

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

胡欣^{1,3}, 王刚², 王自成², 罗积润¹

(1.中国科学院 电子学研究所 高功率微波源与技术重点实验室, 北京 100190;

2.中国科学院 电子学研究所 空间行波管研发中心, 北京 100190; 3.中国科学院 研究生院, 北京 100039)

摘要: 为了保证自适应算法的效果, 一般会将行波管输出功率进行一定回退, 但是会降低行波管的工作效率。通过在行波管前端加入射频预失真器, 在额定输入功率范围内, 线性化后的行波管的非线性失真现象得到了一定程度改善, 然后再进行基带自适应算法的实现。X 波段行波管在输出功率回退较少的同时, 达到较好的非线性失真改善效果。

关键词: 行波管功率放大器; 非线性失真; 基带预失真; 射频预失真

中图分类号: TN830.6

文献标识码: B

文章编号: 1000-436X(2012)07-0158-06

Effect on the linearity improvement of TWTA by combining RF predistortion linearizer and digital predistortion algorithm

HU Xin^{1,3}, WNAG Gang², WANG Zi-cheng², LUO Ji-run¹

(1. Key Laboratory of High Power Microwave Sources and Technologies, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. Space Traveling Wave Tube Research and Development Center, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

3. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract: In order to keep the adaptive digital predistortion algorithms valid, usually the output power level of the TWTA must be reduced, which corresponded a reduced efficiency of the TWTA. A predistortion technique was proposed by combining RF predistortion linearizer with adaptive digital predistortion algorithm. The gain and phase change of the TWTA with a RF predistortion linearizer circuit from small-signal input drive to saturated input drive were improved, respectively. Then the adaptive digital predistortion algorithm was used for the TWTA with the RF predistortion linearizer. The good linearity improvement can be reached with the less reduction for the output power level with this method.

Key words: TWTA; nonlinear distortion; digital predistortion; RF predistortion

1 引言

随着通信技术发展, 频谱资源日趋紧张, 频谱利用率较高的调制方式(如 M-QAM 等)得到了广泛应用。这类传输信号具有较高峰均值比, 对大功率放大器的线性度提出了较高要求。当大功率放大器工作在饱和状态时, 可以保证较高的功率输出, 但此时线性较差。行波管功率放大器的

非线性对通信信号的影响主要表现在 2 个方面: 一是信号星座发生变形, 造成码间干扰; 二是频谱再生, 造成邻近信道间干扰。码间干扰会增加通信系统的误码率, 邻近信道间干扰会影响信号的正常传输和质量。

目前, 解决大功率放大器的非线性失真主要是在发射端采用线性化技术。线性化技术可以提高功率资源和频谱资源的有效利用率, 且不会对邻近信

道造成干扰^[1-3]。由于器件老化、温度变化、电源变化及信道切换等原因，在工作过程中，行波管功率放大器的特性是缓慢变化的，因此具备跟踪时变特性的自适应基带预失真线性化技术是一种经常使用并且很有效的方法^[4-8]。一般固态功率放大器只需考虑三阶交调分量^[9]，而工作在接近饱和输出状态的行波管功率放大器会表现出较强的非线性失真，输出信号的三阶、五阶等高阶交调分量幅值都较大，且直接关系到行波管的非线性失真改善效果^[10]。如果需要较好地采集行波管输出的失真信号，那么采样带宽至少必须是失真信号带宽的 2 倍。对于宽带信号来说，如果没有足够的采样带宽将直接影响自适应基带预失真算法的线性化效果，本文从理论上分析了造成这种现象的原因。为了在低采样带宽下工作，一般会将行波管功率放大器输出功率进行一定量的回退，从而尽量减小五阶等高阶交调分量，但一定程度上降低了行波管功率放大器的工作效率。

针对上述问题，本文在行波管功率放大器前端加入射频预失真器对行波管进行一定的线性化补偿，然后再采用自适应基带预失真技术。利用矢量信号发生器和频谱分析仪组成的测试平台，通过 OFDM 宽带信号进行实际测试，验证了本文方案对行波管功率放大器非线性失真的改善效果。

2 行波管的非线性失真程度对基带预失真效果的影响

如果行波管功率放大器的输入和输出信号能够被完整的采集，那么利用图 1 所示的间接学习结构^[11,12]可以对行波管功率放大器的非线性失真进行较好线性化补偿。鉴于图 1 间接学习结构中功率放大器和辨识网络部分属于自适应逆模拟系统，可以得到图 2 所示，非线性系统对应增益归一化功率放大器(由图 1 中的功率放大器，耦合器和衰减器组成)，逆模型对应图 1 的辨识网络。工程应用中，一般会考虑三阶交调信号，因此本文的采样带宽至少大于 6 倍信号带宽^[9]，在此条件下当反馈回路中 ADC 采样带宽不足时，ADC 前端的抗混叠滤波器会滤除五阶等高阶交调分量。将遗失的五阶等高阶交调分量定义为 n_k ，非线性系统的输入和输出信号分别定义为 x_k 和 y_k ，则 $s_k = y_k - n_k$ 为逆模型的输入，逆模型的输出定义为 m_k 。

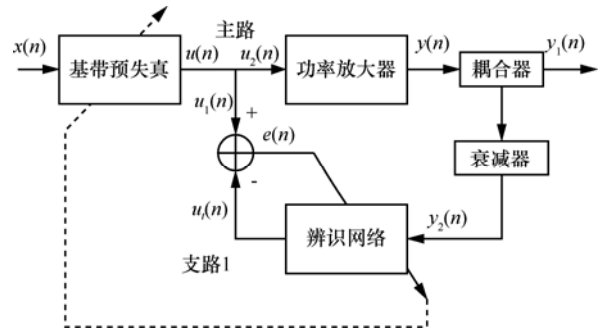


图 1 间接学习结构预失真器

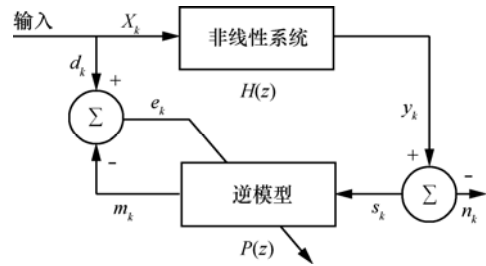
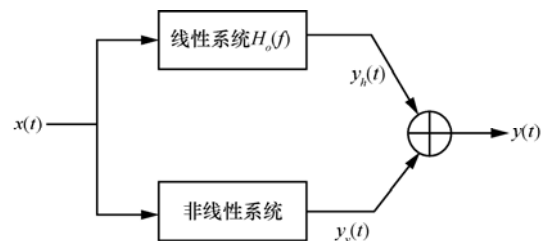
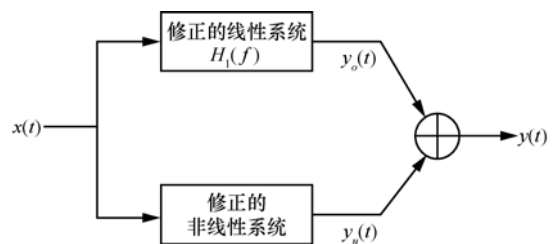


图 2 自适应逆模拟系统

通常行波管功率放大器的非线性模型可以等效为图 3(a)所示^[13,14]，利用线性系统和非线性系统的并联组合等效功率放大器非线性模型，功率放大器的输出信号为 $y(t)$ ，即 $y(t) = y_h(t) + y_v(t)$ ， $y_h(t)$ 和 $y_v(t)$ 分别为线性系统和非线性系统的输出信号。此时，这 2 路输出信号是线性相关的，即 $S_{y_h y_v}(f) \neq 0$ ，很难将线性部分与非线性部分分离。本文利用文献[15]中的方法，将图 3(a)转换为图 3(b)的形式，修正的线性系统传输函数为



(a) 功率放大器等效非线性模型



(b) 修正后的功率放大器等效非线性模型

图 3 功率放大器模型

$$H_1(f) = H_o(f) + \frac{S_{xy_v}(f)}{S_{xx}(f)} \quad (1)$$

修正的非线性系统输出为

$$Y_u(f) = Y_v(f) - \left[\frac{S_{xy_v}(f)}{S_{xx}(f)} \right] X(f) \quad (2)$$

修正的模型具有 2 个特性, $S_{xy_u}(f) = 0$ 和 $S_{y_o y_u}(f) = 0$, 即当信号经过行波管功率放大器这类非线性系统后, 输出信号可以分为 2 部分, 与输入信号相关的信号和与输入信号非相关的信号^[15], 此时可以容易地将线性部分与非线性部分分离。

非线性系统和其逆模型的传输函数分别定义为 $H(z)$ 和 $P(z)$, 非线性系统的输入和输出信号功率谱密度分别为 $\Phi_{xx}(z)$ 和 $\Phi_{yy}(z)$, 逆模型的输入和输出信号功率谱密度分别表示为 $\Phi_{ss}(z)$ 和 $\Phi_{mm}(z)$ 。则逆模型的输入功率谱(z 在单位圆上)可以表示如下^[16]

$$\Phi_{ss}(z) = |H(z)|^2 \Phi_{xx}(z) - \Phi_{mm}(z), \quad z = e^{j\omega} \quad (3)$$

在图 3(b)中, 由 $S_{xy_u}(f) = 0$ 可知, 修正的非线性系统产生的三阶、五阶等高阶交调分量与输入信号 x_k 非线性相关。由于采样带宽至少大于 6 倍的信号带宽, 遗失的五阶等高阶交调分量 n_k 与输入信号 x_k 非线性相关。则^[16]

$$\begin{aligned} \Phi_{sd}(z) &= \Phi_{ds}^*(z) = H^*(z)\Phi_{xx}(z) + \Phi_{nd}(z) \\ &= H^*(z)\Phi_{xx}(z), \quad z = e^{j\omega} \end{aligned} \quad (4)$$

因此, 逆模型的传输函数^[16]

$$P(z) = \frac{\Phi_{sd}(z)}{\Phi_{ss}(z)} = \frac{H^*(z)\Phi_{xx}(z)}{|H(z)|^2 \Phi_{xx}(z) - \Phi_{mm}(z)} \quad (5)$$

若不存在遗失的五阶等高阶交调分量 n_k , 则上式可以近似为最佳传输函数为

$$P_{opt}(z) = \frac{1}{H(z)} \quad (6)$$

即此时逆模型的传输函数为非线性系统传输函数的倒数。对比式(5)和式(6), 当遗失的五阶等高阶交调分量 n_k 的功率谱密度 $\Phi_{mm}(z)$ 为 0 时, 逆模型的传输函数近似为最佳传输函数。假定该最佳传输函数稳定, 即式(6)中极点均位于 z 平面的单位圆内, 只有高阶交调分量全部被理想地采集时, 功率谱密度 $\Phi_{mm}(z)$ 才能为 0。当行波管功率放大器工作在接近饱和区时, 非线性失真较为严重, 输出信号的三阶、五阶等高阶交调分量与非线性失真严重程度有直接关系, 随着非线性失真变得越来越严重, 这类高阶交调分量功率会逐渐增大且不可忽略^[10]。由于反馈回路中带宽的限制, 上述这种理想采集的情况在实际中很难实现, 因此一般情况下 $\Phi_{mm}(z)$ 不为 0, 那么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, 同时也会影响自适应收敛情况。

3 射频预失真器与基带预失真算法相结合的硬件平台实验

射频预失真与基带自适应算法相结合的具体硬件平台框图和照片分别如图 4 和图 5 所示, 在 ADS^[17] (advanced design system) 和 MATLAB 软件环境中建立数字预失真器的仿真模型, 主要实现以下 5 个功能, 分别是信号产生、基带预失真、自适应处理、时延处理和行波管输出信号采集。在 ADS 软件中设计所需信号源和基带预失真器, 信号经过基带预失真处理后, 使用信号发生器 E8267D 把该虚拟信号转换为真实射频信号, 射频信号有 2 条路径选择, 一条路径是直接输入行波管功率放大器, 另外一条路径是先输入射频预失真器, 然后再输入行波管功率放大器。最后使用信号捕捉仪表(频谱分析仪 E4440A)

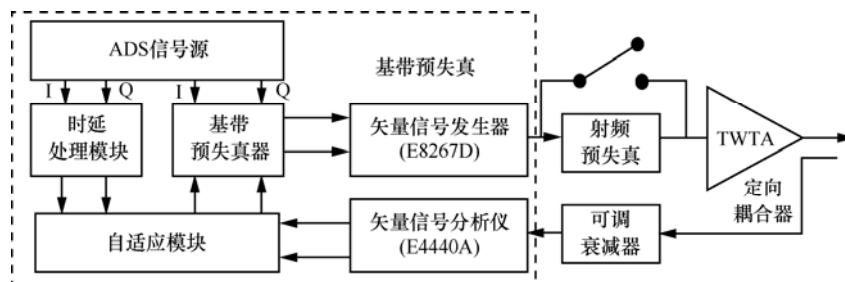


图 4 基带预失真算法的硬件平台

硬件单元记录行波管的输出信号，将记录的数据采样送回仿真软件环境，在软件环境中对记录的数据进行后处理分析。对部分输入信号进行时延处理以便比较输入信号和其对应的输出信号，判断行波管功率放大器输出信号非线性失真是否改善到预定指标，如果满足预定线性化指标则表示基带预失真器正常工作。否则，在 MATLAB 软件环境中，利用自适应预失真算法更新基带预失真器中的相应参数。

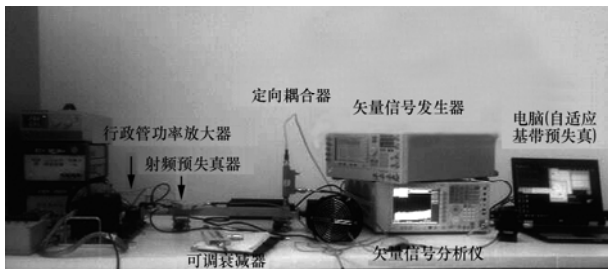


图 5 实际硬件测试平台

对于一个饱和输出功率为 52dBm 的 X 波段行波管功率放大器，采用峰均比 8dB 的特定 OFDM 信号作为其输入信号。信号源产生的随机整数经过 4QAM 调制，然后通过串并变换分成 1 705 个数据流，再进行 4 096 点的 IFFT 变换得到一帧数据，最后经过并串转换得到 OFDM 的基带信号。OFDM 符号的持续时间 T_s 定为 241 μ s， T_s 由有用部分的持续时间 T_U 和保护间隔持续时间 Δ 组成，分别为 185 μ s 和 56 μ s，对应的 OFDM 信号频谱带宽为 9.22MHz。如果需要较好地采集行波管输出的失真信号（考虑三阶和五阶交调分量），反馈回路中采样带宽至少为 100MHz，60MHz 的矢量信号分析仪分析带宽并不能满足采样带宽需求。此时线性化前后行波管功率放大器 ACLR 测量情况对比如图 6 所示，横坐标表示行波管输出平均功率大小，纵坐标表示在偏离载波中心频率 5MHz 处 ACLR 大小。在平均输出功率 44dBm 处，基带预失真前后行波管的 ACLR 均在 -11dBc 左右，此时行波管功率放大器较严重的非线性失真导致自适应基带预失真算法不能正常收敛，因此直接采用自适应基带预失真器校正的行波管没有体现出线性化改善效果。使用射频预失真器后，行波管功率放大器非线性失真现象得到了一定程度改善，ACLR 可以改善到约 -20dBc。在此基础上再使用基带预失真技术，线性化后行波管的 ACLR 可以改善到 -32dBc 左右。在平均输出功率回退约 3dB 后，基带预失真线性化的

行波管对应的 ACLR 能有较好的改善效果，可以改善到约 -45dBc。如果使用射频结合基带预失真技术，平均输出功率仅需回退约 1dB，ACLR 即可改善到约 -45dBc。从以上的实验结果来看，应用射频预失真器可以在行波管输出功率回退较少的同时，保证基带预失真效果。

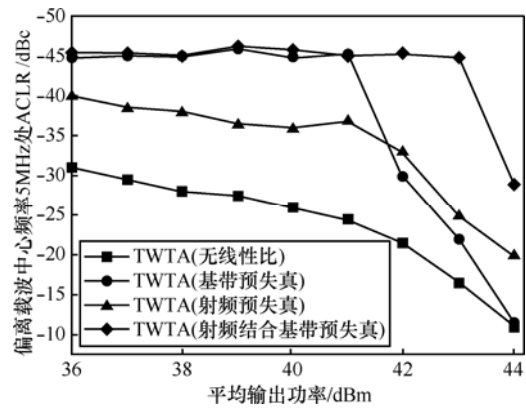


图 6 TWTA 线性化前后的 ACLR 对比

图 7 为 OFDM 信号通过行波管功率放大器后的误比特率性能曲线。从图 7 可以看出，无预失真时由于行波管功率放大器的非线性失真误比特率严重恶化，与理想线性功率放大器差别较大。在误比特率 0.002 时，与理想线性功率放大器相比无预失真系统信噪比损失了 4dB 左右。采用预失真技术后，误比特率可以得到一定程度改善。射频联合基带预失真技术对误比特率能有较大改善，接近理想线性功率放大器。而射频预失真技术虽也有改善，但是改善效果不如射频联合基带预失真技术的改善效果。

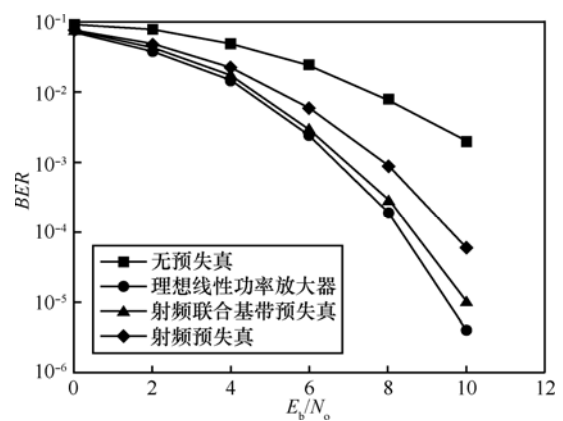


图 7 误比特率性能曲线比较

借助 ADS 软件中设计的射频预失真器和行波管模块，与 MATLAB 中的自适应算法联合仿真，功率谱特性曲线的仿真结果如图 8 所示。在行波管

平均输出功率仅从 44dBm 回退到 43dBm 处, 对行波管功率放大器实际输出信号的功率谱进行归一化处理, 曲线 a 代表采用射频预失真技术的功率放大器输出信号功率谱曲线, 曲线 b 代表射频与基带预失真相结合的功率放大器输出信号功率谱曲线, 曲线 c 代表行波管功率放大器理想线性输出信号的功率谱曲线。在偏离载波中心频率 5MHz 处, 采用射频预失真技术的行波管功率放大器 ACLR 大约 -25dBc; 采用基带结合射频预失真后, 曲线 b 代表功率放大器 ACLR 指标被改善到约-45dBc, 较接近曲线 c 代表的理想线性功率放大器 ACLR 指标, 但是仍有略微差别主要是因为输入信号为非恒包络信号, 幅度较小的输入信号更容易受历史信号的影响, 表现出较强的记忆效应, 经预失真器补偿后, 小信号区仍有部分记忆失真。在相同的条件下, 实验平台的实际测试结果如图 9 所示, 实际测试结果与仿真结果线性化改善效果较一致。基带自适应预失真器具备跟踪时变特性的能力并且有较好的线

性化效果, 但是需要在输出功率进行一定回退后, 才可以较好的进行自适应参数辨识。为了在输出功率回退较少的同时获得较好的线性化效果, 本文尝试在行波管前端加入一款射频预失真器, 在额定输入功率范围内, 线性化后的行波管功率放大器的非线性失真现象得到了一定程度改善, 即额定功率范围内的增益和相位变化改善到 3dB 和 20° 以内^[18]。

4 结束语

本文分析了反馈回路中采样带宽对自适应基带预失真算法线性化效果的影响, 在较低的采样带宽情况下, 结合射频预失真器与自适应基带预失真算法, 行波管功率放大器在输出功率回退较少的同时, 能够达到较好的非线性失真改善效果。实验结果表明, 当用峰均比 8dB 的 OFDM 信号作为饱和和输出功率 52dBm 的 X 波段行波管功率放大器的信号源时, 在平均输出功率从 44dBm 回退约 3dB 后, 经过基带预失真校正的行波管对应的 ACLR 才能有较好的改善效果, 即在偏离载波中心频率 5MHz 处可以改善到约-45dBc。如果使用本文的预失真器与基带预失真算法相结合, 平均输出功率仅需从 44dBm 回退约 1dB, 对应的 ACLR 即可改善到约-45dBc, 与理想功率放大器 ACLR 指标较为接近。

参考文献:

- [1] GRAY R, KATZ A, DORCAL R. Advances in millimeter-wave linearization[A]. Proceedings 13th Ka Broadband Communication Conference[C]. Torino, Italy, 2007. 76-79.
- [2] QIN C, CHANG T H, LIU L T. A modified adaptive pre-distorter for power amplifier in OFDM system[A]. 2010 International Conference on Communications and Mobile Computing[C]. Shenzhen, China, 2010. 393-397.
- [3] ABDUSSALAM N B. Performance evaluation of APK modulation for nonlinear satellite communication channel[A]. 2009 Second International Conference on Computer and Electrical Engineering[C]. Dubai, 2009. 524-528.
- [4] MORGAN D R, KIM J, GIARDINA C R, et al. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(2):159-164.
- [5] KIM J KONSTANTINOU K. Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory [J]. Electron Letters, 2001, 37(23):1417-1418.
- [6] 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

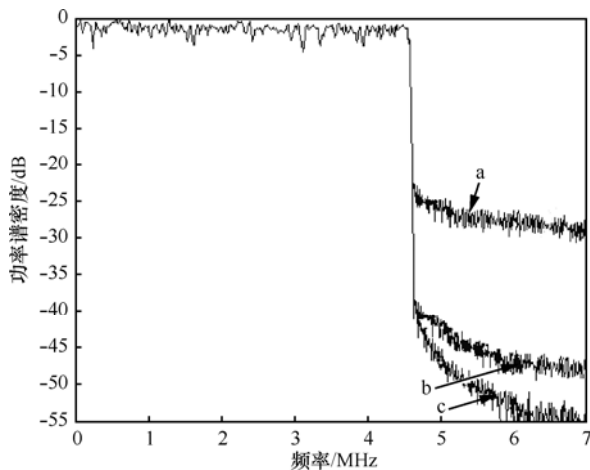


图 8 仿真结果

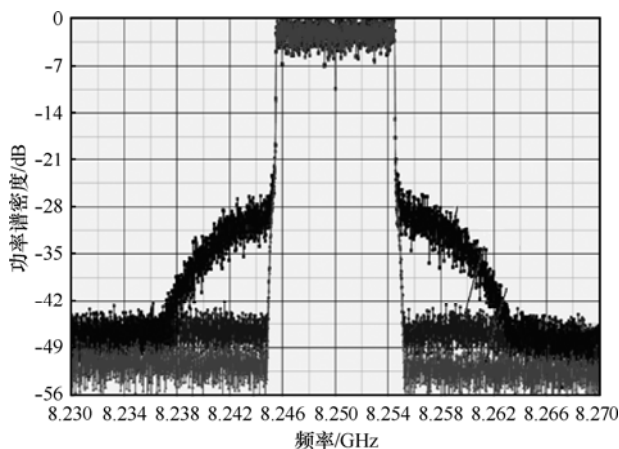


图 9 实测结果

- Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(4):1396-1404.
- [7] MORGAN D R, MA Z X, KIM J Y. A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(10):3852-3860.
- [8] KONSTANTIN N T, ERIC J M. Power amplifier digital predistortion-fixed or adaptive?[A]. Military Communications Conference[C]. San Diego, 2008. 1-7.
- [9] MARTIJN K, RAMJEE P. Pre-distorted amplifiers for OFDM in wireless indoor multimedia communications[A]. IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings[C]. Tokyo, Japan, 2000. 395-399.
- [10] QIU J X, ABE D K, LEVUSH B, *et al.* TWT performance enhancement using higher-order predistortion linearization techniques[A]. Military Communications Conference[C]. Atlantic City, NJ, 2005. 2830-2836.
- [11] JIN Z, SONG Z H, HE J M. A predistortion method for power amplifiers with memory in wireless communications[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2008, 23(1):85-89.
- [12] EUN C, POWERS E J. A new volterra predistorter based on the indirect learning architecture[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997,45(1):223-227.
- [13] PAULO S R D. Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation Second Edition[M]. Boston, America: Kluwer Academic Publishers,2002.
- [14] KHALED M G, KEVIN G. The impact of nonlinear amplification on the performance of CDMA systems[A]. Radio and Wireless Conference[C]. Atlanta, USA, 2004. 83-86.
- [15] JULIUS S B. Nonlinear System Analysis and Identification From Random Data[M]. NY:John Wiley and Sons,1990. 223.
- [16] WIDROW. Adaptive Signal Processing[M]. Michigan: Prentice-Hall, 1985. 164-167.
- [17] Advanced Design System[M]. USA: Agilent Technologies, 2002.
- [18] HU X, LUO J R. Improvement of TWT nonlinearity with a field effect

transistor predistortion circuit[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(4): 951-955.

作者简介:



胡欣 (1985-), 男, 湖北宜城人, 中国科学院电子学研究所博士生, 主要研究方向为发射机系统的线性化技术。



王刚 (1971-), 男, 江苏扬州人, 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。



王自成 (1966-), 男, 云南丽江人, 中国科学院电子学研究所研究员、硕士生导师, 主要研究方向为宽带微波功率放大器模块。



罗积润 (1957-), 男, 江西新余人, 中国科学院电子学研究所研究员、博士生导师, 主要研究方向为高功率毫米波的产生与应用。