

文章编号: 1001-2486 (2001) 03-0044-08

用复卷积对自适应预失真器的分析*

邬书跃, 田新广, 张尔扬

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘要: 随着移动通信中线性调制方式的出现, 功率放大器的线性化已成为一个重要的研究课题。通常采用预失真线性化技术来提高功率放大器的线性度、减小带外发射。用复频谱卷积方法对移动发射机中功率放大器进行线性化的自适应预失真器进行了研究, 理论分析和仿真结果表明, 可用一种不需要任何附加本机振荡器或相位参考的复卷积方法测量带外功率并利用该量对预失真器系数进行最佳调整, 从而使带外功率达到最小。

关键词: 功率放大器; 线性化; 自适应; 预失真

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A

Analysis of an Adaptive Predistorter Utilizing a Complex Convolution

WU Shu-yue, TIAN Xin-guang, ZHANG Er-yang

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Linearization of power amplifiers has become an important issue, with the advent of linear modulation methods in mobile communication. The predistortion is the most commonly used technique for linearizing an amplifier in order to improve the linearity degree of amplifiers and reduce the out-of-band emission of the transmitter. An adaptive predistorter for linearizing a power amplifier in a mobile transmitter is studied utilizing a complex spectral convolution. Analytical and simulation results show that a complex convolution method which requires no additional local oscillator or phase reference can be used to measure the out-of-band power and utilized the scalar quantity to update the predistorter's coefficients, in order to minimize the out-of-band power.

Key words: power amplifiers; linearization; predistortion; adaptation

在移动通信系统中, 相对于带内载波功率级, 要求移动发射机带外发射(邻信道干扰)在-45 dB到-60 dB之间。如果我们利用恒包络调制技术, 或者如果信道间隔足够宽, 这一要求或许不难满足。但是对于信道间隔宽度为25 kHz移动通信, 当发射机中的功率放大器工作在较高的输入功率级时, 上述邻信道干扰的要求一般则难以满足。虽然对有限可用频谱的需求一直在促进频谱效率高的线性调制方法(如16QAM和QPSK)的发展, 但是由于16QAM和QPSK已调信号包络变化, 所以在非线性放大器中这些调制方法将产生互调分量(IMD), 从而对邻信道产生干扰。

减小邻信道干扰的解决方法就是对移动发射机中的功率放大器进行线性化。目前用来减小功率放大器带外发射的线性化技术大致可以归结为有源偏置、前馈型、LINC(具有非线性元件的线性放大)电路、负反馈类型和预失真技术等五种。其中预失真线性化技术则是用来对放大器进行线性化的最常用的技术^[2,3], 该技术由插入在输入信号和放大器之间的一个非线性过程组成, 该非线性过程产生的互调分量与功率放大器产生的互调分量反相或相位共轭, 因而可以减小甚至抵消由于功率放大器的非线性所带来的对邻信道的干扰。

本文介绍了一种将输入信号和功率放大器的输出信号进行复混频测量带外功率、并利用该测量结果去确定预失真器系数的最佳值从而使带外功率达到最小的简化方法。对于该方法的可行性, 本文从理论上进行了论证并给出了初步仿真结果。

* 收稿日期: 2001-01-11
基金项目: 国家部委项目基金资助
作者简介: 邬书跃(1963-), 男, 博士生, 副教授。

1 预失真系统

图 1 给出了自适应预失真线性化系统框图（图中所有信号均以其基带信号或基带信号复包络表示）。根据功率放大器的输出 $V_d(t)$ 线性化电路产生一个理想调制 $V_m(t)$ 的预失真量 $V_d(t)$ 。预失真器模块由一个复正交调制器组成。用非线性多项式（为输入信号包络的函数）对同相和正交支路进行调整。反馈支路将实带通功率放大器的输出的一部分送往正交解调器（QDM）的射频（RF）端口，其中 QDM 的 LO 端为预失真器的输入信号。然后，对复基带信号进行带通滤波可获得由功率放大器所产生的带外功率，对该带外功率进行均衡和检测便得到可用于对预失真器系数进行调整的大小幅值。

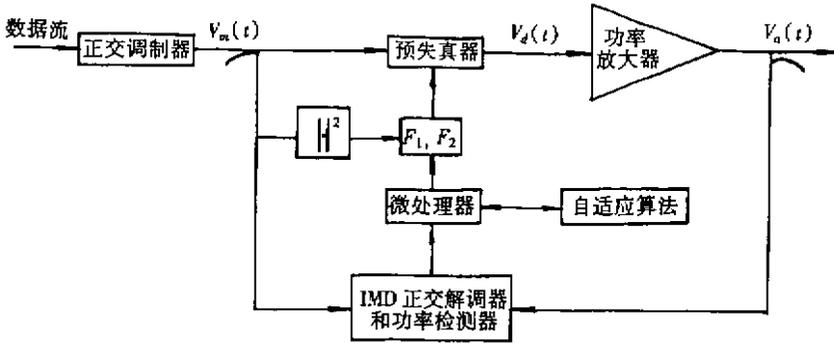


图 1 预失真线性化电路框图

Fig.1 System block diagram

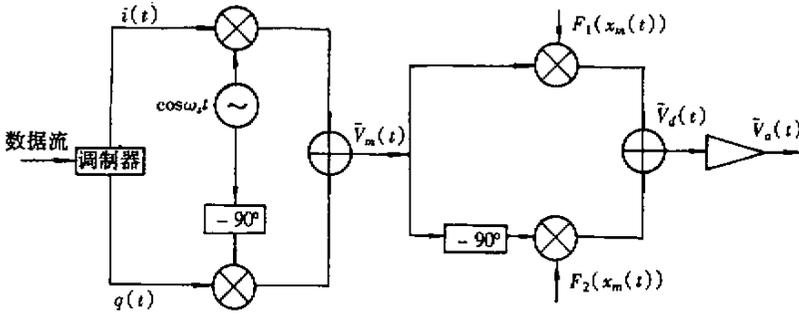


图 2 自适应预失真器详图

Fig.2 Detailed diagram of adaptive predistorter

自适应预失真技术利用调制输入信号 $V_m(t)$ 的包络产生两个二阶非线性函数，后者插入与功率放大器的非线性相反的幅度与相位。两个非线性函数被添加到由一个复相量调制器组成的预失真器模块电路，复相量调制器控制输入参考信号的幅度和相位，两个非线性函数的系数则由一个微处理器控制。

因为预失真器的基本功能就是产生与功率放大器特性相反的互调制分量，因此可以近似地把预失真函数描述为功率放大器特性的函数，而把功率放大器的特性模拟成一个无记忆的非线性元件^[2]。于是，预失真器的输入—输出关系可由下面的方程描述：

$$V_d(t) = V_m(t) \cdot F(|V_m(t)|^2) \tag{1}$$

式中 $V_m(t)$ 为输入信号的复包络， F 为预失真函数或预失真器增益。

预失真函数可用一个复多项式来描述：

$$F(x_m(t)) = \alpha_1 + \alpha_3 x_m(t) + \alpha_5 x_m^2(t) \tag{2}$$

其中 $x_m(t) = |V_m(t)|^2$ 为输入信号 V_m 的公共包络, $\alpha_i (i = 1, 3, 5)$ 均为复数。由图 2 定义:

$$F_1(x_m(t)) = \text{Re}\{F(x_m(t))\} \quad F_2(x_m(t)) = \text{Im}\{F(x_m(t))\} \quad (3)$$

在上述方程中, 系数 α_i 是可以根据功率放大器非线性而加以调整的复常数, F_1 和 F_2 分别为复预失真函数的同相和正交分量的实函数。图 2 给出了自适应预失真器的详图。

2 理论分析

2.1 带通非线性系统模型

用图 3 (a) 所示正交结构模型来描述对窄带带通输入信号其幅度和相位都表现出失真的放大器^[2], 正交结构由两个幅度相关和无记忆的非线性组成。

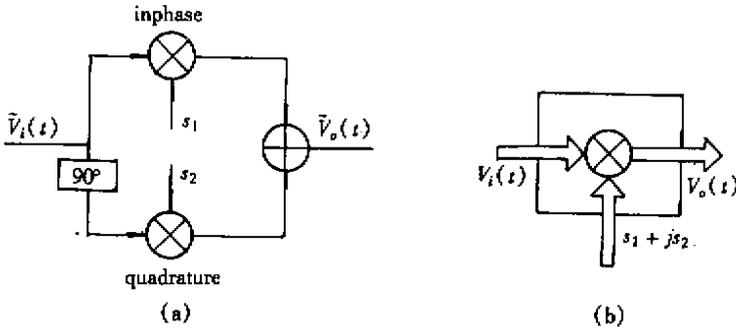


图 3 正交结构的两种等效形式 (a) 实带通形式 (b) 复包络形式

Fig.3 Two equivalent forms of the quadrature structure

(a) Real bandpass form. (b) Complex envelope form.

下面用功率级数表示正交结构中每一项非线性^[1]。令 $\tilde{V}_i(t)$ 是中心频率为 ω_0 的实带通信号, 则 $\tilde{V}_i(t)$ 可写成:

$$\tilde{V}_i(t) = \text{Re}\{V_i(t) \cdot e^{j\omega_0 t}\} \quad (4)$$

其中 $V_i(t) = i(t) + jq(t)$ 为其复包络。

用功率级数 S_1 和 S_2 表示的具有同相和正交非线性正交结构的实带通形式(输入和输出为实带通信号)由图 3 (a) 给出。可以很容易地证明, 实带通形式的正交结构与图 3 (b) 所描述的复包络形式的正交结构是等价的。

2.2 系统模拟

参考图 1, 中频(IF)输入的复包络为:

$$V_m(t) = i(t) + jq(t) \quad (5)$$

其中 $i(t)$ 为同相分量, 而 $q(t)$ 为正交分量。当向上变频到 ω_0 时, 实窄带带通输入信号变成:

$$\tilde{V}_m(t) = \text{Re}\{V_m(t) \cdot e^{j\omega_0 t}\} \quad (6)$$

用图 4 所示的具有输入信号同相 (F_1) 和正交 (F_2) 两个彼此独立的非线性组成的正交结构实现预失真器的预失真函数, 并且可以表示成:

$$F(x_m(t)) = F_1(x_m(t)) + jF_2(x_m(t)) = \alpha_1 + \alpha_3 x_m(t) + \alpha_5 x_m^2(t) + \dots \quad (7)$$

其中 $x_m(t) = |V_m(t)|^2$ 而 $\alpha_i (i = 1, 3, 5)$ 为预失真器的复系数。预失真器的输出可写成:

$$\tilde{V}_d(t) = \text{Re}\{V_d(t) \cdot e^{j\omega_0 t}\} \quad (8)$$

其中, 预失真器输出 $\tilde{V}_d(t)$ 的复包络 $V_d(t) = V_m(t) \cdot F(x_m(t))$ 。

为了分析方便起见, 可通过另一个具有两个幅度相关的非线性正交结构来对功率放大器进行模拟, 该方法与我们所做的对预失真器进行模拟的方法完全相同。由图 4 放大器的非线性可表示为:

$$\alpha(x_d(t)) = G_1(x_d(t)) + jG_2(x_d(t)) = \beta_1 + \beta_3 x_d(t) + \beta_5 x_d^2(t) + \dots \quad (9)$$

其中 $\alpha(x_d(t))$ 为放大器复增益、 $x_d(t) = |V_d(t)|^2$ ，而 $\beta_i (i = 1, 3, 5)$ 为放大器的复系数。这样放大器的输出变成：

$$\tilde{V}_d(t) = \text{Re}\{V_d(t) \cdot e^{j\omega_0 t}\} \quad (10)$$

利用方程 (10)，放大器输出复包络为：

$$V_d(t) = V_m(t) \cdot F(x_m(t)) \cdot \alpha(x_d(t)) \quad (11)$$

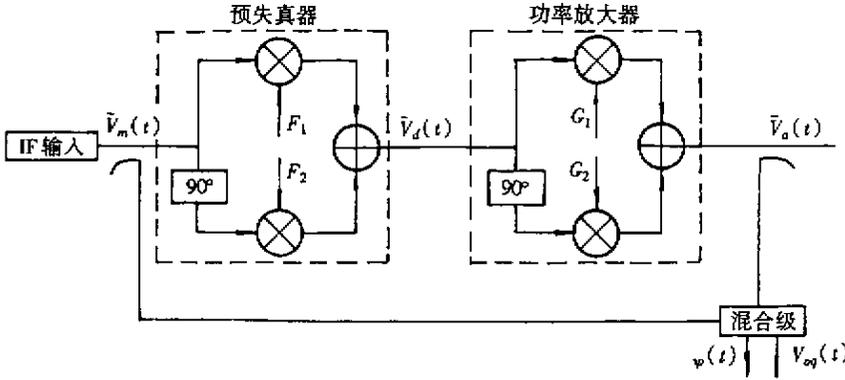


图4 系统模型 (实带通形式)

Fig.4 System model (real bandpass form)

为了进一步简化，将预失真器和放大器级联而形成一个如图 5 所示的混合系统，该混合系统的混合复增益由下式给出：

$$\begin{aligned} K_m(x_m(t)) &= K_1(x_m(t)) + jK_2(x_m(t)) = F(x_m(t)) \cdot \alpha(x_d(t)) \\ &= F(x_m(t)) \cdot \alpha(x_m(t) \cdot |F(x_m(t))|^2) = \eta_1 + \eta_3 x_m(t) + \eta_5 x_m^2(t) + \dots \end{aligned} \quad (12)$$

其中

$$\eta_1 = \alpha_1 \beta_1 \quad (13)$$

$$\eta_3 = \alpha_3 \beta_1 + \alpha_1 \beta_3 \cdot |\alpha_1|^2 \quad (14)$$

$$\eta_5 = \alpha_5 \beta_1 + \alpha_3 \beta_3 \cdot |\alpha_1|^2 + 2\alpha_1 \beta_3 \cdot \Re\{\alpha_1 \alpha_3^*\} + \alpha_1 \beta_5 \cdot |\alpha_1|^4 \quad (15)$$

为混合复系数 (\Re 表示实部)。这样，放大器输出的复包络可写成：

$$V_d(t) = V_m(t) \cdot K_m(x_m(t)) \quad (16)$$

2.3 放大器输出功率谱密度和混频级

假设输入 $\tilde{V}_m(t)$ 是一个均值为零的窄带带通广义平稳 (WSS) 随机过程的样本函数，则由方程 (4) 和 (5) 可知 $\tilde{V}_m(t)$ 还可以写成下面的形式：

$$\tilde{V}_m(t) = i(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - q(t) \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (17)$$

因为 $\tilde{V}_m(t)$ 的均值为零，所以 $i(t)$ 和 $q(t)$ 的均值也必然为零。实过程 $i(t)$ 的自相关函数 $R_{ii}(\tau)$ 以及 $i(t)$ 和 $q(t)$ 的互相关函数 $R_{iq}(\tau)$ 分别为：

$$R_{ii}(\tau) = E\{i(t) \cdot i(t - \tau)\} \quad R_{iq}(\tau) = E\{i(t) \cdot q(t - \tau)\} \quad (18)$$

$\tilde{V}_m(t)$ 的稳定性意味着 $i(t)$ 和 $q(t)$ 自相关和互相关函数满足下面的性质：

$$R_{ii}(\tau) = R_{qq}(\tau) \quad R_{iq}(\tau) = -R_{qi}(\tau) \quad (19)$$

根据互相关函数的定义及方程 (19)，有：

$$R_{qi}(\tau) = R_{iq}(-\tau) \quad R_{iq}(\tau) = -R_{iq}(-\tau) \quad (20)$$

应用方程(18)(19)和(20),可推导出 $\tilde{V}_m(t)$ 的自相关函数 $\tilde{R}_m(\tau)$ 为:

$$\tilde{R}_m(\tau) = R_{ii}(\tau) \cos(\omega_0 \tau) - R_{iq}(\tau) \sin(\omega_0 \tau) \quad (21)$$

输入复包络 $V_m(t)$ 的自相关函数定义为:

$$R_m(\tau) \triangleq \frac{1}{2} E[V_m(t) V_m^*(t - \tau)] \quad (22)$$

将方程(5)直接代入方程(22)并利用方程(19)及均值的线性性得:

$$R_m(\tau) = R_{ii}(\tau) - j R_{iq}(\tau) \quad (23)$$

根据正交分量的自相关和互相关,方程(23)表示输入复包络的自相关函数。由方程(21)和(23)可知 $\tilde{V}_m(t)$ 的自相关函数 $\tilde{R}_m(\tau)$ 与其复包络 $V_m(t)$ 的自相关函数 $R_m(\tau)$ 之间的关系如下:

$$\tilde{R}_m(\tau) = \operatorname{Re}\{R_m(\tau) \cdot e^{j\omega_0 \tau}\} \quad (24)$$

如果我们进一步假设输入过程除了是均值为零的广义平稳(WSS)随机过程外还是高斯型的,那么放大器输出复包络 $V_a(t)$ 的自相关函数为:

$$R_a(\tau) = \frac{1}{2} E[V_a(t) V_a^*(t - \tau)] \quad (25)$$

由方程(13)到(17)可知,放大器的复包络为:

$$V_a(t) = V_m(t) \cdot [\eta_1 + \eta_3 |V_m(t)|^2 + \eta_5 |V_m(t)|^4 + \dots] \quad (26)$$

或,

$$V_a^*(t - \tau) = V_m^*(t - \tau) \cdot [\eta_1^* + \eta_3^* |V_m(t - \tau)|^2 + \eta_5^* |V_m(t - \tau)|^4 + \dots] \quad (27)$$

令 $V_m(t) = V_1 = i_1 + jq_1$, $V_m(t - \tau) = V_2 = i_2 + jq_2$, 其中 $i_1 = i(t)$, $i_2 = i(t - \tau)$, 则放大器输出复包络的自相关函数为:

$$\begin{aligned} 2R_a(\tau) = & \eta_1 \eta_1^* E\{V_1 V_2^*\} + \eta_1 \eta_3^* E\{V_1 V_2^* |V_2^*|^2\} \\ & + \eta_1 \eta_5^* E\{V_1 V_2^* |V_2^*|^4\} + \eta_1^* \eta_3 E\{V_1^* V_2 V_2^*\} + \eta_3 \eta_3^* E\{V_1^* V_1 V_2 V_2^*\} \\ & + \eta_3 \eta_5^* E\{V_1^* V_1 V_2 V_2^* |V_2^*|^2\} + \eta_1^* \eta_5 E\{V_1^* V_1 V_2^* |V_2^*|^4\} \\ & + \eta_3^* \eta_5 E\{V_1^* V_1 V_2 V_2^* |V_2^*|^4\} + \eta_5 \eta_5^* E\{V_1^* V_1 V_2 V_2^* |V_2^*|^6\} \end{aligned} \quad (28)$$

$$E\{x_1 x_2 \dots x_L\} = \begin{cases} 0, & L \text{ 为奇数} \\ \sum_{\text{所有不同的脚标对}} [\lambda_{i_1} \lambda_{i_2} \dots \lambda_{i_L}], & L \text{ 为偶数} (\lambda_{i_k} = E\{x_{i_k} x_{i_k}^*\}) \end{cases} \quad (29)$$

将方程(28)中每一项用均值为零的联合高斯随机变量 i_i 和 q_i ($i = 1, 2$) 进一步展开,并应用方程(29)可知,放大器输出复包络 $V_a(t)$ 的自相关函数为^[5]:

$$\begin{aligned} R_a(\tau) = & [|\eta_1|^2 + 8\mathcal{R}\{\eta_1 \eta_3^*\} R_m(0) + 48\mathcal{R}\{\eta_1 \eta_3^*\} R_m^2(0) + 16|\eta_3|^2 R_m^2(0) \\ & + 192\mathcal{R}\{\eta_3 \eta_5^*\} R_m^3(0) + 576|\eta_5|^2 R_m^4(0)] \cdot R_m(\tau) \\ & + [8|\eta_3|^2 + 192\mathcal{R}\{\eta_3 \eta_5^*\} R_m(0) + 1152|\eta_5|^2 R_m^2(0)] \cdot R_m^*(\tau) R_m^2(\tau) \\ & + [192|\eta_5|^2] \cdot R_m^{*2}(\tau) R_m^3(\tau) \end{aligned} \quad (30)$$

利用傅里叶变换对 $R_m(\tau) \leftrightarrow S_m(f)$ 和 $R_m^*(\tau) \leftrightarrow S_m^*(-f)$, 其中 $R_m(\tau)$ 和 $S_m(f)$ 分别为复包络 $V_m(t)$ 的自相关函数和功率谱密度函数, $R_a(\tau)$ 的傅里叶变换给出方程(31)所示的放大器输出复包络 $V_a(t)$ 的频谱特性:

$$\begin{aligned} S_a(f) = & [|\eta_1|^2 + 8\mathcal{R}\{\eta_1 \eta_3^*\} R_m(0) + 48\mathcal{R}\{\eta_1 \eta_3^*\} R_m^2(0) + 16|\eta_3|^2 R_m^2(0) \\ & + 192\mathcal{R}\{\eta_3 \eta_5^*\} R_m^3(0) + 576|\eta_5|^2 R_m^4(0)] S_m(f) \\ & + [8|\eta_3|^2 + 192\mathcal{R}\{\eta_3 \eta_5^*\} R_m(0) + 1152|\eta_5|^2 R_m^2(0)] S_m^*(-f) * S_m(f) * S_m(f) \\ & + [192|\eta_5|^2] S_m^*(-f) * S_m^*(-f) * S_m(f) * (S_m(f) * S_m(f)) \end{aligned} \quad (31)$$

$$P_1 = |\eta_1 + 4\eta_3 R_m(0) + 24\eta_5 R_m^2(0)|^2, P_3 = 8|\eta_3 + 12\eta_5 R_m(0)|^2, P_5 = 192|\eta_5|^2 \quad (32)$$

$$S_{m3}(f) = S_m^*(-f) * S_m(f) * S_m(f) \quad (33)$$

$$S_{m5}(f) = S_m^*(-f) * S_m^*(-f) * S_m(f) * S_m(f) * S_m(f) \quad (34)$$

则方程 (31) 可写成：

$$S_d(f) = P_1 S_m(f) + P_3 S_{m3}(f) + P_5 S_{m5}(f) \quad (35)$$

上式中 $P_1 S_m(f)$ 为理想信号频谱，而 $P_3 S_{m3}(f)$ 和 $P_5 S_{m5}(f)$ 则分别为 3 阶和 5 阶互调分量的频谱。从方程 (13) ~ (15) 以及方程 (32) ~ (34) 可知，这些互调分量为 3 阶和 5 阶预失真系数 (α_3 和 α_5) 的二次函数。就带外功率而言，这些系数的二次性可用来简化自适应算法，也保证了自适应过程的稳定度。

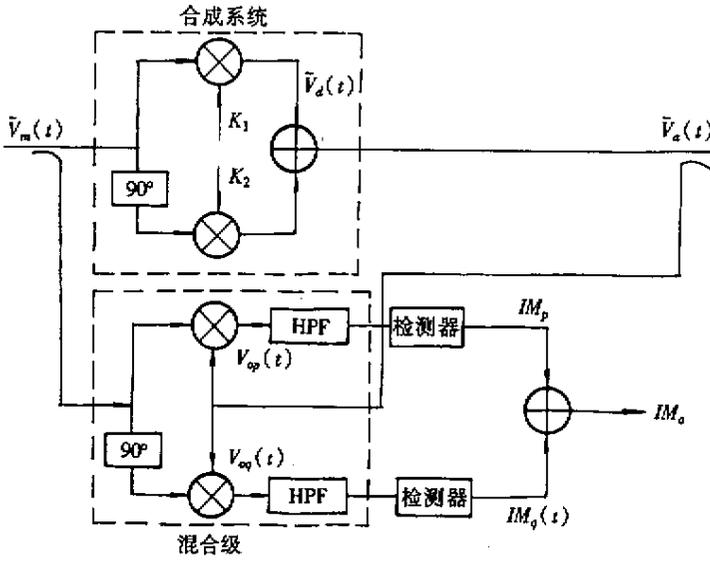


图 5 具有混合 (PD/PA) 非线性的系统模型

Fig.5 System model with composite (PD/PA) nonlinearities

图 5 给出了具有混合非线性（预失真器和放大器）和混频级的系统模型。在混频级输出 $V_{op}(t)$ 和 $V_{oq}(t)$ 通过高通滤波器 (HPF) 后，混合信号代表带外互调分量。功率检测器对互调分量的平均功率 IM_p 和 IM_q 进行测量，将 IM_p 和 IM_q 相加便得到 IM_o 。然后将 IM_o 输送至微处理器，为了使互调功率达到最小，微处理器将对预失真器的系数进行调整。

输出 $V_{op}(t)$ 和 $V_{oq}(t)$ 的自相关函数可从均值为零的广义平稳 (WSS) 高斯随机输入过程得到。由图 5 可知：

$$V_{op}(t) = K_1(i^2(t) + q^2(t)) \text{ 和 } V_{oq}(t) = K_2(i^2(t) + q^2(t)) \quad (36)$$

用 $\eta_i = p_i + q_i$ 将序列 K_1 和 K_2 展开并利用方程 (5) 和 (13) 得到：

$$V_{op}(t) = |V_m(t)| [P_1 |P_3 |V_m(t)|^2 + P_5 |V_m(t)|^5 + \dots] \quad (37)$$

$$V_{oq}(t) = |V_m(t)| [q_1 + q_3 |V_m(t)|^2 + q_5 |V_m(t)|^4 + \dots] \quad (38)$$

仿照用于放大器输出的同样步骤，发现 $V_{op}(t)$ 的自相关函数由方程 (39) 给出， $V_{op}(t)$ 的功率谱密度 $S_{op}(f)$ 为其自相关函数的傅里叶变换（见方程 (40)）。

$$\begin{aligned} R_{op}(\tau) = & [4p_1^2 R_m^2(0) + 32p_1 p_3 R_m^3(0) + 64p_3^2 R_m^4(0) + 192p_1 p_5 R_m^4(0) \\ & + 768p_3 p_5 R_m^5(0) + 2304p_5^2 R_m^6(0)] + [4p_1^2 + 64p_1 p_3 R_m(0) \\ & + 256p_3^2 R_m^2(0) + 576p_1 p_5 R_m^2(0) + 4608p_3 p_5 R_m^3(0) \\ & + 20736p_5^2 R_m^4(0)] |R_m(\tau)|^2 + [64p_3^2 + 2304p_3 p_5 R_m(0) + 20736p_5^2 R_m^2(0)] R_m(\tau) |^4 \\ & + [2304p_5^2] R_m(\tau) |^6 \end{aligned} \quad (39)$$

因高通滤波 (截止频率设置在 $S_m(f) * S_m^*(-f)$ 的上限频率处),合成信号为 p_3^2 和 p_5^2 的函数。另一输出项 $V_{oq}(t)$ 的功率谱密度和上面的 $V_{op}(t)$ 的功率谱密度完全一样,除了用 q_i 代替 p_i 外。混频级的输出为 $V_{op}(t)$ 和 $V_{oq}(t)$ 之和。正如方程 (31) 中放大器输出功率谱密度 $S_a(f)$ 一样,上面的方程表明,互调功率 IM_o (在混频级的输出端测量得到) 和预失真器系数有一个平方关系。

$$\begin{aligned}
 S_{op}(f) = & [4p_1^2 R_m^2(0) + 32p_1 p_3 R_m^3(0) + 64p_3^2 R_m^4(0) + 192p_1 p_5 R_m^4(0) \\
 & + 768p_3 p_5 R_m^5(0) + 2304p_5^2 R_m^6(0)] \delta(f) + [4p_1^2 + 64p_1 p_3 R_m(0) \\
 & + 256p_3^2 R_m^2(0) + 576p_1 p_5 R_m^2(0) + 4608p_3 p_5 R_m^3(0) \\
 & + 20736p_5^2 R_m^4(0)] S_m(f) * S_m^*(-f) + [64p_3^2 + 2304p_3 p_5 R_m(0) \\
 & + 20736p_5^2 R_m^2(0)] S_m(f) * S_m(f) * S_m^*(-f) * S_m^*(-f) \\
 & + [2304p_5^2] S_m(f) * S_m(f) * S_m(-f) * S_m^*(-f) * S_m^*(-f) * S_m^*(-f) \quad (40)
 \end{aligned}$$

3 仿真结果

3.1 自适应算法

功率放大器的特性漂移是因为装置老化、温度变化、电源电压波动以及信道切换所致。当严格的频谱发射约束使预失真成为必要时,我们必须将预失真器设计成具有自适应性。收敛速率、稳定性以及计算量可作为选择自适应算法的依据。

本文采用 Hooke-Jeeves 方法 (模式搜索算法) 来自适应地调整预失真器的 4 个 α 系数 (即 α_3 和 α_5 的实部和虚部),该算法可以使 α 系数收敛到最佳值,从而确保获得并保持最小带外功率值。缺陷是收敛速率不如梯度算法。

Hooke-Jeeves 方法由一些探测步长及围绕一个基本点的模式移动所组成。给定一个初始出发点后,为了获得函数最小值的局部行为的信息,我们进行一次一个坐标的探测。Hooke 和 Jeeves 建议,将探测步长放在沿近似梯度方向的模式移动之前。

考虑函数 $F(x)$,其中 $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$,给定一个起始点 x^k ,在 x^k 的所有坐标方向上进行探测直到找到一个合适点 $x^{k+1} = x^k \pm \lambda$ 使得 $F(x^{k+1}) < F(x^k)$,现在我们沿近似梯度方向 $s^k = x^{k+1} - x^k$ 进行模式移动。考虑方向 s^k 模式点 x^{k+2} 由下式给出

$$x^{k+2} = x^{k+1} + s^k \quad (41)$$

通过交替探测步长和模式移动继续上述过程直到找到函数的最小值。

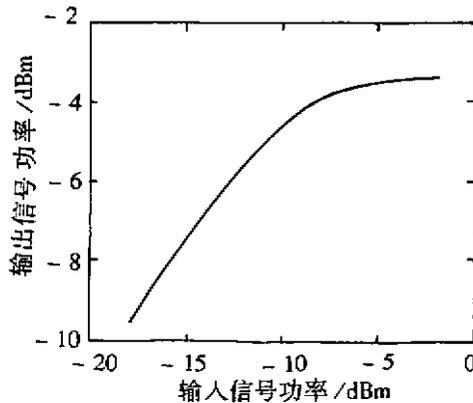


图 6 一种 AB 类 60MHz 功率放大器 AM-AM 特性

Fig.6 AM-AM characteristics of a class AB 60 MHz amplifier

3.2 仿真结果

为了说明本文所提出的复卷积方法的可行性,我们利用 Matlab 平台模拟了一个双音信号通过预失

真线性化系统的情形。仿真过程中使用的功率放大器为输出功率 5 W、频率范围 0 ~ 800 MHz 的一种 AB 类功率放大器，该放大器在 60 MHz 频点的 AM—AM 特性如图 6 所示。信号通过该放大器后输出信号的频谱如图 7(a) 所示，可见互调失真严重的。图 7(b) 则给出了系统引入预失真后输出信号互调失真的情况。

仿真结果说明，三阶互调最大可被抑制到约 -62 dB 以下，完全可以满足移动发射机带外发射（邻信道干扰）的要求。

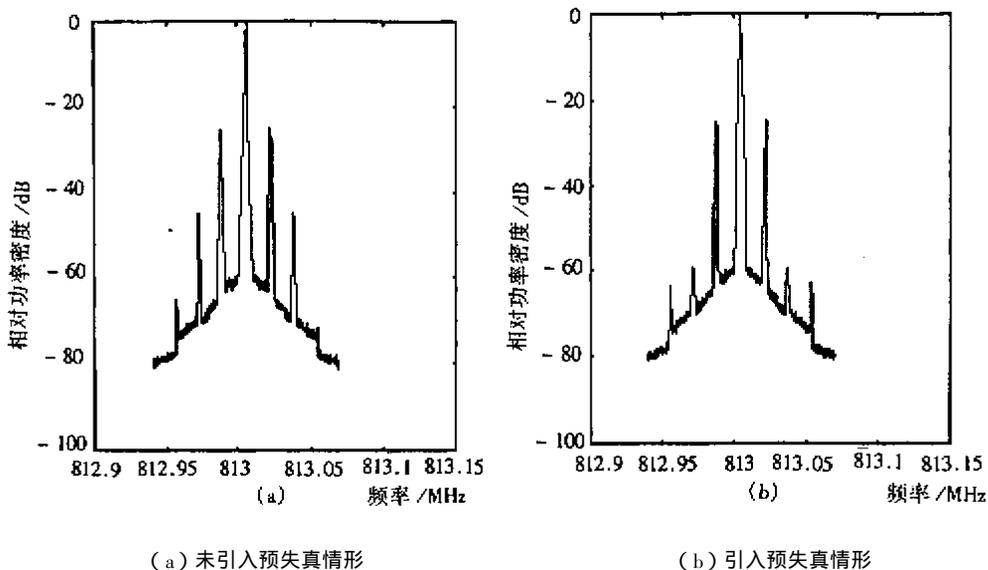


图 7 功放输出相对功率谱

Fig.7 Amplifier's output relative spectrum
(a) without predistortion ; (b) with predistortion.

5 结论

本文从理论上对一种简化的自适应预失真器进行了论证。用预失真器的射频输入信号作为参考，后跟高通滤波、均衡及功率检测，功放的射频输出信号的复解调过程将产生带外功率的一次测量结果，然后用该量对预失真器系数进行最佳调整。业已证明：用来测量带外功率的复卷积方法不需要任何附加本机振荡器或相位参考，不失为一种简单可行、易于操作的方法。仿真结果表明：用复卷积方法可以将功放输出的三阶互调抑制到约 -62dB。

参考文献

[1] Green Jr D R. Characterization and compensation of nonlinearities in microwave transmitters [J]. IEEE Trans. , 1982 , 213 - 217 .
 [2] Namiki J. An automatically controlled predistorter for multilevel quadrature amplitude modulation [J]. IEEE Trans. Commun , vol. COM - 31 , May. 1983 , 707 - 712 .
 [3] Nojima T , Konno T. Cuber predistortion linearizer for relay equipment in the 800 MHz band land mobile telephone system [J]. IEEE Trans. On Veh. Technol , vol. VT - 34 , Nov. 1985 , 169 - 177 .
 [4] Kaye A R , George D A , Eric M J. Analysis and compensation of bandpass nonlinearities [J]. IEEE Trans. Commun , vol. COM - 20 , Oct. 1972 , 965 - 972 .
 [5] Wozencraft J M Jacobs I M. Principles of Communication Engineering [M]. New York : McGraw - Hill , 1966 , 205 - 208
 [6] 梁泰基. 统计无线电理论 [M]. 长沙：国防科技大学出版社，1988.

