

一种有效的基于宽带功率放大器强记忆效应特性的 PMEC 预失真方法

都天骄* 于翠屏 刘元安 高锦春 黎淑兰
(北京邮电大学电子工程学院 北京 100876)

摘要: 针对宽带功率放大器的强记忆效应特性, 论文提出了一种新的预失真方法—PMEC (Parallel MP-EMP-CIMT), 该方法基于记忆多项式(MP), 包络记忆多项式(EMP)及记忆时刻信号交叉项(CIMT)3个基函数构造预失真器。与传统混合记忆多项式(HME)方法相比, PMEC方法增加了记忆时刻信号间的交叉相乘项, 此外, 为了解决系统复杂度高的问题, 对EMP子预失真器进行了简化并截断了CIMT子预失真器的高阶非线性项。实际测试结果表明, PMEC方法比MP方法和HME方法能带来更好的线性化效果, 与MP方法相比, PMEC方法将输出信号的三阶邻信道功率比(ACPR)降低了1.07 dB/1.32 dB, 预失真系数节省了18.75%; 与HME方法相比, PMEC方法利用79.59%的预失真系数将输出信号的三阶ACPR降低了0.2 dB/0.99 dB。

关键词: 无线通信; 预失真; 记忆多项式; 功率放大器

中图分类号: TN92; TN722.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)02-0440-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00590

An Effective PMEC Predistortion Method Based on the Strong Memory Effect Characteristics of Broadband Power Amplifier

Du Tian-jiao Yu Cui-ping Liu Yuan-an Gao Jin-chun Li Shu-lan

(School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: According to the strong memory effect characteristics of the broadband RF power amplifier, this paper presents a new predistortion method, and it is termed as Parallel MP-EMP-CIMT (PMEC). The new predistorter is constructed of three parts, Memory Polynomial (MP), Envelope Memory Polynomial (EMP) and Cross Items between Memory Times (CIMT). Compared with the traditional Hybrid MP-EMP (HME) method, PMEC method increases the cross items between different memory times, in order to solve the problem of high system complexity, the EMP predistorter is simplified and the high order nonlinear terms of CIMT predistorter are cut off. The measure results show that PMEC method can acquire better linear effect than the MP method and the HME method. Compared with the MP method, PMEC method reduces the third-order ACPR of output signal by 1.07 dB/1.32 dB, and cut down 18.75% of the predistortion coefficient; Compared with the HME method, PMEC method reduces the third-order ACPR of output signal by 0.2 dB/0.99 dB, using 79.59% of the predistortion coefficients.

Key words: Wireless communication; Predistortion; Memory Polynomial (MP); Power amplifier

1 引言

随着移动通信产业的迅速发展, 现代通信系统广泛采用频谱利用率较高但对系统非线性非常敏感的高阶线性调制方式。功率放大器是射频系统中最重要非线性器件, 其线性化技术有着重要的研究价值和应用背景。预失真技术的实现结构简单、效率高、成本低且适合应用于宽带通信系统, 已成为目前功放线性化的主流技术。

建立准确的功放行为模型是预失真技术实现的关键, 也是进行系统仿真的一个重要组成部分。在现存的有记忆功放行为模型中, Volterra级数^[1]是最一般的非线性记忆模型, 但是它的系数非常多, 提取难度大, 计算复杂度高。MP(Memory Polynomial)模型^[2], Wiener模型^[3], Hammerstein模型^[4], 增强Hammerstein模型^[5], 并联Wiener模型^[6], Wiener-Hammerstein模型^[7]等均是Volterra级数的特殊模型, 它们减少了参数的数量, 降低了计算的复杂度, 其中, MP模型因其系数的提取相对容易而被广泛采用。对于弱非线性的功放, EMP(Envelope Memory Polynomial)模型的准确度可以与MP模型

2010-06-15 收到, 2011-09-23 改回

国家科技重大专项(2010ZX03007-003-04, 2009ZX03005-002-02)和国家自然科学基金(61001060, 60973111)资助课题

*通信作者: 都天骄 dutianjiao08@gmail.com

相媲美,且实现结构相对简单^[8],因而也获得了广泛的应用。随着使用带宽的扩展,功放呈现出的记忆效应越来越明显,传统的MP模型已经不能精确地描述功放的特性,文献[9]提出了由MP模型与EMP模型并联构成的HME(Hybrid MP-EMP)模型,与传统MP模型相比,HME行为模型增加了当前时刻与记忆时刻的交叉项,因而提高了模型的准确度。

本文在HME行为模型基础上,提出了一种新的模型—PMEC(Parallel MP-EMP-CIMT),该模型增加了记忆时刻信号间的交叉项—CIMT(Cross Items between Memory Times),从而更加准确地描述了宽带功放的强记忆特性,此外,为了降低系统的复杂度,对EMP子模型进行了简化,并截断了影响较小的记忆时刻信号交叉项的高阶非线性项。将PMEC方法构造的预失真器应用于实际宽带功率放大器,测试结果说明PMEC法将输出信号的三阶邻信道功率比(ACPR)性能提高了12.72 dB/11.95 dB;与MP预失真法相比,PMEC方法将输出信号三阶ACPR降低1.07 dB/1.32 dB,且减少了18.75%的系数;与HME预失真法相比,利用PMEC方法预失真时输出信号的三阶ACPR降低了0.2 dB/0.99 dB,同时节省了20.41%的系数。

2 PME C行为模型描述

带限调制系统中,偶数阶非线性效应产生的影响可以忽略^[9],MP行为模型的数学公式为^[10]

$$y_{mp}(n) = \sum_{j=0}^M \sum_{\substack{i=1 \\ i \text{ odd}}}^N a_{ji} x(n-j) |x(n-j)|^{i-1} \quad (1)$$

其中 x 和 y_{mp} 分别为MP模型的输入信号和输出信号, M , N 和 a_{ji} 分别为MP模型的记忆深度,非线性阶数和系数。

HME行为模型的数学公式为^[10]

$$y_{hme}(n) = \sum_{j=0}^{M_{mp}} \sum_{\substack{i=1 \\ i \text{ odd}}}^{N_{mp}} a_{ji} x(n-j) |x(n-j)|^{i-1} + \sum_{k=0}^{M_{emp}} \sum_{\substack{l=1 \\ l \text{ odd}}}^{N_{emp}} b_{kl} x(n) |x(n-k)|^{l-1} \quad (2)$$

其中 x 和 y_{hme} 分别为HME模型的输入信号和输出信号, M_{mp} 和 M_{emp} 分别为MP子模型和EMP子模型的记忆深度, N_{mp} 和 N_{emp} 分别为MP子模型和EMP子模型的非线性阶数, a_{ji} 和 b_{kl} 分别为MP子模型和EMP子模型的系数。

从式(2)可以看出,对于EMP子模型,当 $k=0$ 时, $b_{01}x(n)$, $b_{03}x(n)|x(n)|^2$, \dots , $b_{0N_{emp}}x(n)|x(n)|^{N_{emp}-1}$ 这 $(N_{emp}+1)/2$ 项及当 $l=1$ 时, $b_{01}x(n)$, $b_{11}x(n)$, \dots , $b_{M_{emp}1}x(n)$ 这 $(M_{emp}+1)$ 项均可以与MP子模型中的

对应项进行合并,因此可以对EMP子模型进行简化,令 k 和 l 的取值范围为 $k=1,2,\dots,M_{emp}$, $l=3,5,\dots,N_{emp}$ 且 l 为奇数,从而节省了 $((N_{emp}+1)/2+M_{emp}+1)$ 个系数。

对于宽带系统,由记忆时刻信号间的交叉项所产生的影响也是不可忽略的,其数学表达式为

$$y_{cimt}(n) = \sum_{p=1}^{M_{cimt}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq p}}^{M_{cimt}} \sum_{\substack{r=1 \\ r \text{ odd}}}^{N_{cimt}} c_{pqr} x(n-p) |x(n-q)|^{r-1} \quad (3)$$

其中 x 和 y_{cimt} 分别为CIMT模型的输入信号和输出信号, M_{cimt} 和 N_{cimt} 分别代表交叉记忆深度和交叉项的阶数, c_{pqr} 为CIMT模型的系数。

PMEC行为模型由3个子模型,即MP子模型,EMP子模型及CIMT子模型并联构成,其原理框图如图1所示。

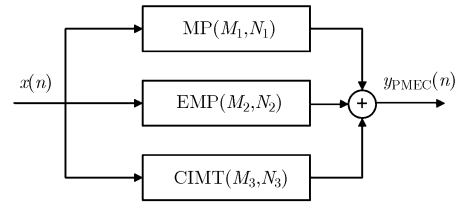


图1 PME C行为模型的原理框图

对于CIMT子模型,考虑到其选取的非线性阶数 N_3 越高,需要辨识的系数数量越多且记忆时刻信号间的高阶非线性项对系统的影响较小,因而这里只考虑影响较大的记忆时刻信号间的三阶交调量。

PMEC行为模型的数学公式为

$$y_{pme c}(n) = \sum_{j=0}^{M_1} \sum_{\substack{i=1 \\ i \text{ odd}}}^{N_1} a_{ji} x(n-j) |x(n-j)|^{i-1} + \sum_{k=1}^{M_2} \sum_{\substack{l=3 \\ l \text{ odd}}}^{N_2} b_{kl} x(n) |x(n-k)|^{l-1} + \sum_{p=1}^{M_3} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq p}}^{M_3} c_{pqr} x(n-p) |x(n-q)|^2 \quad (4)$$

其中 M_1 , M_2 和 M_3 分别为MP子模型,简化EMP子模型和CIMT子模型的记忆深度, N_1 和 N_2 分别为MP子模型和简化EMP子模型的非线性阶数, a_{ji} , b_{kl} 和 c_{pqr} 分别为3个子模型的系数。

M_1 , M_2 , M_3 , N_1 和 N_2 值的选择直接影响模型的准确度,如果对这5个参数同时进行扫描会引入大量不合理的组合,增加了计算量。本文将参数的选择分为3个过程,首先估计MP子模型的参数 M_1 和 N_1 ;然后将 M_1 和 N_1 的值代入,辨识最佳参数

M_2 和 N_2 ; 最后综合考虑模型准确度和系统复杂度来选择最优的 M_3 值。

3 PMEC 模型的辨识

PMEC 模型的辨识过程如下:

首先令

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{A} \quad (5)$$

其中 \mathbf{Y} 是 PMEC 模型的输出向量, \mathbf{X} 是由 3 个多项式基函数构造的矩阵, \mathbf{A} 是由 3 个子模型的预失真系数组成的系数向量。

\mathbf{X} 被定义为

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_{\text{mp}}, \mathbf{X}_{\text{emp}}, \mathbf{X}_{\text{cimt}}] \quad (6)$$

其中 \mathbf{X}_{mp} , \mathbf{X}_{emp} , \mathbf{X}_{cimt} 分别为利用 MP, EMP, CIMT 基函数构造的子矩阵。

利用最小均方误差(LMS)拟合^[11], 可求得

$$\mathbf{A} = (\mathbf{X}^H \cdot \mathbf{X})^{-1} \cdot \mathbf{X}^H \cdot \mathbf{Y} \quad (7)$$

4 预失真算法的仿真和测试

本文的测试信号为 15 Mcps 码片速率的 16 QAM 基带信号, 并通过提升因子为 0.22 的升余弦滤波进行整形, 采用实验室自制宽带功率放大器来验证预失真的效果, 采集功放的输入和输出信号用于功放行为模型的建立。

4.1 预失真算法的仿真

4.1.1 行为模型 利用归一化均方误差(Normalized Mean Square Error, NMSE)对所建模型的准确性进行评价^[12],

$$\text{NMSE}_{\text{dB}} = 10 \lg \left[\frac{\sum_{k=1}^K |y_{\text{meas}}(k) - y_{\text{est}}(k)|^2}{\sum_{k=1}^K |y_{\text{meas}}(k)|^2} \right] \quad (8)$$

其中 y_{meas} 和 y_{est} 分别代表归一化的实际测试结果和模型输出结果, K 为用来建模的观察向量的元素个数, 这里 $K=2000$ 。

利用采集到的功放输入输出信号建立 MP 模

型, 图 2 显示了 MP 模型在不同参数时对应的 NMSE 值。

从图 2 中可以看出, 随着记忆深度和非线性阶数的增加, 模型的准确度随之提高, 但同时系数量也显著增加, 当 $(M, N)=(9, 19)$ 时获得最佳 NMSE 指标 -33.13, 此时的系数量已增加至 100。兼顾模型的准确度和计算量两方面因素, 选择 $(M, N)=(7, 11)$ 作为 MP 模型的参数。

利用式(2)建立 HME 模型, 参考 MP 模型的扫描结果, 将 $M_{\text{mp}}=6$, $N_{\text{mp}}=7$ 代入式(2), 图 3 显示了 HME 模型在不同非线性阶数 N_{emp} 和记忆深度 M_{emp} 时对应的 NMSE 值。

图 3 中的 a, b, c 点处的 NMSE 值均为 -33.995 dB, 即当 $M_{\text{emp}}=0$ 或 $N_{\text{emp}}=1$ 时, HME 模型对应的 NMSE 值均为 -33.995 dB, MP 模型在 $(M, N)=(6, 7)$ 时的 NMSE 值也是 -33.995 dB, 由此可知当 $M_{\text{emp}}=0$ 或 $N_{\text{emp}}=1$ 时, HME 模型与 MP 模型是等效的, 即对于 HME 模型而言, 由 $M_{\text{emp}}=0$ 时引入的 $(N_{\text{emp}}+1)/2$ 项和由 $N_{\text{emp}}=1$ 时引入的 $(M_{\text{emp}}+1)$ 项是可以省略的, 与上文的推论一致。

由图 3 可知, HME 模型在 $(M_{\text{emp}}, N_{\text{emp}})=(6, 7)$ 时利用 56 个系数获得最佳的 NMSE 指标 -35.42 dB。综合考虑 NMSE 值和系数量两方面因素, 令 $(M_{\text{emp}}, N_{\text{emp}})=(6, 5)$ 。

PMEC 模型在 HME 模型的基础上增加了记忆时刻信号之间的交叉项, 为了避免系数量的增多, 将 $(M_1, N_1)=(6, 5)$ 代入式(4), PMEC 模型在不同非线性阶数 N_2 和记忆深度 M_2 时对应的 NMSE 值如图 4 所示。

从图 4 中可以看出, 随着记忆深度 M_2 的增加, 拟合的准确度明显提高, 经过比较, 将 M_2, N_2 的值分别取为 6 和 3 最为适宜。

将 M_1, M_2, N_1 和 N_2 的值代入式(4), PMEC 模型在不同记忆深度 M_3 时对应的 NMSE 值及需辨

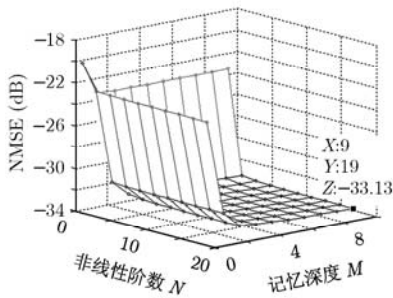


图 2 MP 模型在取不同参数时对应的 NMSE 值

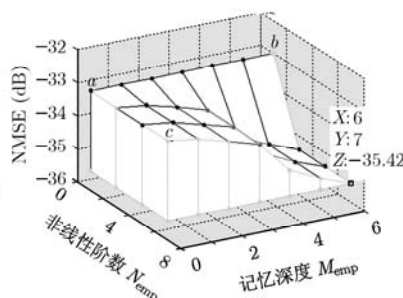


图 3 HME 模型在取不同 M_{emp} 和 N_{emp} 情况下对应的 NMSE 值(a, b, c 分别对应 $(M_{\text{emp}}, N_{\text{emp}})=(0, 1), (6, 1), (0, 7)$ 3 点)

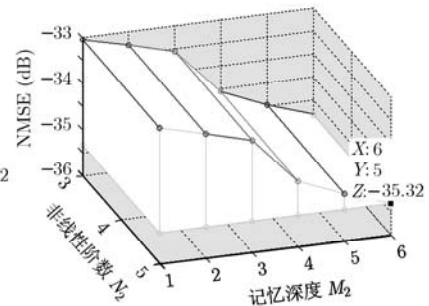


图 4 PMEC 模型在取不同 M_2 和 N_2 情况下对应的 NMSE 值

识的系数数量如图 5 所示，综合拟合准确度和系统复杂度，取 $M_3=4$ 。

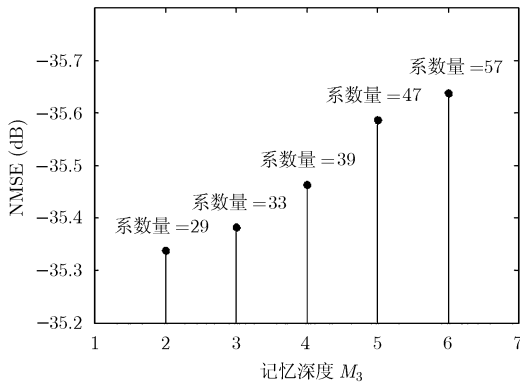


图 5 PMECC 模型在不同 M_3 情况下对应的 NMSE 值

表 1 总结了 3 种模型所选择的参数，对应的系数数量及表征准确度的 NMSE 值。

表 1 3 种模型的性能比较

模型	模型参数选择	NMSE(dB)	系数数量
MP	$(M, N)=(7, 11)$	-33.06	48
HME	$(M_{mp}, N_{mp})=(6, 7),$ $(M_{emp}, N_{emp})=(6, 5)$	-35.41	49
PMEC	$(M_1, N_1)=(6, 5),$ $(M_2, N_2)=(6, 3), M_3=4$	-35.46	39

由表 1 可知，与 MP 模型相比，PMEC 模型显著改善 NMSE 指标 2.4 dB，且减少了 18.75% 的系数；较 HME 模型，PMEC 模型的准确度提高了 0.05 dB，同时节省了 20.41% 的系数。

4.1.2 预失真效果仿真 利用准确度高的 PMEC 模型进行等效基带仿真，预失真器选择的参数与表 1 所示的模型参数相同，仿真得到的预失真效果对比图如图 6 所示。预失真后功放输出信号与输入信号间 NMSE 值及输出信号的三阶 ACPR 值见表 2。

由表 2 可知，采用 PMEC 方法进行预失真时功放输出信号与输入信号间的 NMSE 值最低，较 MP 方法和 HME 方法分别降低了 5.70 dB 和 3.58 dB；从输出信号的三阶 ACPR 指标来看，采用 PMEC 方法时的 ACPR 值较 MP 方法和 HME 方法分别降低了 5.37 dB/7.21 dB 和 0.39 dB/3.16 dB。仿真的结果说明 PMEC 方法的预失真效果最佳。

4.2 预失真算法的测试

预失真方法的验证平台如图 7 所示，对原始输

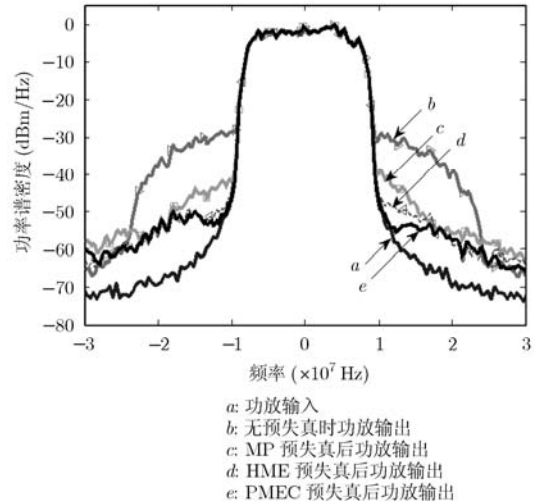


图 6 功放预失真仿真效果对比图

表 2 仿真预失真效果对比

预失真方法	NMSE(dB)	三阶 ACPR(dBc)	系数数量
无	/	-31.55/-32.69	/
MP	-28.60	-45.95/-46.51	48
HME	-30.72	-50.93/-50.56	49
PMEC	-34.30	-51.32/-53.72	39

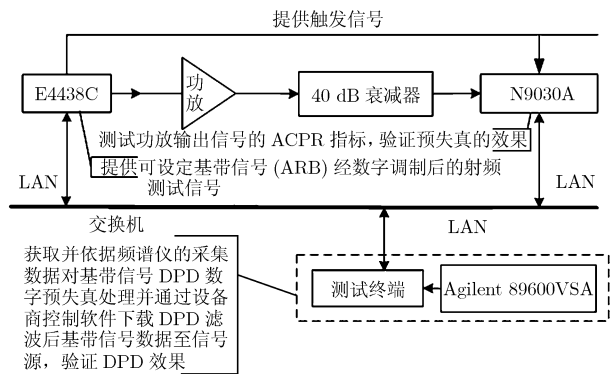


图 7 预失真系统平台

入信号分别采用 MP 方法，HME 方法和 PMEC 方法进行预失真处理，然后将预失真信号发送到 Agilent E4438C 信号发生器，经信号发生器调制到射频作为功放的输入信号，功放的输出信号通过衰减器衰减 40 dB 后发送到 Agilent N9030A 频谱仪，利用频谱仪测量输出信号的 ACPR 值，继而验证预失真的效果。

预失真前功放输出的 ACPR 及分别利用 MP 方法，HME 方法和 PMEC 方法预失真后功放输出信号的 ACPR 值见表 3。

表3 实际预失真效果对比

预失真方法	ACPR (dBc)		预失真系数数量
	三阶	五阶	
无	-33.99/-34.78	-41.81/-42.60	/
MP	-45.64/-45.41	-53.55/-53.33	48
HME	-46.51/-45.74	-54.44/-53.67	49
PMEC	-46.71/-46.73	-54.44/-54.65	39

由表3中可以看出, PMEC 预失真法的线性化效果最好, 将输出信号的三阶 ACPR 降低了 12.72 dB/11.95 dB; 与 MP 预失真法相比, PMEC 法显著改善输出信号的三阶 ACPR 指标 1.07 dB/1.32 dB, 且减少了 18.75% 的系数; 与 HME 预失真法相比, PMEC 法利用 79.59% 的预失真系数将输出信号的三阶 ACPR 降低了 0.2 dB/0.99 dB。

图8显示了输入信号, 预失真前功放输出信号及分别利用 MP 方法, HME 方法和 PMEC 方法预失真后功放输出信号的功率谱。

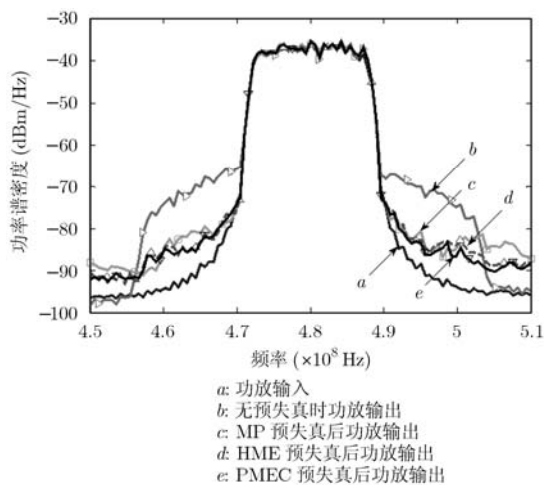


图8 功放预失真效果对比图

从图8可以看出, PMEC 预失真方法抑制带外干扰的能力优于 MP 方法和 HME 方法, 即 PMEC 预失真方法获得了最好的预失真效果。

5 结束语

本文针对宽带通信系统中射频功放呈现出的强记忆效应特性, 提出了一种新的预失真方法—PMEC, 在 HME 方法的基础上增加了记忆时刻信号间的交叉相乘项, 此外, 为了减少预失真器的系数数量, 对 EMP 子预失真器进行了简化, 同时舍弃了 CIMT 子预失真器中的高阶非线性项。

本文对 MP 模型、HME 模型和 PMEC 模型的性能进行分析比较, 与 MP 模型相比, PMEC 模型显著改善 NMSE 指标 2.4 dB, 且减少了 18.75% 的系数; 较 HME 模型, PMEC 模型的准确度提高了 0.05 dB, 同时节省了 20.41% 系数数量, 验证了 PMEC 模型的优越性。此外, 本文对 MP 方法, HME 方法和 PMEC 方法的预失真效果进行了仿真对比。仿真结果说明, 采用 PMEC 方法进行预失真时功放输出信号与输入信号间的 NMSE 值最小, 较 MP 方法和 HME 方法分别降低了 5.70 dB 和 3.58 dB; 从输出信号的三阶 ACPR 来看, PMEC 方法较 MP 方法和 HME 方法分别降低了 5.37 dB/7.21 dB 和 0.39 dB/3.16 dB。

最后, 本文对 MP 方法, HME 方法和 PMEC 方法的预失真效果进行了实际测试。测试结果说明, PMEC 方法的效果最好, 将输出信号的三阶 ACPR 性能提高了 12.72 dB/11.95 dB; 与 MP 方法相比, 预失真系数数量减少 18.75%, 同时 ACPR 性能提高了 1.07 dB/1.32 dB; 与 HME 方法相比, 预失真系数数量节省了 20.41%, 同时 ACPR 性能提高了 0.2 dB/0.99 dB。

参考文献

- [1] Zhu A, Pedro J C, and Brazil T J. Dynamic deviation reduction based Volterra behavioral modeling of RF power amplifiers [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(12): 4323-4332.
- [2] Zhang Jing, He Song-bai, and Gan Lu. Design of a memory polynomial predistorter for wideband envelope tracking amplifiers [J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2011, 22(2): 193-199.
- [3] Dallinger R and Rupp M. Stability analysis of an adaptive wiener structure [C]. 2010 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Dallas, TX, March 14-19, 2010: 3718-3721.
- [4] Liu Tai-jun, Ye Yan, Boumaiza S, et al. Hammerstein-like predistortion techniques for wideband wireless power amplifier linearization [C]. IEEE 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies For Wireless Communications, Hangzhou, China, Aug. 16-17, 2007: 415-418.
- [5] Lee Mun-woo, Lee Yong-sub, Kam Sang-ho, et al. Split augmented hammerstein behavioral model with additional distortion path [C]. 2010 IEEE Radio and Wireless Symposium, RWW 2010, New Orleans, LA, United States, Jan. 10-14, 2010: 176-179.
- [6] Silveira D, Gadringer M, Arthaber H, et al. RF power amplifier characteristics determination using parallel cascade

- Wiener models and pseudo-inverse technique [C]. Microwave Conference Proceedings, 2005, APMC 2005, Asia-Pacific Conference Proceedings, Suzhou, China, Dec. 4-7, 2005, 1: 4-7.
- [7] Ding Yuan-ming and Sano A. Time domain adaptive predistortion for nonlinear amplifiers [C]. Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Montreal, Canada, May 17-21, 2004: 865-868.
- [8] Hammi O, Ghannouchi F M, and Vassilakis B. A compact envelope-memory polynomial for RF transmitters modeling with application to baseband and RF-digital predistortion [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2008, 18(5): 359-361.
- [9] 南敬昌, 刘元安, 李新春, 等. 记忆效应非线性功放扩展 Volterra 模型分析与构建[J]. *电子与信息学报*, 2008, 30(8): 2021-2024.
- Nan Jing-chang, Liu Yuan-an, Li Xin-chun, *et al.*. Analysis and modeling on expanding volterra-series behavior model for nonlinear power amplifier with memory effects [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(8): 2021-2024.
- [10] Hammi O, Younes M, and Ghannouchi F M. Metrics and methods for benchmarking of RF transmitter behavioral models with application to the development of a hybrid memory polynomial Model [J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2010, 56(3): 350-357.
- [11] Younes M and Hammi O. An accurate complexity-reduced "PLUME" model for behavioral modeling and digital predistortion of RF power amplifiers [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(4): 1397-1405.
- [12] Yu Cui-ping, Liu Yuan-an, and Li Shu-lan. Step memory polynomial predistorter for power amplifiers with memory [J]. *Journal of Southeast University (English Edition)*, 2009, 25(3): 303-308.
- 都天骄：女，1988年生，硕士，研究方向为功率放大器的线性化技术。
- 于翠屏：女，1983年生，讲师，研究方向为功率放大器的线性化技术。
- 刘元安：男，1963年生，教授，博士生导师，研究方向为无线通信和电磁兼容等。