

基于查找表的 功放数字预失真方法

傅佳晨 石江宏

(厦门大学 通信工程系 厦门 361005)

摘要 对功率放大器的失真原理进行了数学分析,描述了三阶,五阶互调的产生机理。介绍了基于查找表的数字预失真的两种算法,并对算法进行了仿真,分析了算法的有效性。

关键词 AM-AM AM-PM 功放模型 查找表 数字预失真

1 引言

无线通信系统中,为达到发射要求,射频信号需具有较高的功率,因此需要通过功放将其放大,以获得所需信号功率值,因此功放往往在非线状态工作,这些非线性将产生如 AM—AM 转换、AM—PM 转换等谐波失真、互调失真等失真产物^[1]。

工程上为避免非线性失真,通常情况下,功放从饱和功率点作较大回退来满足线性放大需要,但是,这会导致功放效率下降和热扩散等问题。这就使设计人员面临两种选择:或者采用以牺牲功放效率为代

价的甲类功放回退方法,或者对功放进行线性化处理。目前提出的线性化技术有前馈线性化技术、笛卡儿反馈技术、LINC 技术、包络消除恢复(EER)技术和预失真技术等^[2-9]。

2 功率放大器的失真原理

一般,功率放大器的输出电压与输入电压的关系表示为:

$$V_0 = a_1 V_i + a_2 V_i^2 + \dots + a_n V_i^n$$

(a_n 为每一项的序数)

本文介绍了通过 CPU 实现 FPGA 配置文件下载更新的方法。与传统的 JTAG 或 PROM 串行下载配置方法相比,此方法具有更新配置文件灵活方便、易于操作、适用于大容量 FPGA 下载的特点。采用此方

法可以不用打开机箱即可随时更新 FPGA 配置程序,特别适用于需要不断更新的系统设计中,具有较为广阔的应用前景。

参 考 文 献

[1] 邝坚主编. Torado/VxWorks 入门与提高. 北京: 科学出版社, 2004

如果输入电压为两个不同频率的信号，可以表示为：

$V_i = V_{i1} + V_{i2} = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t$
把上式带入 V_0 的表达式可以得到：

$$V_0 = V_{o10} + V_{o20} + V_{o21} + V_{o32} + \dots$$

$$V_{o10} = \left[a_1 V_1 + a_3 \left(\frac{3}{4} V_1^3 + \frac{3}{2} V_1 V_2^2 \right) + a_5 \left(\frac{5}{8} V_1^5 + \frac{15}{8} V_1 V_2^4 + \frac{15}{4} V_1^3 V_2^2 \right) \right] \cos \omega_1 t$$

$$V_{o20} = \left[a_2 \frac{1}{2} V_1^2 + a_4 \left(\frac{3}{2} V_1 V_2^2 + \frac{1}{2} V_1^4 \right) \right] \cos 2 \omega_1 t$$

$$V_{o21} = \left[a_3 \frac{3}{4} V_1 V_2 + a_5 \left(\frac{15}{8} V_1^2 V_2^3 + \frac{5}{4} V_1^4 V_2 \right) \right] \cos (2 \omega_1 \pm \omega_2) t$$

$$V_{o32} = a_5 \frac{5}{8} V_1^3 V_2^2 \cos (3 \omega_1 \pm 2 \omega_2) t$$

从上面推导^[9]我们可以看出，功放出现了额外的频谱分量，我们称它为互调分量 (IM)。我们用 IM3 表示三阶互调分量，即通过以上推导我们可以得到以下互调分量：

IM3: $2\omega_1 - \omega_2$ 和 $2\omega_2 - \omega_1$ 。

IM5: $3\omega_1 - 2\omega_2$ 和 $3\omega_2 - 2\omega_1$ 。

通过分析可知，在线性和弱饱和时一般只要考虑三阶互调的影响，在非线性和严重饱和的时候出了三阶互调分量需要考虑之外，还要考虑五阶互调的影响。本文以下的分析和仿真都只考虑三阶互调分量的影响。

3 预失真原理

3.1 无记忆非线性预失真

无记忆功放模型：只考虑 AM-AM, AM-PM 的因素，不考虑温度等外界因素的影响。其模型如图 1 所示。

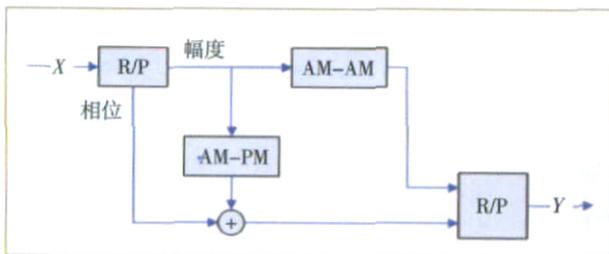


图 1 无记忆功放模型

使用查找表能够很好的修正上图功放的非线性失真，图 2 为查找表自适应预失真算法的原理框图。

X_{in} 是基带的复信号输入，

$$X_{in} = |X| e^{j\theta} = V_{in} e^{j\theta}$$

由 X_{in} 可以求得信号的功率 V_{in}^2 ($V_{in}^2 = |X|^2 + Q$)，把 V_{in}^2 量化即可得出 LUT 的索引值 X ：

$$\text{如果 } V_{in} < V_{max}, X = \text{Int} \left[\frac{V_{in}^2}{V_{max}^2} g L_x \right]$$

$$\text{如果 } V_{in} \geq V_{max}, X = L_x - 1$$

其中 V_{max} 表示理想输入电压幅值的上限值， L_x 表示索引值 X 的数量， $\text{Int}(\cdot)$ 表示不大于函数值的最大整数。

索引值 X 确定以后，通过索引可以得出 V_{in} 对应的预失真因子 g ， $g = e^{j\theta}$ ，此时功放的输入信号变为：

$$X_{pin} = X_{in} g = V_{in} \cdot e^{j(\theta + \theta)}$$

可以利用 LMS 算法分别对预失真因子 g 的幅度和相位 θ 进行刷新：

$$g_{i+1} = g_i + e_p \cdot \mu$$

$$\theta_{i+1} = \theta_i + e_\theta \cdot \mu$$

$$e_p = K \cdot |V_{in}| - |V_{out}|$$

$$e_\theta = \theta_{in} - \theta_{out}$$

V_{out} 、 θ_{out} 是功放输出信号的幅度和相位， e_p 、 e_θ 代表功放的实际输出与模型输出之间的幅度误差与相位误差， μ 、 μ 是幅度与相位的迭代步长， K 是期待的功放无失真放大倍数。通常在实际应用中可以把 g 与 θ 两个一维表来表示，研究表明 g 与 θ 的索引都可以看成只与输入信号的幅度有关。

3.2 有记忆非线性预失真

如图 3 所示，对于很多功率放大器来说，这些功率放大器的幅频特性在信号的带宽范围内并不是完

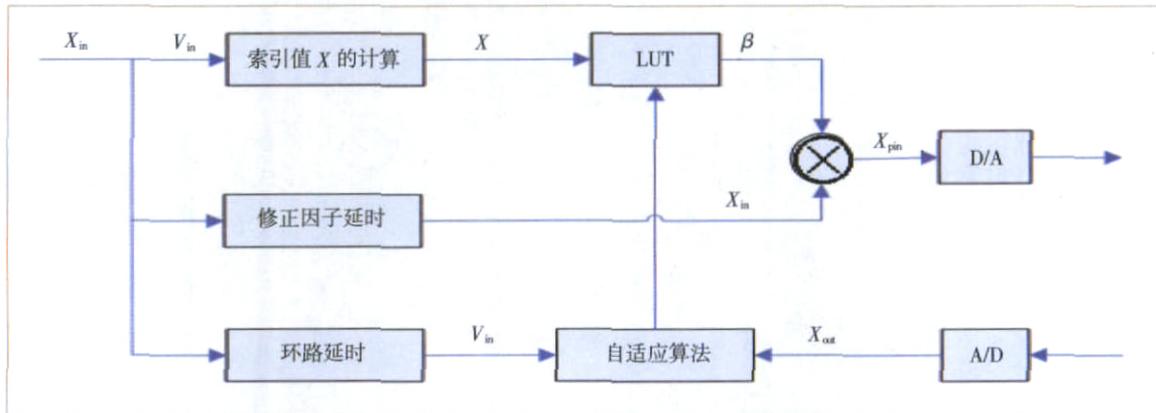


图2 查找表自适应算法原理框图

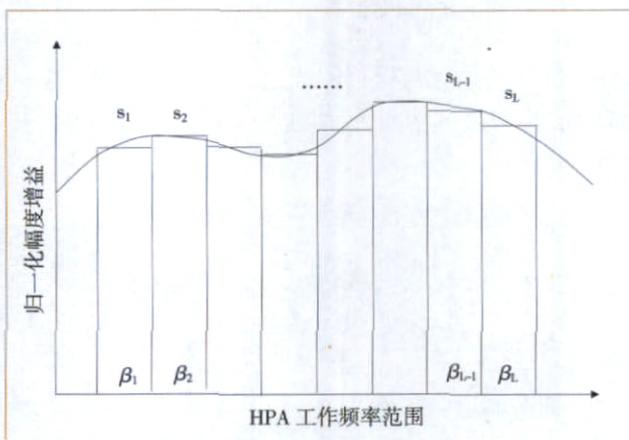


图3 功放的幅频特性

全平坦的，放大倍数不仅与当前输入值有关，还与之前的历史输入值有一定关系，这就是功率放大器的记忆特性。当信号频带足够宽，当前值与历史值的耦合程度足够大时，这种记忆特性对输出信号的影响就不能随便忽略了。因此，我们将功放的工作频率分为 N 个窄带区间，并且保证每个区间的幅度增益可以看成是不变的。很明显，任何一个窄带区间我们都可以用非记忆性模型来表示。所以我们可以引入一个索引因子 Y 来索引不同历史时段的乘法因子，同理也要把一维的查找表变成二维的查找表。

索引值的划分：

其中一维索引值仍然是 X ，确定方法不变。

典型的功放的记忆特性取决于一段历史时间内的平均功率。对于一个确定的当前功率，其历史状态可以近似的用 $V(k-1)$ (即前一次得功率) 来确定。这样的简化可以大大地减轻工程难度，我们令：

$$R = \frac{V(k-1)}{V(k)}$$

二维索引值 Y ，可以根据 R 的分布来确定。

$$R < R_{\max}, Y = \text{Int} \left[\frac{R}{R_{\max}} \cdot L_Y \right]$$

$$R \geq R_{\max}, Y = L_Y - 1$$

R_{\max} 为 R 的理想上限， L_Y 为索引区间的大小。

索引值 (X, Y) 确定以后，就可以根据图4，应用LMS算法对乘法因子的幅度和相位分别进行迭代刷新，如下式：

$$V_{out} = V_{in} \cdot G(V_{in}) + S(V_{his}^2)$$

$$\phi_{out} = \phi_{in} + F(V_{in}) + S(V_{his}^2)$$

V_{out} ， ϕ_{out} 为功放输出信号的幅度与相位， $G(V_{in})$ 是由 V_{in} 单独决定的幅度放大倍数， $F(V_{in})$ 是由 V_{in} 单独决定的相位偏移， $S(V_{his}^2)$ ， $S(V_{his}^2)$ 是历史功率值对当前值的幅度和相位的影响。

$$\text{所以 } X_{pin} = X_{in} \cdot e^{j(\phi_{in} + \phi_{out})}$$

所以功放的输出可以表示为：

$$X_{out} = V_{in} \cdot G(V_{in}) + S(V_{his}^2) \cdot$$

$$\exp(j(\phi_{in} + \phi_{out} + F(V_{in}) + S(V_{his}^2)))$$

同样的，我们可以利用LMS算法分别对预失真因子的幅度和相位进行刷新：

$$e_{i+1} = e_i + e_p \cdot \mu$$

$$e_{i+1} = e_i + e \cdot \mu$$

$$e_p = K \cdot V_{in} - V_{out}$$

$$e = V_{in} - V_{out}$$

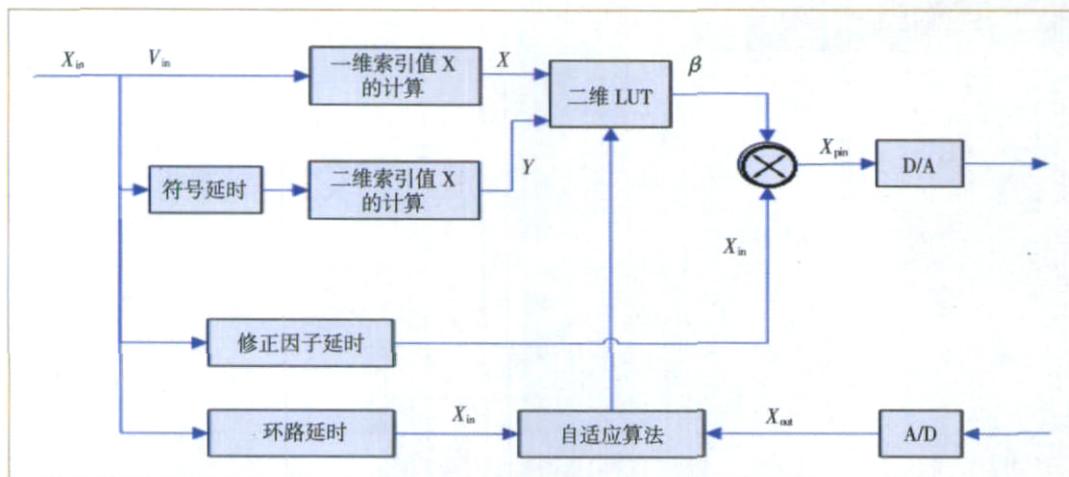


图4 二维查找表自适应算法框图

由上述表达式我们可以知道,系统如果要收敛,则要符合下列表达式:

$$\begin{cases} K \cdot V_{in} = V_{out} \\ in = out \end{cases}$$

在归一化的系统中, K 取 1, 从而可以得到:

$$\begin{aligned} V_{in} &= V_{in} \cdot G(V_{in}) + S(V_{his}^2) \\ &= F(V_{in}) - S(V_{his}^2) \end{aligned}$$

本质上 V_{his}^2 相当于 $R \cdot V^2(k)$, 引入二维索引值 Y 就是为了把 V_{his}^2 量化成若干个子空间, 使得 $S(V_{his}^2)$, $S(V_{his}^2)$ 对于每个确定的 V_{in} 都近似可以认为是常数。

在工程实现时我们可以把上述算法分成三个表来表示。取某个幅度增益为基准建立一维的幅度和相位的查找表, 这两个表用索引值 X 来索引, 再建立一个幅度增益修正表, 用 Y 来索引。

3.3 一些讨论

查找表所采用的地址索引方式和查询表所要达到的精度要求共同决定了查找表的大小。查找表的项数越多, 其精度越高, 造成的邻道干扰也就越小。一般说来, 查询表的尺寸每增加一倍的话, 经过预失真器信号的邻道干扰可以降低 6dB 左右, 但当邻道干扰降到一定程度以后, 增加查询表的尺寸不再能减少邻道干扰。

4 相关仿真及其分析

为了验证基于查找表的预失真算法, 使用 MAT-

LAB 工具进行了仿真试验。在仿真中, 采用带宽为 2.5MHz 的四载波信号作为输入信号, 让其通过预失

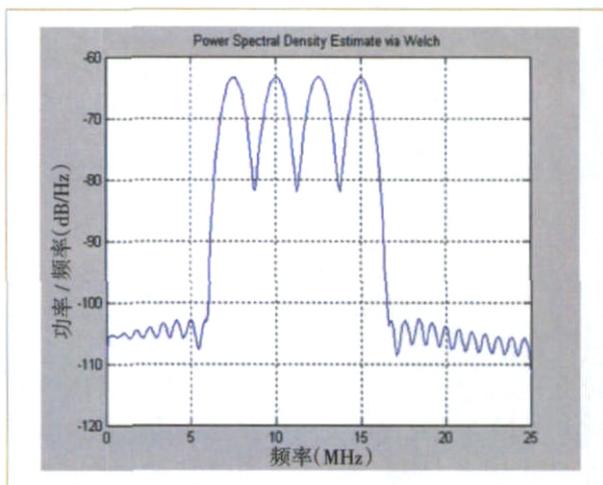


图5 输入信号频谱

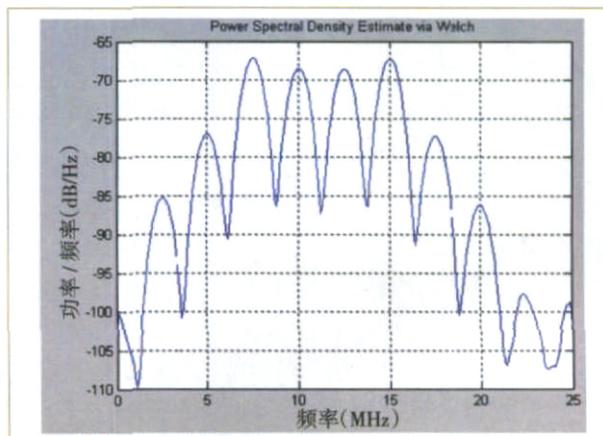


图6 没有经过预失真处理的功放输出信号

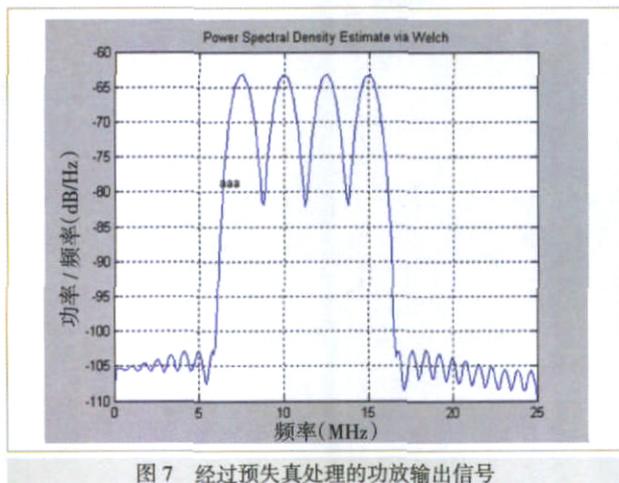


图7 经过预失真处理的功放输出信号

真模型及其功放模型,功放模型采用 Saleh 模型,仿真结果如图 5~ 图 7 所示。

由图 5, 6, 7 可以看出, 预失真方法可以有效的抑制三阶互调失真达 25dB, 抑制五阶互调失真达 16dB. 较为有效地到了线性化的目的。

5 结语

本文讨论了功放的失真原理和基于查找表的数字预失真算法对功放失真的校正, 并且在 MATLAB 仿真工具对算法进行了仿真。仿真结果表明算法能够很好地抑制信号的互调失真, 实现功放的线性化。

参 考 文 献

- [1] Cripps S.C. RF Power Amplifiers for Wireless Communication. Artech House, 1999
- [2] Couch L, Walker J.L. A VHF LINC amplifier. Proceedings of IEEE SOUTHEASTCON 1982, Destin, April 4- 7, 1982, 122-125
- [3] Stapleton S.P, Cavers J.K. A new technique for adaptation of linearizing redistorters. Proceedings of the 41st IEEE Vehicular Technology Conference, May 1991, 753-758
- [4] Stapleton S.P, Costescu F.C. An adaptive predistorter for a power amplifier based on adjacent channel emission. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.41, No.1, Feb. 1992, 49-56
- [5] 樊景渤, 崔淑芳编著. 微波放大器. 北京: 人民邮电出版社, 1988

Contela 选择 Ulticom 为其部署无线办公解决方案

近日, Ulticom 公司 (ULCM.PK) 在于澳门举办的 GSMA 移动通信亚洲大会上宣布, 韩国电信设备制造商 Contela 公司已经选择了 Ulticom 的 Signalware[®] 软件作为其企业级的基于 IP 无线办公解决方案 IP-WOS 的信令平台。

Contela 公司的 IP-WOS 是基于全 IP 的系统, 能够让企业以低廉的成本轻松建立局域无线网。采用 IP-WOS, 企业用户可以利用其 CDMA 手机无缝接入企业的通信业务, 如同使用 PBX 电话分机一样轻松。用户可以将这些企业 CDMA 手机用于公用网或者专用网接入, 从中获得附加效益。

Signalware 为 Contela 提供强健的应用开发与部署平台, 并为其用户提供新的增值业务, 包括最新的彩铃业务。由于 Signalware 可以支持各种全球 SS7 标准以及能够灵活地支持不同国家的协议类型, 因此可以将 Signalware 作为战略的一部分以满足全球网络部署需求。

ADI 公司与 REALNETWORKS 公司合作 推出个人媒体播放器关键视频技术

ADI 近日宣布公司正与 RealNetworks 公司合作准备推出最新一代的个人媒体播放器, 该播放器具有 RealVideo 与 RealAudio 媒体文件的完全 D1 广播分辨率回放, 同样的格式已经用于 RealPlayer。RealVideo 格式的高效与 Blackfin 处理器性能的完美结合将提供高质量的视频回放, 这是传统的个人媒体播放器所望尘莫及的。作为中国市场的领头羊, Aigo 于今年秋天推出两款个人媒体播放器——Aigo E898 与 F965R, 它们都采用 Blackfin 处理器并支持 RealVideo、RealAudio 以及 RMVB 格式, 并相信 Blackfin 处理器能够缩短产品面市时间以及降低产品设计风险, 因为其内可编程能力允许快速的开发周期。