

功率放大器非线性对 Chirp 信号的影响 及预补偿方法研究

阎敬业, 姜景山, 张云华

(中国科学院空间科学与应用研究中心, 国家 863 计划微波遥感技术实验室, 北京 8701 信箱, 北京 100080)

摘 要: 本文研究功率放大器非线性失真对 Chirp 信号幅频和相频特性的影响及预补偿方法. 在雷达系统中, 为了获得足够的作用距离, 需要增加发射机的发射功率. 对输出功率的要求越高, 功率放大器(HPA)的工作点就越接近饱和区. 这就使得功率放大器的输出信号产生了非线性失真. 功率放大器的非线性失真直接影响了发射线性调频(Chirp)信号的质量, 对后续的信号处理带来一定程度的影响. 以脉冲压缩为例, 分析了非线性失真对主瓣宽度和第一旁瓣抑制的恶化. 提出了两种建立在直接数字合成(DDS)技术基础上的预补偿方法. 通过理论分析和计算机仿真, 证明了两种预补偿方法都可以有效地减小非线性失真. 最后对影响两种预补偿方法性能的因素和收敛性进行了分析, 对两种预补偿方法的结果进行了比较.

关键词: 功率放大器; 非线性失真; 预补偿; 脉冲压缩

中图分类号: TP7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2005)12-2139-05

Research on Nonlinear Effects of Power Amplifier on Chirp and Methods for Precompensation

YAN Jing ye, JIANG Jing shan, ZHANG Yurr hua

(National Microwave Remote Sensing Laboratory, Center for Space Science and Applied Research,
Chinese Academy of Sciences, Beijing P. O. Box 8701, Beijing 100080, China)

Abstract: This paper focuses on nonlinear effects on both amplitude and phase of a Chirp signal, and also on pre compensation method for removing these effects. In a radar system, working distance is mainly decided by transmitted power, the more the power, the longer distance the radar can detect. High power amplifier (HPA) often works at saturation point in order to get high output power, but brings on nonlinear effect on output radar signal. The nonlinear effect degrades the performance of Chirp signal greatly. We analyze the main lobe width and first side lobe due to these effects. We propose two methods for pre-compensation based on DDS, i. e. table checking method and iterative method. Theory and simulation results show that these two methods reduce these effects efficiently. Finally, we analyze the factors that influence the performance of these two pre compensation methods, as well as the convergence issue for the iterative method, and compare their results.

Key words: high power amplifier (HPA); nonlinear distortion; precompensation; pulse compression

1 引言

随着雷达技术的发展, 雷达探测的精度越来越高. 这就要求对雷达系统中的误差分配进行精确的计算, 尽量减小雷达系统本身的误差. 由于目前的器件水平还无法兼顾功率放大器的输出功率和线性度, 因此很多应用都将功率放大器的工作点设在饱和区或接近饱和区. 此时功率放大器输出的波形就会发生畸变, 增加了系统误差. 在高分辨率的宽带雷达系统中, 波形畸变产生的展宽频谱有相当一部份能量落在接收机通带之内, 此时就会影响系统的性能. 在 DDS 技术出现之前,

对非线性失真的补偿方法是首先计算出功率放大器的非线性失真曲线, 然后利用这一曲线, 对雷达回波信号进行补偿. 但是这种方法需要对每一个雷达回波都首先进行预处理, 在需要实时处理的应用中, 极大地增加了信号处理器的运算量. DDS 技术的出现为解决这一问题提供了另外一种思路, 也就是通过对发射波形的预补偿, 抵消功率放大器的非线性失真.

本文通过理论分析和计算机仿真研究功率放大器的非线性失真和预补偿问题. 首先介绍用于功率放大器仿真的 Saleh 模型和 Rapp 模型, 用 Saleh 模型和 Rapp 模型分析 Chirp 信号的非线性失真及非线性失真对脉冲压缩的影响. 在此基础上,

提出了两种预补偿方案,最后对两种方法补偿的结果进行了比较,分析了系统带宽和噪声对补偿性能的影响.

2 功率放大器模型

Saleh^[1]利用简单的两参数模型对非线性放大器的幅度 (AM/AM) 和相位 (AM/PM) 畸变特性进行了描述.最初开发这一模型是为了描述行波管放大器 (TWTA) 的非线性特性.但是合理地选择幅度和相位参数后,也可以比较准确地描述固态放大器的特性. Saleh 模型与频率无关,但是可以用一个适当的滤波器来描述真实电路的频率特性.

假设输入信号为

$$x(t) = r(t) \cos[\omega_0 t + \phi(t)] \quad (1)$$

其中 ω_0 为载波频率, $r(t)$ 为调制信号包络, $\phi(t)$ 为调制相位. 则非线性放大器的输出为:

$$y(t) = A[r(t)] \cos[\omega_0 t + \phi(t) + \Phi[r(t)]] \quad (2)$$

其中 $A(r)$ 用于表征输入信号幅度引起的输出信号幅度的变化 (AM/AM), $\Phi(r)$ 用于表征输入信号幅度引起的输出信号相位的变化 (AM/PM).

$$\begin{aligned} A(r) &= \alpha_a r / (1 + \beta_a r^2) \\ \Phi(r) &= \alpha_\phi r^2 / (1 + \beta_\phi r^2) \end{aligned} \quad (3)$$

$\alpha_a, \beta_a, \alpha_\phi, \beta_\phi$ 分别为 Saleh 模型的幅度及相位转化参数,调整这几个参数,可以用 Saleh 模型来描述不同的功率放大器.

Rapp 模型^[2]是专门为固态功率放大器提出的模型,使得输入信号幅度达到饱和电压时,输出能够平滑的变化.

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{[1 + (|V_{in}|/V_{sat})^{2p}]^{1/2p}}; \quad \Phi(V_{in}) = 0 \quad (4)$$

其中 V_{in} 和 V_{out} 分别为输入输出电压, V_{sat} 为固态放大器的饱和电压. p 可以用来调整非线性放大器模型线性区至饱和区的平滑度. 这里假设 AM/PM 失真很小,令 $\Phi(V_{in}) = 0$.

假设 $\alpha_a = 2.1587, \beta_a = 1.1517, \alpha_\phi = 4.033, \beta_\phi = 9.104$, 可以得到 Saleh 模型的 AM/AM 和 AM/PM 曲线如图 1(a). 假设 p 为不同值,且 AM/PM 失真很小时,可以得到 Rapp 模型的 AM/AM 曲线如图 1(b).

3 Chirp 信号的非线性失真

雷达系统为了提高作用距离,需要很高的峰值发射功率,为了提高雷达的距离分辨率,又要求发射的脉冲很窄. 这样,就要求窄脉冲与高功率兼容,从而产生了 Chirp 调制体制. Chirp 的脉冲内有同样大小的能量,但峰值功率很低. 它是属于对长脉冲进行脉冲内调制的一种方法,具有与宽频带调制一样的良好分辨率.

Chirp 信号的数学表达式为:

$$v_{in}(t) = e^{j(\omega_0 t + V2kt^2)} \quad (5)$$

其频谱为^[3]

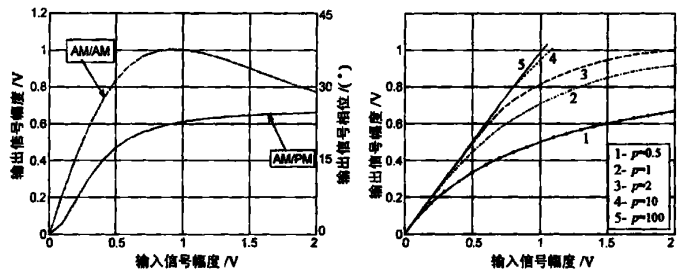


图 1 两种功率放大器模型. (a) Saleh 模型的幅度及相位非线性失真传输函数, (b) Rapp 模型幅度传输函数

$$V_{in}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(\omega_0 t + 1/2kt^2 - \omega t)} dt = \sqrt{2\pi/jk} e^{j(\omega_0 - \omega)^2/2k} \quad (6)$$

经过用 Saleh 模型表征的非线性放大器后

$$v_{out}(t) = \alpha_a v_{in}(t) / (1 + \beta_a v_{in}^2(t)) \quad (7)$$

首先将 Saleh 模型用 Taylor 级数展开

$$A(r) = \alpha_a r / (1 + \beta_a r^2) = \alpha_a r - \alpha_a \beta_a r^3 + \alpha_a \beta_a^2 r^5 - \dots \quad (8)$$

将 $v_{in}(t)$ 代入级数展开式

$$\begin{aligned} v_{out}(t) &= \alpha_a v_{in}(t) - \alpha_a \beta_a (v_{in}(t))^3 \\ &= \alpha_a e^{j(\omega_0 t + 1/2kt^2)} - \alpha_a \beta_a e^{j3(\omega_0 t + 1/2kt^2)} + \alpha_a \beta_a^2 e^{j5(\omega_0 t + 1/2kt^2)} \\ &\quad - \dots \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)中,除了第一项与输入信号形式相同,还出现了高次的谐波分量,这就说明经过非线性失真后,输入信号的频谱被展宽了. Taylor 级数中的高次项带宽分别为输入信号的 3、5 等奇数倍. 对该式进行付立叶变换后,就可以得到非线性失真后 Chirp 信号的频谱. 借助计算机仿真技术,我们可以避免繁琐的公式推导过程,得到非线性失真前后的波形变化规律以及幅频特性曲线,如图 2. 在仿真中,假设功率放大器模型如图 1(a)所示. 图 2(a)为非线性失真前后信号波形的对比,可见非线性放大器使得输出信号出现一定程度的削顶,这就意味着输出失真信号的功率增大了. 图 2(b)为功率放大器的输入及输出信号的频谱,可见经过非线性失真后,除了输出功率增加外,通带内及通带外的杂散都有所增加. 同时,由于频谱展宽,产生了输入信号的 3 次和 5 次谐波,体现为图 2(b)中 3 倍带宽及 5 倍带宽的谐波谱. 谐波频谱的中心部分与有用信号的频谱重叠,因此,无法用滤波的方法滤除.

非线性功率放大器虽然增加了输出功率,但是带来了信号失真. 这种失真对于传统的幅度测量来说,影响很小. 但是某些对于频率及相位敏感的雷达系统,如多普勒雷达及合成

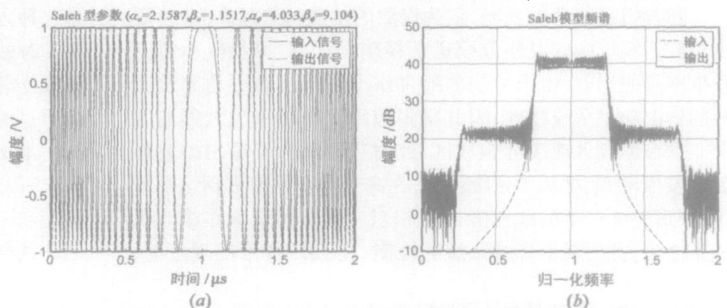


图 2 Chirp 信号非线性失真后的 (a) 时域与 (b) 频域波形

孔径雷达等, 会产生不利的影响. 下面以最基本的脉冲压缩为例, 说明非线性失真对压缩结果的影响.

假设 X 为理想线性调频信号, Y 为非线性失真信号, 不同组合的压缩结果如图 3 所示. 图 3(a) 是根据 Saleh 模型仿真得到的脉冲压缩结果, 利用同样的方法, 可以得到 Rapp 模型的脉冲压缩结果, 如图 3(b). 从仿真结果可以看出, 非线性失真使得脉冲压缩的主瓣展宽, 并使得第一旁瓣增加. 图 3 中, 假设输入信号为理想 Chirp 信号, 标记为 X ; 输出为两种模型的非线性失真信号, 标记为 Y , \odot 表示脉冲压缩过程. 仿真结果表明, 非线性失真使实际的压缩结果偏离了预想的结果, 主瓣展宽的同时, 对第一旁瓣的抑制也变坏了. 这种影响可以造成系统分辨率的下降和动态范围的减小. 仿真中, 对理想信号和失真信号都采用了 Hamming 窗进行加权.

4 两种预补偿方法

对非线性失真进行预补偿的基本思想是, 通过对输入的理想 Chirp 信号进行预失真, 使得输出的信号成为理想的 Chirp 信号. 功率放大器的输出经过一个耦合器后, 分出一部分能量送入接收机, 作为系统定标的参考信号, 用以检验系统的传输特性. 参考信号经过接收机时, 频率高于接收机带宽的谐波成分被去除. 但是通带内的谐波无法去除.

4.1 映射法

现在假设接收机接收到的信号为理想的经过非线性失真的 Chirp 信号, 即不存在噪声的干扰. 则利用功率放大器的单调特性, 可以将输入和输出的信号幅度作一个一一映射, 保存在查找表中. 在系统定标的过程中, 首先用 DDS 输出一个已知的理想信号, 该信号包含了足够的幅度等级. 然后采集相应的参考信号, 在保证输入输出绝对同步的条件下, 就可以建立起反映系统输入输出关系的查找表. 经过一个合适的时间周期后, 重复这一过程以更新查找表. 这种随时更新的映射关系就表征了系统传输特性的变化, 更新周期由系统的漂移特性决定. 文献[4, 5]中, 分别对正交频分复用(OFDM)和正交幅度调制(QAM)技术的预补偿方法进行了研究. 这里用同样的机理来研究 Chirp 信号的预补偿问题. 图 4 所示为理想情况下, 功率放大器的预失真波形和输出波形. 图中虚线为经过预失真的理想 Chirp 信号, 存储在 DDS 的波形存储器中. 实线为功率放大器的输出波形. 如果我们能够根据功率放大器输入输出的关系, 产生一个如图 4 中虚线的输入信号, 就可以在功率放大器输出端得到理想的 Chirp 信号, 如图 4 中实线所示.

在查找表更新完毕后, 利用这种映射关系, 可以计算出对应理想输出波形的相应的输入波形, 用计算出的输入波形来更新 DDS 的波形存储器, 就可以实现包括非线性失真在内的系统慢变化的预补偿. 这就是第一种补偿方法, 我们称为映射法.

实际的输入信号总是带有噪声, 且功率放大器的噪声系数通常都是很大的, 因此, 在进行映射时必须

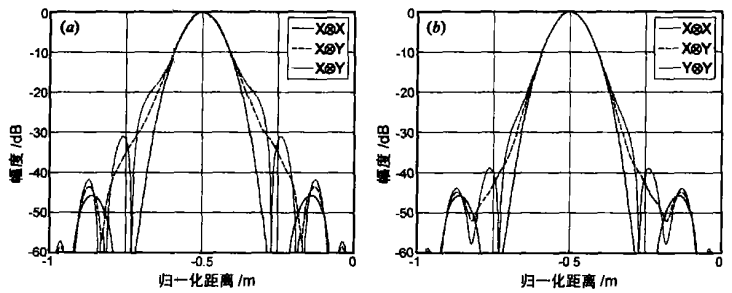


图 3 非线性失真信号脉冲压缩的结果, (a)Saleh 模型压缩结果, (b)Rapp 模型压缩结果

然会受到噪声的影响而增加了映射的误差. 这一问题可以通过多次采集参考信号后进行平均, 提高参考信号的信噪比, 建立起能够比较准确地反映系统实际特性的查找表. 此外, 接收机滤波器通带特性也会增加映射的误差, 当滤波器的通带边缘比较陡峭时, 在滤波器通带边缘会存在过冲, 使得通带内不同频率信号的映射关系也不同. 所以当滤波器带宽增加时, 由于通带过冲产生的影响越来越小. 但是, 当滤波器带宽持续增加时, 也使得更多的带外谐波进入了处理系统, 功率放大器的输出信号与理想信号的残差也随着增加. 如图 5 所示.

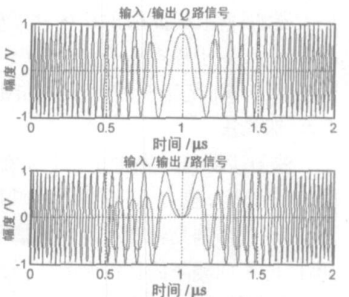


图 4 预失真信号及其非线性放大输出信号

图 5 中实线为未进行映射之前的输出 Chirp 信号与标准 Chirp 信号之间的残差, 虚线为映射后的输出 Chirp 信号与标准 Chirp 信号之间的残差. 从图中实线可以看出, 随着滤波器带宽的增加, 映射之前的信号残差逐渐减小, 反映了滤波器边缘过冲对映射的影响随着带宽增加而减小. 但是当滤波器带宽继续增加时, 更多的谐波成分进入了处理系统, 使得信号残差反而增大. 经过映射后, 在噪声很小的情况下 (SNR = 50dB), 随着滤波器带宽的增加, 更多的谐波进入了处理系统, 这就使处理系统的输入信号更加逼近实际的非线性失真信号, 建立的映射关系也就更加准确. 从图 5(a) 中的虚线可以看出这一变化趋势, 虽然映射前的残差增加了, 但是映射后的残差反而随滤波器带宽增加而减小. 在图 5(b) 中, 由于存在较高的噪声电平 (SNR = 20dB), 因此映射后的残差主要是由

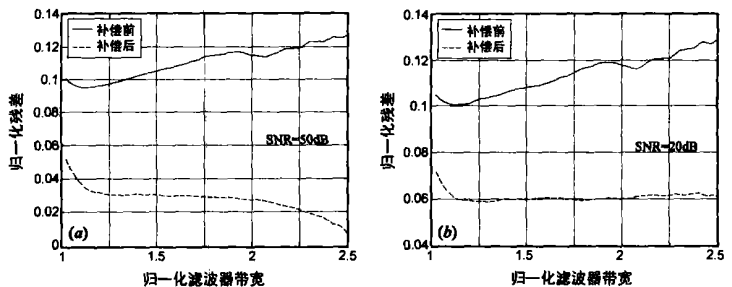


图 5 不同信噪比下滤波器带宽对映射精度的影响

噪声产生的,所以映射后的残差随滤波器带宽的增加而增大。

噪声和谐波随滤波器带宽的变化关系可以从图6中更加明显的看出。噪声极小时(SNR=100dB),在信号补偿之前,如图6(a)中实线所示,随着滤波器带宽的增加,滤波器纹波对信号的影响越来越小,当滤波器带宽约为信号带宽1.2倍时,残差达到最小。此后,随着滤波器带宽的增加,虽然滤波器纹波对残差的贡献越来越小,但是也使得更多的带外谐波进入处理系统,因此残差随着滤波器带宽的增加反而变大。同时,谐波的加入使接收的信号更加准确的反映了功率放大器的特性,因此映射后的残差随滤波器带宽增加几乎单调的减小。对于噪声信号而言,映射没有什么影响,映射前后的噪声同样地随带宽线性增加如图6(b)。

4.2 迭代法

映射法需要首先建立一个准确描述非线性放大器的输入输出特性的查找表,而查找表的精度又直接影响到补偿的精度。在无法得到高精度查找表的情况下,例如系统存在频率选择性,即不同频率的传输函数不同时,会使得输出残差增大。

在这种情况下,可以用迭代法来得到相对比较准确的补偿。在音频处理领域,提出的方法是用直方图均衡^[9]和自适应回归方法^[7,8]进行补偿。这里提出的迭代法是将放大器的输出信号与希望得到的理想 Chirp 信号进行对比,将它们比较的差值补偿到放大器的输入端,形成一次迭代。通过多次迭代,得到满足要求的输出信号。

设功率放大器的传输函数方程为 $A(r)$, 初始输入信号 $r_0(t) = x_0(t) + n_0(t)$, 其对应的输出信号为

$$V_{\text{out0}}(t) = A[r_0(t)] = A[x_0(t) + n_0(t)] \quad (10)$$

假设希望得到的理想输出信号为 $y_{\text{ref}}(t)$, $V_{\text{out0}}(t)$ 与 $y_{\text{ref}}(t)$ 的误差函数为

$$e_0(t) = V_{\text{out0}}(t) - y_{\text{ref}}(t) \quad (11)$$

则采样之后的标准差(残差)为

$$S_0 = \left[\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n e_{0i} - \bar{e}_0 \right]^2 \quad (12)$$

将 $e(t)$ 反馈给 DDS 波形发生器,用来更新保存的波形。更新规则为

$$x_1(t) = x_0(t) + e_0(t) \quad (13)$$

这一过程就称为一次迭代。

随着迭代次数的增加, $S_j (j = 1, 2, \dots)$ 逐渐减小,经过 m 次迭代后,最后得到满足误差要求的失真真波形 $x_m(t)$ 。

基于 Saleh 模型和 Rapp 模型的仿真结果表明,这种迭代方法能够稳定的收敛,在信噪比足够大时,其极限值接近映射法的收敛值。下面以 Saleh 模型为例,说明迭代法的收敛性,同时与映射法的结果进行比较,如图7所示。

图中横轴为迭代次数,纵轴为与理想输出波形的残差。当噪声电平较高时,收敛的速度较快,但是残差也比较大;当噪声电平较小时,收敛的速度变

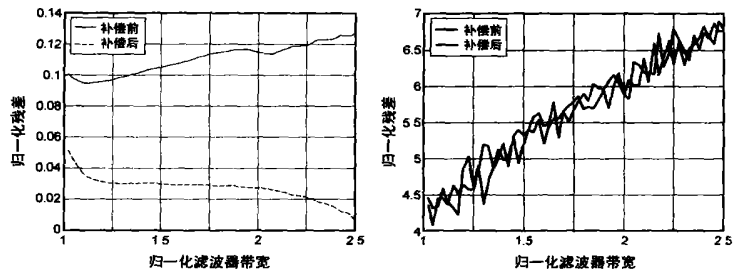


图6 影响映射精度的主要因素

慢,同时残差也较小,如图7(b),(d)。作为比较,将映射法的结果也进行多次迭代处理,可以发现映射法只需要一次迭代就达到了可能的极限值如图7(a),(c)。该极限值主要由接收机系统的传输函数和噪声电平决定。这里利用一个椭圆滤波器来描述接收机系统不同的传输函数。椭圆滤波器的纹波较小时,表示接收机接近于理想的系统,椭圆滤波器的纹波较大时,表示系统中存在一定的频率选择性,即不同频率其增益不同。

如图7所示,滤波器纹波为0.1dB时,系统的频率响应非常平坦,因此查找表可以相对准确地描述不同频率的信号。这种情况下,映射法只通过一次迭代就实现了非线性补偿,如图7(a)。迭代法经过多次迭代后,其残差甚至小于映射法补偿的残差,如图7(b)。这是由于我们选择的接收机带宽为信号带宽的1.25倍,滤波器边缘的过冲对映射还存在一定的影响。当滤波器的纹波为1dB时,不同频率应该对应不同的查找表,才能真正实现非线性失真的补偿。当采用一个统一的查找表,会使得映射法的残差图7(c)明显大于迭代法的残差图7(d)。这是由于迭代法将包括放大器非线性和滤波器纹波在内的系统传输函数同时进行了补偿,因此受滤波器纹波的影响相对较小。

上面的仿真结果说明,迭代法在对系统非线性失真进行补偿的同时,也补偿了接收机通道的固定偏差。其原因在于,

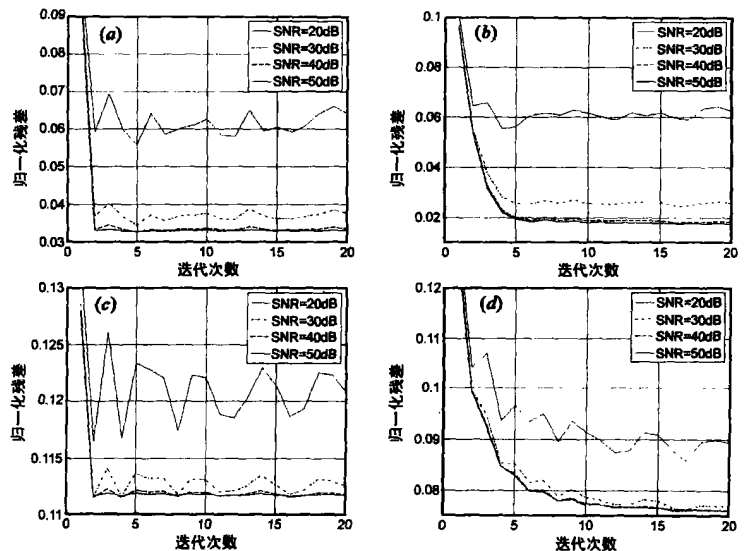


图7 迭代法的收敛性

迭代法的误差函数描述的是 A/D 变换后的参考信号与理想的参考信号之间的残差, 所以接收机的固定误差也被同时被包含在误差函数内, 进行了补偿. 而映射法是针对建立在某一频率的参考信号进行补偿, 当实际信号频率与参考信号频率不同, 系统的传输函数又与频率相关时, 参考信号生成的查找表无法准确描述系统传输函数.

从以上的分析和仿真结果可见, 无论是映射法还是迭代法, 最终的残差都主要受到系统传输函数和噪声电平的影响. 为了改善预补偿的效果, 应该尽量保持接收机通带的平坦性. 为了改善系统噪声电平, 提高信噪比, 可以对采集到的参考信号进行多次平均, 减小系统噪声的影响.

5 结论

本文主要讨论功率放大器对 Chirp 信号造成的影响以及两种可行的补偿方法. 功率放大器的非线性失真使得输出信号的幅频和相频特性都会受到影响. 在脉冲压缩时造成了主瓣的展宽和第一旁瓣的增大, 使得系统的分辨率和动态范围恶化. 本文提出的映射法和迭代法两种方法, 对功率放大器的输入 Chirp 信号进行预补偿, 能够利用功率放大器的非线性失真得到相对理想的输出信号. 两种方法产生的残差最终受到系统传输函数和噪声电平的影响, 随着传输函数偏离理想接收机矩形传输函数, 以及噪声电平的增加, 残差也相应的增大. 当系统传输函数偏离理想矩形时, 迭代法补偿的残差明显优于映射法补偿的残差.

参考文献:

- [1] A A M Saleh. Frequency independent and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifiers[J]. IEEE Trans Communications, November 1981, COM - 29(11): 1715 - 1720.
- [2] C Rapp. Effects of HPA nonlinearity on a 4 DPSK/ OFDM signal for a digital sound broadcasting system[A]. Proceedings of the Second European Conference on Satellite Communications[C]. Liege, Belgium: European Space Agency, 1991. 179- 184.
- [3] F Ulaby, R Moore, A Fung. Microwave Remote Sensing: Ac-

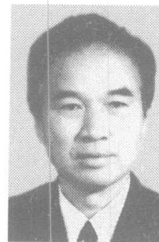
tive and Passive[M]. Vol. II, Reading, MA: Addison Wesley Publishing Co, 1982. 40- 42.

- [4] H Kang, Y Cho, D Youn. On compensating nonlinear distortions of an OFDM system using an efficient adaptive predistorter[J]. IEEE Trans Communications, 1999, COM- 47(4): 522- 526.
- [5] G Karam, H Sari. A data predistortion techniques with memory for QAM radio systems[J]. IEEE Trans Communications, 1991, COM- 39(2): 336- 344.
- [6] Stanley A White. Restoration of nonlinearly distorted audio by histogram equalization[J]. Audio Eng Soc, 1982, 30(11): 828 - 832.
- [7] D Preis, H Polchlopek. Restoration of nonlinearly distorted magnetic recordings[J]. Audio Eng Soc, 1984, 32(1): 26- 30.
- [8] Paul T Troughton, Simon J Godsill. Restoration of nonlinearly distorted audio using markov chain monte carlo methods[J]. Audio Eng Soc, 1998, 46(6): 569.

作者简介:



阎敬业 男, 1972 年 4 月 5 日出生于黑龙江省佳木斯市. 现为中科院空间科学与应用研究中心副研究员, 博士, 从事有源及无源微波遥感理论及系统研究.
E mail: yjy@nmrs.ac.cn.



姜景山 男, 中国工程院院士, 博士生导师, 朝鲜族, 1936 年 2 月出生吉林省龙井市. 现任国家 863 航天航空领域专家委员会顾问, 空间中心学术委员会主任和学位评定委员会主任, 国家载人航天多模态微波遥感器主任设计师, 中国探月工程副总设计师, 中国空间科学学会副理事长兼遥感专业委员会副主任, 国际 COSPAR 中国委员会委员, 国际小卫星委员会成员, 国际欧亚科学院院士.