT and memory-effect compensation techniques[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(3): 733-738.

- [15] ZHANG F, WANG Y, AI B. Variable step-size MLMS algorithm for digital predistortion in wideband OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2015, 61(1):10-15.
- [16] BEIDAS B F, SESHADRI R I, BECKER N. Multicarrier successive predistortion for nonlinear satellite systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(4): 1373-1382.

作者简介:

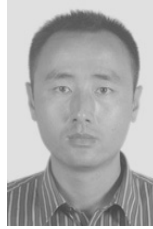


胡欣 (1985-), 男, 湖北襄阳人, 博士, 中国运载火箭技术研究院研究发展中心高级工程师, 主要研究方向为飞行器航电综合、卫星通信、智能信号处理等。



王健康 (1986-), 男, 江苏沭阳人, 博士, 中国运载火箭技术研究院研究发展中心工程师, 主要研究方向为飞行器航电综合及控制系统设计等。

刘飞 (1981-), 男, 河北沧县人, 硕士, 中国运载火箭技术研究院研究发展中心高级工程师, 主要研究方向为飞行器航电综合、总线通信和无线传输技术等。



欧连军 (1980-), 男, 甘肃靖远人, 硕士, 中国运载火箭技术研究院研究发展中心高级工程师, 主要研究方向为航电综合、导航通信等。



梁君 (1980-), 男, 湖南耒阳人, 中国运载火箭技术研究院研究发展中心研究员, 主要研究方向为测控通信等。



王刚 (1971-), 男, 江苏盐城人, 中国科学院电子学研究所研究员, 主要研究方向为微波电子信息系统与电路。



罗积润 (1957-), 男, 江西萍乡人, 博士, 中国科学院电子学研究所研究员, 主要研究方向为高功率微波的产生与应用。