

文章编号: 2095-4980(2021)05-0939-07

一种接收机非线性行为建模方法

李敏玥, 陈冲冲, 路宏敏*, 孟晓姣, 王 雯

(西安电子科技大学 电子工程学院, 陕西 西安 710071)

摘要: 提出一种基于多项式的接收机行为建模方法。采用 Hammerstein 模型构建接收机行为模型, 分别用非线性模块与记忆线性模块表征接收机非线性特性和记忆效应; 利用傅里叶级数和最小二乘法分别辨识行为模型的非线性模块参数与线性模块参数; 最后通过接收机 ADS 模型仿真数据, 验证所提出的接收机非线性行为建模方法。对比分析了 ADS 仿真和行为模型的 AM-AM 特性及单音时域波形, 实验结果表明, 接收机行为模型的 AM-AM 特征曲线及时域波形与 ADS 仿真数据吻合程度较好。本文方法可预测接收机的非线性响应, 对在复杂电磁环境下的接收机非线性效应评估具有理论价值。

关键词: 接收机; 行为级建模; Hammerstein 模型; 参数辨识

中图分类号: TN851.4

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2020004

A nonlinear behavioral modeling method of receiver

LI Minyue, CHEN Chongchong, LU Hongmin, MENG Xiaojiao, WANG Wen

(School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an Shaanxi 710071, China)

Abstract: A method for modeling receiver behavior based on polynomials is presented. First, a Hammerstein model structure is employed to build a receiver behavior model, and nonlinear module and memory linear module are utilized to characterize receiver nonlinearity and memory effects, respectively. Secondly, the nonlinear module parameters and the linear module parameters of the behavior model are identified by using the Fourier series and the least square method. Finally, the receiver nonlinear behavior modeling method is verified by simulation data of the receiver ADS model. The AM-AM characteristics and signal-tone time-domain waveforms of the ADS simulation and behavior model are compared and analyzed. The experimental results show that the AM-AM characteristic curve and the time-domain waveform of the receiver behavior model agree well with the ADS simulation data. The proposed method can predict the receiver's nonlinear response, and shows theoretical value for evaluating receiver nonlinear effects in complex electromagnetic environments.

Keywords: receiver; behavioral modeling; Hammerstein model; parameter identification

通信链路中, 接收机占据重要的位置, 当电磁干扰信号的功率超出接收机敏感度门限时, 其内部的非线性器件会产生大量的非线性响应, 如互调、交调等^[1-2]。因此, 接收机的非线性影响其性能指标, 进而直接影响通信系统的通信质量。

随着电磁污染的日趋严重, 要保证通信系统的顺利运行, 必须对接收机的非线性效应展开研究和评估, 其关键技术之一是建立接收机的行为模型。射频接收系统模型主要分为两类: 一类为物理模型, 主要根据内部器件结构进行电路仿真; 另一类为行为模型^[3], 行为模型只用于描述系统的行为特性, 只关注系统的输入输出数据, 通过选定的结构使用合适的方法来辨识模型的未知参数, 无须考虑系统内部各元素间的物理关系和电路结构, 因此也称为“黑箱子模型”。这种建模方法的好处在于时间成本低, 效率高。本文针对单次变频超外差式接收机的非线性效应, 提出了一种基于多项式的行为建模方法。

收稿日期: 2020-01-02; 修回日期: 2020-03-08

基金项目: 国防装备预先研究资助项目(31512070108)

*通信作者: 路宏敏 email:hmlu@mail.xidian.edu.cn

1 接收机模型结构选取

实际常用的超外差式接收机，基本结构主要由预选器、高频放大器、滤波器、混频器、中频滤波器和中频放大器组成，如图1所示。可以看出，接收机结构复杂，不能用一般的解析模型描述。针对此类问题，通常会根据先验已知信息，从非线性模型中选择一个合适的行为模型结构来逼近非线性系统。常用的非线性模型有Volterra级数模型^[4]、Hammerstein模型^[5]、Wiener模型等，这些模型的适用情况各不相同，需依据实际系统的功能特性选用最佳模型。

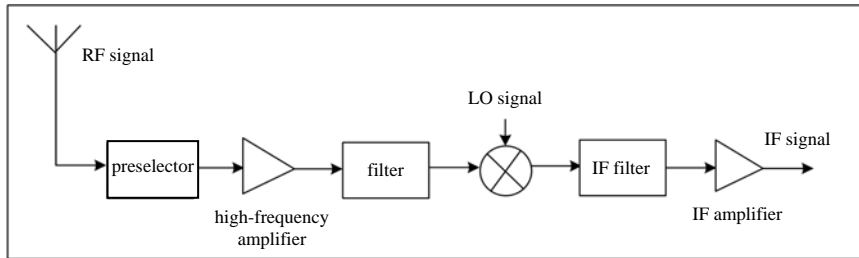


Fig.1 Basic structure of receiver
图 1 接收机基本结构

接收机具有两个重要特性：一个是非线性效应，另一个是记忆效应。非线性效应主要由放大器、混频器引起，使输入信号产生新的频率分量或出现增益压缩。记忆效应主要体现在滤波器和放大器上，是指接收机的输出信号不仅与当前时刻的输入有关，还与该时刻以前的输入有关。在接收机内部存在晶体管、场效应管之类的有源器件，器件功耗所引起的温度变化不能即时消失，造成器件参数的改变，这就是热记忆效应。此外电路中还存在一些储能元件，如电容、电感所造成的电记忆效应。

非线性模型可分为无记忆非线性模型和记忆型非线性模型，在输入信号的带宽远小于系统带宽的情况下，可以不关注系统的记忆效应，因而选择一些零记忆模型就可以十分精确地描述系统。但实际情况中，系统的记忆效应往往不可忽略，传统的无记忆模型不再适用。

根据上述情况，采用记忆非线性模型里的Hammerstein模型作为接收机的非线性模型，其基本结构为静态无记忆非线性子系统和动态线性子系统的级联；其建模思想是将接收机的非线性特性与记忆效应分离。模型结构框图如图2所示，图中 $x(n)$ 为输入信号， $y(n)$ 为输出信号， $z(n)$ 为线性子系统的输入。

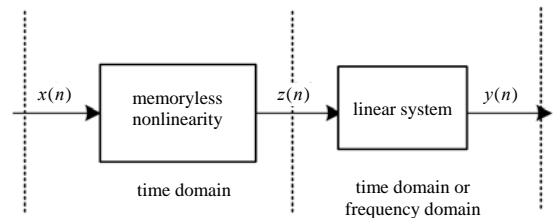


Fig.2 Structure diagram of Hammerstein model
图 2 Hammerstein 模型结构框图

2 接收机模型构建

2.1 非线性模块构建

对于一个接收机，在不考虑记忆特性的前提下，输出信号的非线性特性主要体现在幅度^[6]和相位的改变上。假设非线性系统的输入信号为 x_{in} ：

$$x_{in}(t) = A_{in}(t)\cos(\omega t + \varphi_{in}(t)) \tag{1}$$

式中： $A_{in}(t)$ 为输入信号包络； $\varphi_{in}(t)$ 为输入信号的瞬时相位； ω 为输入信号角频率。

在经过非线性系统后，输出信号则变为：

$$x_{out}(t) = g(x_{in})A_{in}(t)\cos(\omega t + \varphi_{in}(t) + \varphi(x_{in})) \tag{2}$$

式中： $g(x_{in})$ 为瞬时幅度非线性传输特性； $\varphi(x_{in})$ 为瞬时相位非线性传输特性。二者表示输出信号的幅度和相位随输入信号的瞬时值而变化。更进一步地，将式(2)展开：

$$x_{out}(t) = g(x_{in})A_{in}(t)\cos(\omega t + \varphi_{in}(t))\cos\varphi(x_{in}) - g(x_{in})A_{in}(t)\sin(\omega t + \varphi_{in}(t))\sin\varphi(x_{in}) = x_I g_I(x_{in}) - x_Q g_Q(x_{in}) \tag{3}$$

式中： $g_I(x_{in}) = g(x_{in})\cos\varphi(x_{in})$ ，称为瞬时同相传输函数，表征同相非线性； $g_Q(x_{in}) = g(x_{in})\sin\varphi(x_{in})$ ，称为瞬时正交传输函数，表征正交非线性； $x_I = A_{in}(t)\cos(\omega t + \varphi_{in}(t))$ 称为输入信号的同相分量，即输入信号本身； $x_Q = A_{in}(t)\sin(\omega t + \varphi_{in}(t))$ 称为输入信号的正交分量，为同相分量的90°相移。

对输入信号 $x_{in}(t)$ 做希尔伯特变换得

$$x_Q = \hat{x}_{in} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x_{in}(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (4)$$

根据以上分析，可以将表示输入输出信号之间关系的非线性模块用正交结构框图展现，如图 3 所示。从图 3 可以看出，非线性模块分为两条支路：一条为同相通道，另一条为正交通道^[7]。当不存在相位失真时， $\sin \varphi(x_{in}) = 0$ ，由此可知 $g_Q(x_{in}) = 0$ ，则正交通道可以忽略；当相位失真很大时，两个通道都不能进行简化处理。此时问题转化为辨识非线性模块里的传输函数 $g_I(x_{in}), g_Q(x_{in})$ ，但二者并不能直接从测量或仿真中得到，需间接借助于包络传输特性之间的关系式进行求解。

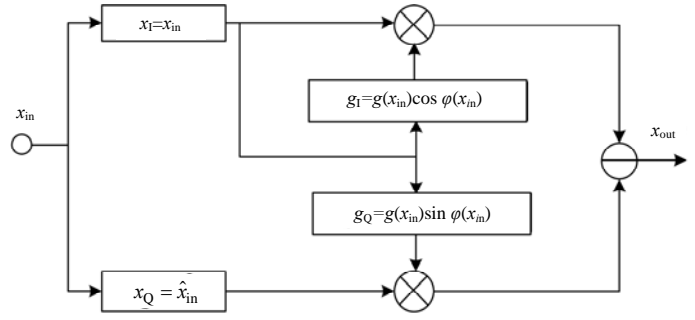


Fig.3 Framework of nonlinear block
图 3 非线性模块框架图

将输入信号包络变化引起输出信号包络变化的现象称为幅度-幅度(AM-AM)非线性，用 $G(A_{in}(t))$ 表示；将输入信号包络变化引起输出信号相位变化的现象称为幅度-相位(AM-PM)非线性，用 $\Phi(A_{in}(t))$ 表示，二者均属包络传输特性，可以通过输入单音信号在静态测量中得到(SPICE或HB谐波平衡仿真器)。与瞬时传输特性相似，同样可以定义包络同相传输函数和包络正交传输函数：

$$\begin{cases} G_I(A_{in}) = G(A_{in}) \cos(\Phi(A_{in})) = \frac{A_{out}}{A_{in}} \cos(\Phi(A_{in})) \\ G_Q(A_{in}) = G(A_{in}) \sin(\Phi(A_{in})) = \frac{A_{out}}{A_{in}} \sin(\Phi(A_{in})) \end{cases} \quad (5)$$

式中： $G_I(A_{in})$ 是包络同相传输函数； $G_Q(A_{in})$ 是包络正交传输函数； A_{out} 为输出信号包络； A_{in} 为输入信号包络。

运用傅里叶级数的相关知识来辨识整个非线性无记忆模块，找出 $g_I(x_{in}), g_Q(x_{in})$ 与 $G_I(A_{in}), G_Q(A_{in})$ 之间的关系。给非线性系统输入一个单频信号激励 $x_{in}(t)$ ，以该信号为基准来表征接收机的无记忆非线性，不失一般性，通常假设 $\varphi_{in} = 0$ ：

$$x_I(t) = x_{in}(t) = A_{in} \cos(\omega t) \quad (6)$$

对式(6)做希尔伯特变换，得正交分量：

$$x_Q(t) = \hat{x}_{in}(t) = A_{in} \sin(\omega t) \quad (7)$$

将式(6)~(7)代入式(3)中，得出输出信号为：

$$x_{out}(t) = A_{in} \cos(\omega t) g_I(x_{in}) - A_{in} \sin(\omega t) g_Q(x_{in}) \quad (8)$$

由于输入信号为周期信号，经过非线性系统后并不改变其周期性，则输出信号可用傅里叶级数表示，因此 $x_{out}(t)$ 又可表示成如下形式：

$$x_{out}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos(i\omega t) + \sum_{i=1}^{\infty} b_i \sin(i\omega t) \quad (9)$$

式中 $a_i, b_i (i=1,2,\dots)$ 为傅里叶系数。

对于输入的单音激励信号，从式(8)~(9)中可以看出，输出信号含有很多谐波分量，其谐波频率为 $i\omega t$ ，为便于 $g_I(x_{in}), g_Q(x_{in})$ 的求解，将函数 $g_I(x_{in}), g_Q(x_{in})$ 分为奇函数和偶函数两部分之和，并分别对其求解，式(8)中的输出信号 $x_{out}(t)$ 变为：

$$\begin{aligned} x_{out}(t) &= A_{in} \cos(\omega t) [g_{I,even}(x_{in}) + g_{I,odd}(x_{in})] - A_{in} \sin(\omega t) [g_{Q,even}(x_{in}) + g_{Q,odd}(x_{in})] = \\ & [A_{in} \cos(\omega t) g_{I,even}(x_{in}) - A_{in} \sin(\omega t) g_{Q,even}(x_{in})] + [A_{in} \cos(\omega t) g_{I,odd}(x_{in}) - A_{in} \sin(\omega t) g_{Q,odd}(x_{in})] = \\ & x_{out,odd}(t) + x_{out,even}(t) \end{aligned} \quad (10)$$

式中： $x_{out,odd}(t)$ 为含奇次谐波分量的输出信号； $x_{out,even}(t)$ 为含偶次谐波分量的输出信号。 $g_{I,even}(x_{in}), g_{Q,even}(x_{in})$ 对输出信号的影响很大，它们虽是以 x_{in} 为自变量的偶函数，但在与 x_{in} 相乘后，将变为 x_{in} 的奇函数，能够产生基波分量、三次谐波分量或三阶互调分量等奇阶产物，这些奇阶产物中的一部分极有可能落在输出信号频带内，干扰所需的有用信号。相应地， $g_{I,odd}(x_{in}), g_{Q,odd}(x_{in})$ 能够产生二次谐波分量等偶阶产物，通常情况下，它可以被滤

波器所滤除, 因此对输出信号的影响较小。如果对窄带接收机建模, 往往忽略 $g_{L,odd}(x_{in}), g_{Q,odd}(x_{in})$, 只考虑 $g_{L,even}(x_{in}), g_{Q,even}(x_{in})$; 但在宽带接收机建模分析中, 如果要预测偶阶非线性产物, 二者都不可省略。因此根据输出信号中这些谐波分量产生的来源, 使用输出信号中的基波分量 $x_1(t) = A_1 \cos(\omega t + \phi_1)$ 确定 $g_{L,even}(x_{in}), g_{Q,even}(x_{in})$, 其中 A_1 为基波分量振幅, ϕ_1 为基波分量相位; 使用二次谐波分量 $x_2(t) = A_2 \cos(2\omega t + \phi_2)$ 确定 $g_{L,odd}(x_{in}), g_{Q,odd}(x_{in})$ [8], 其中 A_2 为二次谐波分量振幅, ϕ_2 为二次谐波分量相位。对于每个谐波分量, 傅里叶级数系数求解公式为:

$$\begin{cases} a_i = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x_{out}(t) \cos(i\omega t) dt \\ b_i = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x_{out}(t) \sin(i\omega t) dt \\ A_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2}, \quad i=1, 2, \dots \end{cases} \quad (11)$$

将 $x_{out,odd}(t)$ 代入基波分量傅里叶级数系数 a_1, b_1 的求解公式中, 整理可得出:

$$a_1 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} [A_{in} \cos(\omega t) g_{L,even}(x_{in}) - A_{in} \sin(\omega t) g_{Q,even}(x_{in})] \cos(\omega t) dt = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} A_{in} \cos^2(\omega t) g_{L,even}(x_{in}) dt \quad \underline{\omega t = x} \quad \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} A_{in} \cos^2(x) g_{L,even}(x_{in}) dx \quad (12)$$

$$b_1 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} [A_{in} \cos(\omega t) g_{L,even}(x_{in}) - A_{in} \sin(\omega t) g_{Q,even}(x_{in})] \sin(\omega t) dt = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} -A_{in} \sin^2(\omega t) g_{Q,even}(x_{in}) dt \quad \underline{\omega t = x} \quad \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} -A_{in} \sin^2(x) g_{Q,even}(x_{in}) dx \quad (13)$$

根据傅里叶系数之间的关系: $a_1 = A_1 \cos \phi_1$, $b_1 = -A_1 \sin \phi_1$, 将二者分别代入式(12)~(13)中, 并将积分里的 A_{in} 移到等式左边, 可以发现, 左边的式子与包络传输函数的表达式(5)相吻合。最终整理可得到包络传输函数与瞬时传输函数之间的关系:

$$\begin{cases} G_{L,1}(A_{in}) = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} g_{L,even}(x_{in}) \cos^2(x) dx \\ G_{Q,1}(A_{in}) = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} g_{Q,even}(x_{in}) \sin^2(x) dx \end{cases} \quad (14)$$

式中: $G_{L,1}(A_{in})$ 为基波分量的同相包络传输函数; $G_{Q,1}(A_{in})$ 为基波分量的正交包络传输函数。同理, 根据二次谐波分量傅里叶系数的求解公式, 令式(11)中的 $i=2$, 并将 $x_{out,even}(t)$ 代入, 使用相似的推导思路可以得到 $g_{L,odd}(x_{in}), g_{Q,odd}(x_{in})$ 与二次谐波分量的同相包络传输函数 $G_{L,2}(A_{in})$ 和正交包络传输函数 $G_{Q,2}(A_{in})$ 的关系:

$$\begin{cases} G_{L,2}(A_{in}) = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} g_{L,odd}(x_{in}) \cos(x) \cos(2x) dx \\ G_{Q,2}(A_{in}) = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} g_{Q,odd}(x_{in}) \sin(x) \sin(2x) dx \end{cases} \quad (15)$$

$G_{L,1}(A_{in}), G_{Q,1}(A_{in}), G_{L,2}(A_{in}), G_{Q,2}(A_{in})$ 的数据可以通过仿真得到, 这是一系列呈非线性关系的离散点, 可使用非线性基函数组成的多项式拟合逼近所获取的数据。在数学上, 常用的非线性基函数有幂级数、Bessel函数 [9]、Chebyshev 多项式、正余弦级数等。本文选择 Bessel 函数逼近包络传输函数, 使用第一类一阶 Bessel 函数 $J_1(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m! \Gamma(m+2)} \left(\frac{x}{2}\right)^{2m+1}$ 和第一类二阶 Bessel 函数 $J_2(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m! \Gamma(m+3)} \left(\frac{x}{2}\right)^{2m+2}$ 逼近得到的数据点, 运用 Bessel 函数的奇偶性来表征包络非线性: $J_1(x)$ 为奇函数, $J_2(x)$ 为偶函数。由式(14)可知, 求解的瞬时传输函数 $g_L(x_{in}), g_Q(x_{in})$ 分为奇偶两个部分, 当求解是以 x_{in} 为自变量的偶函数 $g_{L,even}(x_{in}), g_{Q,even}(x_{in})$ 时, 由于遵循等式左右两边相等的原则, 则 $G_{L,1}(A_{in}), G_{Q,1}(A_{in})$ 是以 A_{in} 为自变量的偶函数; 同理根据式(15)可得 $G_{L,2}(A_{in}), G_{Q,2}(A_{in})$ 是以 A_{in} 为自变量的奇函数。

定义 $A_{out,L}(A_{in}) = A_{out} \cos(\Phi(A_{in}))$, $A_{out,Q}(A_{in}) = A_{out} \sin(\Phi(A_{in}))$, 结合式(5)可得

$$\begin{cases} G_I(A_{in}) = \frac{A_{out,I}(A_{in})}{A_{in}} \\ G_Q(A_{in}) = \frac{A_{out,Q}(A_{in})}{A_{in}} \end{cases} \quad (16)$$

通过上述讨论，对于基波分量的同相包络传输函数的 $A_{out,I}(A_{in})$ 和正交包络传输函数的 $A_{out,Q}(A_{in})$ 应是以 A_{in} 为自变量的奇函数，用 $J_1(x)$ 的级数形式表示；二次谐波分量的同相包络传输函数的 $A_{out,I}(A_{in})$ 和正交包络传输函数的 $A_{out,Q}(A_{in})$ 应是以 A_{in} 为自变量的偶函数，用 $J_2(x)$ 的级数形式表示，则

$$\begin{cases} G_{I(Q),1}(A_{in}) = \frac{\sum_{n=odd} \gamma_{I(Q),even,n} J_1(n\xi A_{in})}{A_{in}} \\ G_{I(Q),2}(A_{in}) = \frac{\sum_{n=even} \gamma_{I(Q),odd,n} J_2(n\xi A_{in})}{A_{in}} \end{cases} \quad (17)$$

式中： $\gamma_{I,even,n}$, $\gamma_{I,odd,n}$, $\gamma_{Q,even,n}$, $\gamma_{Q,odd,n}$ 为拟合系数，通过使用最小二乘法求得； n 为展开的项数，在可容许的误差内，可以对展开的项数做一适当的截断； $\xi = \pi/2A_{in,max}$ ，其作用是对数据进行归一化处理并结合 n 使得 Bessel 函数能更好地拟合所得数据点。

根据式(14)~(15)可知，积分变量 $x = wt$ 与 A_{in} 无关，因此可根据式(17)假设出瞬时函数的表达式。以 $g_{I,even}(x_{in})$ 为例，根据等式左右两边 A_{in} 相等，可设 $g_{I,even}(x_{in}) = \sum_{n=odd} b_{I,even,n} J_0(n\xi x_{in})$ ，其中 $b_{I,even,n}$ 为同相瞬时传输函数偶部分的拟合系数，将 $g_{I,even}(x_{in})$ 和 $G_{I,1}(A_{in})$ 的表达式代入式(14)的 $G_{I,1}(A_{in})$ 中，并展开 Bessel 函数，约掉多余变量，将展开项 n 和 Bessel 函数的级数展开项 m 固定，可得 $b_{I,even,n} = \gamma_{I,even,n} \frac{2^{2m-1} m! n \xi}{(2m+1)!}$ ，将其代入 $g_{I,even}(x_{in})$ 里并化简，最终整理可得 $g_{I,even}(x_{in})$ 的表达式，同理求出其余瞬时函数的表达式：

$$\begin{cases} g_{I,even}(x_{in}) = \sum_{n=odd} \gamma_{I,even,n} \frac{n\xi \sin(n\xi x_{in})}{2 n\xi x_{in}} \\ g_{Q,even}(x_{in}) = \sum_{n=odd} \gamma_{Q,even,n} \frac{n\xi}{2} \cos(n\xi x_{in}) \\ g_{I,odd}(x_{in}) = \sum_{n=even} \gamma_{I,odd,n} \frac{-1}{2x_{in}} [\cos(n\xi x_{in}) - 1] \\ g_{Q,odd}(x_{in}) = \sum_{n=even} \gamma_{Q,odd,n} \frac{n\xi}{4} \sin(n\xi x_{in}) \end{cases} \quad (18)$$

由接收机的基本结构^[10]可知，与大部分功放建模不一样，接收机有一个最重要的作用就是变频。输入的射频信号，经过混频器后会变为中频信号，这是与本振信号混频作用的结果，因此在接收机非线性建模时，输入的信号应先与本振信号下混频，再通过非线性模块，否则将无法完成变频作用。

$$x_{in} = (A_{in} \cos wt \times A_{LO} \cos w_{LO} t)_{Low} \quad (19)$$

2.2 线性模块构建

线性模块主要体现出接收机的记忆效应，对于具有不同频率 f 的输入信号，在不同输入功率的情况下，其输出功率不一样，即它们的 $g_I(x_{in})$, $g_Q(x_{in})$ 和 $G_I(A_{in})$, $G_Q(A_{in})$ 有差别。

在非线性模块的构建当中，基于这样一个假设：不考虑频率选择性，以一个具有频率为 f 的输入信号为基准，假设所有频率都具有相同的非线性特性。这种假设显然并不适用具有记忆效应的非线性系统，因此通过线性模块将不同频率 f 之间的差别体现出来，在基准非线性上做相应的改变，以适应于感兴趣的频率。

由前面的描述可知，包络传输函数是以 Bessel 函数作为基函数进行逼近的，通过最小二乘法可以得到一系列的拟合系数，将基准信号求解出来的拟合系数 $\gamma_{I(Q),even(odd),n0}$ 作为其他信号的参考，对于不同频率的输入信号都将在此基础上进行变化，因此拟合系数将变为与频率相关的参数：

$$\gamma_{I(Q),even(odd),n}(f) = \gamma_{I(Q),even(odd),n0} G_{I(Q),even(odd),n}(f), \quad n = 1 \rightarrow N \quad (20)$$

式中： $G_{I(Q),even(odd),n}(f)$ 是与频率相关的函数，是相对于基准信号的拟合系数； N 为展开的项数。

式(20)是一个典型的最小二乘问题, 可通过最小二乘法求解得到 $G_{I(Q), \text{even(odd)}, n}(f)$, 进而求解出不同频率的拟合系数, 并应用到式(18)。

因此针对Hammerstein模型做一个扩展, 将其进行分支, 使用并联Hammerstein模型^[11]对图3进行一些改变, 整个结构模型如图4所示。

图中的 $F_1(x_{in}), F_2(x_{in}), \dots, F_N(x_{in})$ 为同相支路的一阶、二阶至 N 阶非线性。 $S_1(x_{in}), S_2(x_{in}), \dots, S_N(x_{in})$ 为正交支路的一阶、二阶至 N 阶非线性。可以看到该模型令不同阶数的非线性成分通过不同的线性模块, 能够更好地表达非线性系统的记忆效应, 具有更高的精确度。

3 仿真结果与分析

为验证方法的可行性与准确性, 使用Agilent公司的仿真软件ADS搭建一个接收机的仿真模型, 获取输出数据, 利用该数据对行为模型进行辨识, 使辨识出来的结果与仿真结果相接近。根据前述方法, 将接收机的中心频率设为910 MHz, 并采用该频率的正弦信号作为基准信号, 带宽为100 MHz, 接收机本振频率设为900 MHz, 并设置其余模块参数; 利用HB(Harmonic Balance)谐波平衡仿真器将扫描变量设为输入信号振幅, 扫描功率获取AM-AM特性和AM-PM特性, 将得到的特性曲线使用Bessel函数逼近拟合, 求解出的拟合系数代入式(18), 构建无记忆非线性模块, 再根据扫频求解线性模块。

使用接收机频带内的信号进行验证, 在不同输入功率的情况下, 分别采用860 MHz, 885 MHz, 912 MHz, 935 MHz, 960 MHz输入信号进行验证, 对比行为模型与仿真模型在同一频率输入情况下的AM-AM特性曲线。如图5所示, 图中直线为ADS仿真得出的AM-AM特性曲线, 离散矩形点为行为模型得出的AM-AM特性曲线, 可以看到, 实际ADS仿真系统的输出与所构建模型的输出十分接近; 从图中还能看到, 在输入频率 $f=912$ MHz时, 当输入功率大于10 dBm, 输出信号将产生增益压缩这样的非线性响应。

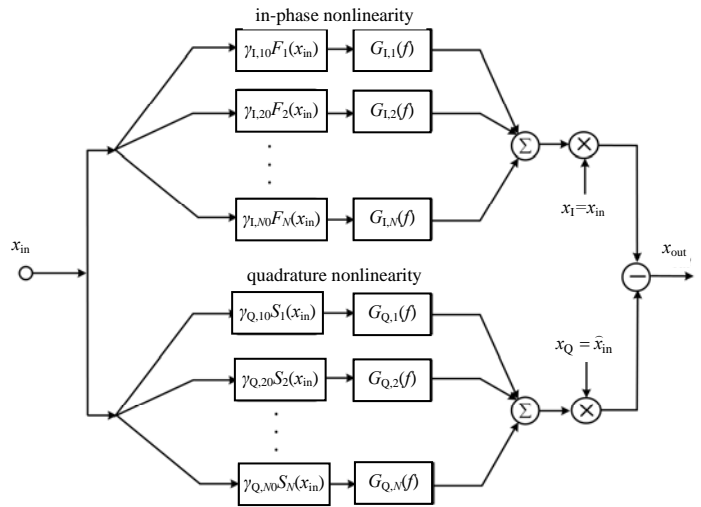


Fig.4 Final model framework
图4 最终模型框架

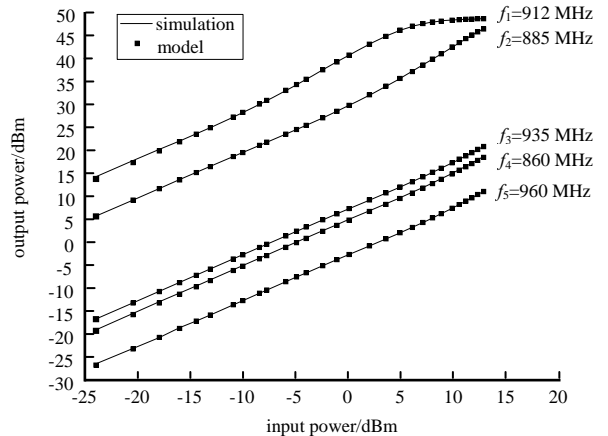


Fig.5 AM-AM curve model output and simulation output
图5 AM-AM 曲线模型输出与仿真输出

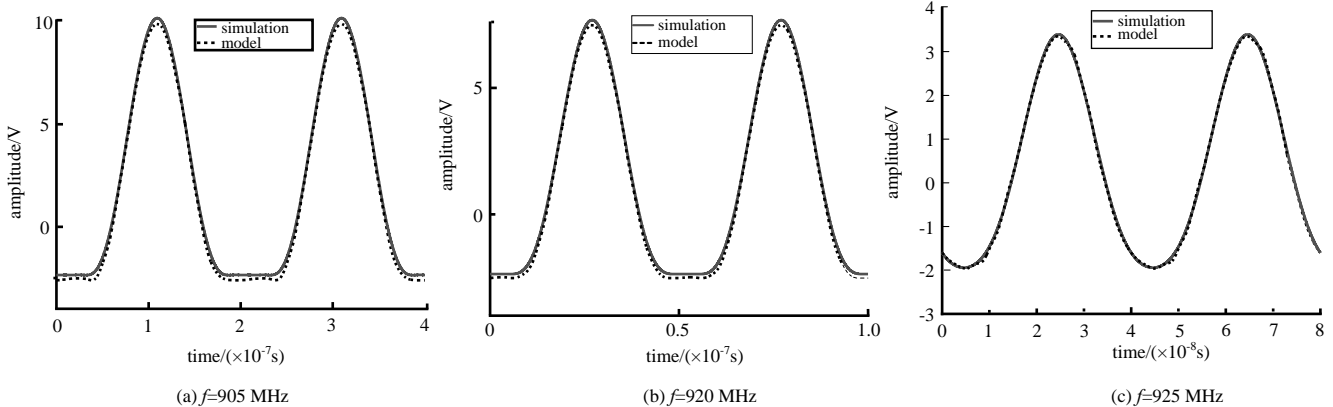


Fig.6 Comparison of single tone time domain waveforms between model output and simulation output
图6 模型输出与仿真输出单音时域波形对比

图6为行为模型与仿真模型在输入频率分别为905 MHz,920 MHz,925 MHz时的单音时域波形,图中虚线为行为模型的输出波形,实线为ADS仿真模型输出,输入信号振幅统一为0.5 V。从图中可以看到,输入频率为905 MHz和920 MHz的信号经过接收机射频前端后呈现出相对严重的非线性,在波形的下半部分出现了截断,导致信号畸变,行为模型的输出时域波形与仿真模型输出时域波形吻合程度较好,所建行为模型可以描述接收机的非线性特性。

4 结论

针对接收机的非线性效应提出了一种基于Hammerstein模型的行为级建模方法。该方法分别依次对接收机的非线性和记忆特性进行建模,应用傅里叶级数和Bessel多项式对非线性模块进行辨识,并根据记忆效应使用最小二乘法对线性模块进行参数辨识。使用ADS软件平台构建接收机模型进行仿真验证,AM-AM特性曲线和单音时域波形的仿真结果表明,本文提出的接收机非线性效应行为模型的拟合度较高。

参考文献:

- [1] 胡向峰,张艳花. 接收机的非线性分析[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2008,6(6):440-443. (HU Xiangfeng,ZHANG Yanhua. Nonlinear analysis of receiver[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2008, 6(6):440-443.)
- [2] XUE P,YANG H B,XU Z,et al. Effect of nonlinearities in wireless communication with digital receiver[C]// Wireless Communications & Networking Conference. Shanghai,China:IEEE, 2013.
- [3] CANNONE F,AVITABILE G,COVIELLO G,et al. Complete time-domain behavioral model of analog to digital converter block using SIMULINK for advanced RF receiver architectures[C]// IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems. Athens,Greece:IEEE, 2010.
- [4] 孙刚. 基于Volterra级数的功率放大器的建模与预失真技术研究[D]. 北京:北京邮电大学, 2015. (SUN Gang. Research on modeling and pre-distortion technology of power amplifier based on Volterra series [D]. Beijing:Beijing University of Posts and Telecommunications, 2015.)
- [5] BAI E W. Frequency domain identification of Hammerstein models[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2010, 48(4):161-180.
- [6] PEDRO J C,NUNES L C. A single-ended power amplifier behavioral model for AM/AM and AM/PM predictions[C]// 2014 IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications(PAWR). Newport Beach,USA:IEEE, 2014:79-81.
- [7] RONNOW D,WISELL D,ISAKSSON M. Three-tone characterization of nonlinear memory effects in radio-frequency power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2007,56(6):2646-2657.
- [8] LOYKA S L,MOSIG J R. New behavioral-level simulation technique for RF/microwave applications. Part I:basic concepts[J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2000,10(4):221-237.
- [9] O'DROMA M,LEI Y. A novel optimization method for nonlinear Bessel-Fourier PA model using an adjusted instantaneous voltage transfer characteristic[C]// 2008 38th European Microwave Conference. [S.l.]:IEEE, 2008.
- [10] XUE Y,ZHENG Y,SENG Y. K. RF receiver system for cognitive radio application[C]// 2011 International Symposium on Integrated Circuits. Singapore:IEEE, 2011:212-215.
- [11] ABUELMA'ATTI M T. Frequency-dependent nonlinear quadrature model for TWT amplifiers[J]. IEEE Transactions on Communications, 1984,32(8):982-986.

作者简介:

李敏玥(1995-),女,在读硕士研究生,主要研究方向为接收机建模.email:342553661@qq.com.

路宏敏(1961-),男,教授,博士生导师,主要研究方向为电磁场与微波技术、电磁兼容、射频信号处理.