

文章编号: 1001-2486(2010)04-0121-05

射频发射模块非线性效应的消除方法*

杨俊, 张传胜, 周永彬

(国防科技大学 机电工程与自动化学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 射频模块存在相位特性的非线性效应, 群延迟随频率的变化不再是一个常数, 并可能造成输出射频信号的波形失真, 而影响精密射频信号源的输出精度。基于递归最小二乘算法的自适应滤波器, 提出了消除其非线性效应的新方法。并以 GPS 模拟源为例, 利用其自校模块, 采用软件无线电和数字信号处理技术, 精确估计出射频模块的模型参数。将基带合成信号通过一个数字逆滤波器, 以消除相位的非线性和群延迟随频率的变化。利用自编的仿真程序包, 在 Matlab 中进行了相应的模拟计算。仿真结果表明, 该方法可有效地消除相位非线性效应对射频信号的影响, 输出信号的波形失真在理论上可控制在 0.01% 以内。

关键词: 射频; 非线性电路; 递归最小二乘算法; 自适应滤波器; 卫星导航

中图分类号: TN967.1 文献标识码: A

The Method of Eliminating Nonlinear Effect for Radio Frequency Module

YANG Jun, ZHANG Chuansheng, ZHOU Yongbin

(College of Mechatronics Engineering and Automation, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The nonlinear effect of phase performance and the dependency relationship of envelope delay with the change of frequency for a radio frequency module are owed to a good many factors uncertainty, which may cause the waveform of output radio frequency signal to be distorted. Based on the recursive least square adaptive filter, the novel method to eliminate nonlinear effect of radio frequency module was proposed. By regarding the GPS simulating system as an example, the model parameters were estimated precisely by using its self-revising module, software radio technique and digital signal processing technique. Then in order to eliminate the nonlinear phase and variable envelope delay, the synthetic signal in baseband was processed using a digital filter, which was the inverse filter of radio frequency module. The corresponding computation was accomplished utilizing the self-programming emulating package with the help of Matlab. The simulation results indicate that the method proposed in this paper can eliminate the impact on radio frequency signals by the nonlinear effect of phase, and the waveform distortion of output signals can be reduced to less than 0.01 percent.

Key words: radio frequency module; nonlinear circuit; recursive least square algorithm; adaptive filter; satellite navigation

射频模块包括射频前端的耦合器、放大器、步进衰减器和多级混频器及滤波器、频率综合器等, 研究其非线性效应, 对应用无线电进行精密测量, 特别是卫星导航技术等的高精度应用具有重要意义^[1-2]。射频模块由于其频率较高, 分布参数和辐射干扰较大, 易受到信号反射、阻抗匹配、寄生电感、寄生电容、串扰、辐射效应和趋肤效应等多种因素的影响, 而射频模块群延迟等参数的不确定性, 直接影响着测量精度^[1-3]。

由于射频模块存在诸多不确定因素, 使得其相位特性存在非线性效应, 群延迟随频率的变化不再是一个常数, 并最终造成输出射频信号的波形失真, 信号精度下降^[3-5]。为克服相位的非线性效应和变化的群延迟特性, 本文提出了基于递归最小二乘 (Recursive Least Square, 简称 RLS) 算法的自适应滤波器逆辨识射频模块模型参数的新方法, 并将基带合成信号通过一个数字滤波器, 以消除非线性效应的影响。同时利用自编的仿真程序包, 在 Matlab 中进行了相应的模拟计算。

* 收稿日期: 2010-01-19

基金项目: “十一五”民用航天预研项目 (C1320061301); 国家部委基金资助项目 (9140A200720209KG0160)

作者简介: (1964-), 男, 副教授, 博士。

1 GPS 模拟源

图1为GPS模拟源原理示意图,图中A到B(包括D/A、滤波器、上变频、功率控制及频率综合等单元)为射频模块,B到C(包括下变频、滤波器、A/D及频率综合等单元)为自校模块。

图1中基带合成单元分别用数值计算的方法将GPS导航信号在数字域叠加,得到多颗卫星的合成数字信号,然后用D/A单元将其转换为模拟信号。经滤波器处理后,再由上变频单元混频到载波频率 L_1 上,在功率控制单元进行功率放大调整后,从B点输出射频信号。自校模块提取部分射频信号,由下变频单元混频到中频,再经滤波器处理后,由A/D单元将其转换为数字信号。信号处理单元对采样信号进行数字下变频,实现码和载波的搜索及跟踪、导航电文解译等功能,并对GPS模拟源输出射频信号的精度进行自校。频率综合单元以高稳晶振产生的10.23MHz信号作为基准时钟信号,并完成基准频率的锁相倍频,提供上变频、下变频单元处理的

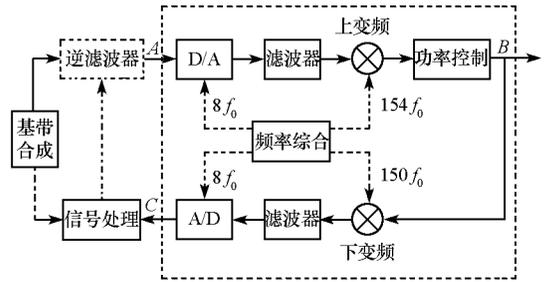


图1 GPS模拟源原理示意图
Fig.1 Schematic diagram of GPS simulating system

2 射频模块的逆辨识

为克服射频模块相位的非线性效应和群延迟随频率的变化特性对输出射频信号精度的影响,可利用自校模块实现基于递归最小二乘算法的自适应滤波器。根据基带合成单元得到的合成数字信号和自校模块得到的采样信号,利用自校模块的高速数据处理能力,逆辨识射频模块的模型参数,待参数趋于稳定后,可求得射频模块的逆滤波器。将基带合成后的信号通过该数字滤波器,以消除相位的非线性效应。考虑到射频模块的相位和群延迟特性随时间或工作条件存在一个缓慢变化关系,可根据实际需要,选择合适的时间间隔对射频模块的模型参数进行不间断的逆辨识,并相应地调整数字逆滤波器的参数。

图2给出了RLS自适应滤波器用于射频模块模型参数逆辨识的原理图。图2中,射频模块相当于一个未知系统,用自适应滤波器构成一个逆系统辨识(Inverse System Identification)单元,同时对输入信号 $s(n)$ 进行延迟(群延迟量为常数),构造目标信号 $d(n)$,当误差信号 $e(n)$ 很小时,自适应滤波器输出信号 $y(n)$ 和目标信号 $d(n)$ 非常接近,此时输出信号 $y(n)$ 相对于输入信号 $s(n)$ 而言,仅仅延迟了一个常数群延迟量,而此常数群延迟量可在前面的基带合成单元中预先进行补偿。另外,当 $e(n)$ 趋于稳定后,自适应滤波器的滤波系数就确定了。令图2中逆滤波器的系数同自适应滤波器的滤波系数,此时GPS模拟源输出的射频信号由于逆滤波器的工作,而使得射频模块的非线性效应得到很好的消除。

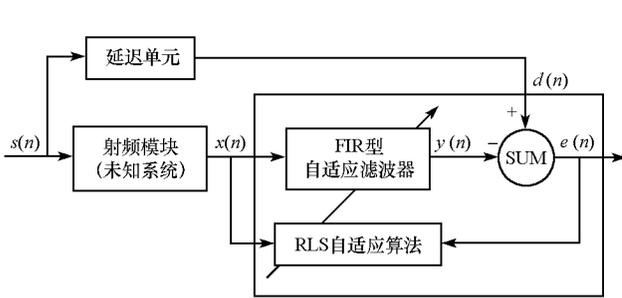


图2 用RLS自适应滤波器估计射频模块的模型参数
Fig.2 The model parameters of radio frequency module are estimated by the RLS adaptive filter

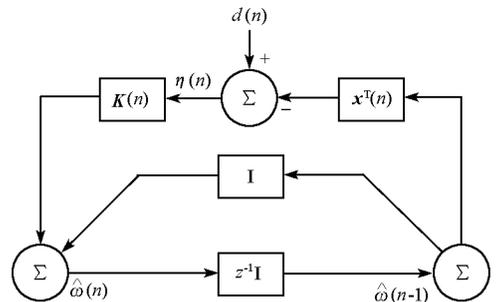


图3 RLS算法信号流程图
Fig.3 Signal flow diagram of RLS algorithm

自适应滤波器通常由两部分组成,一部分是滤波子系统,根据所处理的功能而往往有不同的结构形式,这里采用FIR型滤波器;另一部分是自适应控制算法,用来调整滤波子系统结构的参数或滤波系数。这里采用递归最小二乘法,它是最小二乘法的一类快速算法。

3 RLS 自适应滤波器的原理^[6]

递归最小二乘法算法的信号流程如图 3 所示。

令自适应横向滤波器延迟线抽头的 $M \times 1$ 维输入信号矢量为

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \dots \quad x(n-M+1)]^T \quad (1)$$

最小平方估计的 $M \times 1$ 维滤波系数矢量

$$\hat{\omega}(n) = [\omega_1(n) \quad \omega_2(n) \quad \dots \quad \omega_M(n)]^T \quad (2)$$

图 3 中, $M \times 1$ 维增益矢量

$$\mathbf{K}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) \mathbf{x}(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}^T(n) \mathbf{P}(n-1) \mathbf{x}(n)} \quad (3)$$

估计误差

$$\eta(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n) \hat{\omega}(n-1) \quad (4)$$

$M \times 1$ 维滤波系数矢量的递归计算公式

$$\hat{\omega}(n) = \hat{\omega}(n-1) + \mathbf{K}(n) \eta(n) \quad (5)$$

确定性相关矩阵 $\Phi(n)$ 之逆的递归计算公式

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1} \mathbf{K}(n) \mathbf{x}^T(n) \mathbf{P}(n-1) \quad (6)$$

而矩阵

$$\Phi(n) = \begin{bmatrix} \phi(n; 0, 0) & \phi(n; 0, 1) & \dots & \phi(n; 0, M-1) \\ \phi(n; 1, 0) & \phi(n; 1, 1) & \dots & \phi(n; 1, M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi(n; M-1, 0) & \phi(n; M-1, 1) & \dots & \phi(n; M-1, M-1) \end{bmatrix} \quad (7)$$

这里

$$\phi(n; k, m) = \sum_{i=1}^n x(i-k)x(i-m) + c\delta(m-k)k, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (8)$$

以上各式中, N 为输入信号的数据长度, M 为滤波器系数的长度, 且要求 $N \geq M$; λ 是一个不大于 1 的正常数, 成为遗忘因子; \mathbf{I} 为 $M \times M$ 单位矩阵; c 是一个很小的正数, 而

$$\delta(m-k) = \begin{cases} 1, & m=k \\ 0, & m \neq k \end{cases} \quad (9)$$

引入 $c\delta(m-k)$ 的目的是确保相关矩阵 $\Phi(n)$ 是正定的和非奇异的, 而且该项仅仅只影响相关矩阵 $\Phi(n)$ 的起始值。

迭代计算时, 初始条件为

$$\begin{cases} \phi(0; k, m) = c\delta(m-k) \\ \Phi(0) = c\mathbf{I} \\ \mathbf{P}(0) = c^{-1}\mathbf{I} \\ \hat{\omega}(0) = [0, 0, \dots, 0]^T \end{cases} \quad (10)$$

4 仿真计算结果

仿真计算条件: 输入信号 $s(n)$ 为标准的精密测距码(P码), 采样速率为 81.84MHz, 采样间距 $dt = 1.221\ 896\ 383\ 186\ 706 \times 10^{-5}$ ms。P码的周期为 1ms, 输入信号 $s(n)$ 的长度为两个周期, 即 $N = 80\text{MHz} \times 2\text{ms} = 160000$ 。目标信号 $d(n)$ 为延迟了的 $s(n)$, 这里令延迟量为 12, 即 $d(n) = s(n-12)$ 。

假设射频模块相当于一 IIR 型滤波器, 其滤波器系数为:

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} 1.000\ 000\ 000\ 000\ 00 \\ 1.274\ 737\ 439\ 648\ 96 \\ 0.969\ 067\ 768\ 326\ 02 \\ 0.453\ 463\ 683\ 982\ 72 \\ 0.131\ 603\ 870\ 155\ 88 \\ 0.021\ 891\ 702\ 977\ 26 \\ 0.001\ 629\ 918\ 281\ 33 \end{bmatrix} \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0.001\ 950\ 761\ 117\ 76 \\ 0.026\ 198\ 177\ 215\ 10 \\ 0.153\ 054\ 414\ 889\ 62 \\ 0.510\ 332\ 475\ 281\ 47 \\ 1.043\ 612\ 656\ 345\ 89 \\ 1.287\ 251\ 948\ 130\ 79 \\ 0.818\ 756\ 140\ 800\ 80 \end{bmatrix}$$

显然, 此射频模块的相位特性存在非线性效应, 群延迟随频率的变化不再是一个常数, 会造成输出射频信号的波形失真, 使 GPS 模拟源产生的导航信号质量下降。

射频模块的分贝幅频特性、相频特性及群延迟特性如图 4 中实线所示。

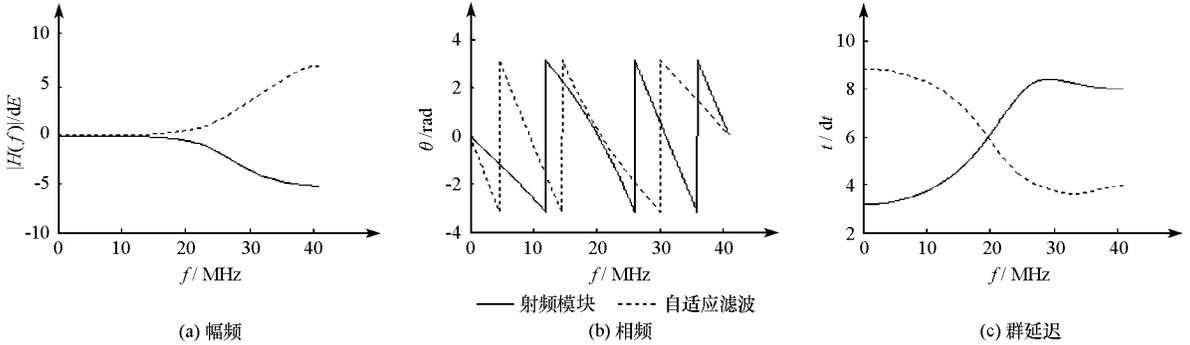


图 4 射频模块和自适应滤波器的特性

Fig. 4 Characteristics of radio frequency module and adaptive filter

令自适应滤波器的阶数为 12, 并令 $c = 0.01$, $\lambda = 0.8$ 。经 RLS 自适应滤波器辨识后, 得到其系数为

$$\mathbf{a} = 1, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0.004\ 388\ 207\ 511\ 38 \\ -0.046\ 072\ 122\ 206\ 01 \\ 0.208\ 928\ 545\ 548\ 54 \\ -0.539\ 740\ 157\ 081\ 67 \\ 0.834\ 794\ 130\ 649\ 05 \\ -0.649\ 917\ 192\ 551\ 64 \\ -0.050\ 221\ 175\ 107\ 23 \\ 0.261\ 117\ 939\ 336\ 09 \\ 0.511\ 454\ 342\ 585\ 15 \\ 0.311\ 384\ 203\ 979\ 79 \\ 0.136\ 712\ 445\ 171\ 05 \\ 0.0168\ 538\ 465\ 070\ 6 \\ 0.003\ 242\ 442\ 855\ 87 \end{bmatrix}$$

自适应滤波器的分贝幅频特性、相频特性及群延迟特性如图 4 中虚线所示。

得到自适应滤波器的系数后, 即可确定图 1 中数字逆滤波器的系数。依据图 1 对基带合成信号进行滤波, 原则上可消除相位的非线性效应。利用自编的仿真程序包, 在 Matlab 中进行了相应的模拟计算。图 5 给出了 8 颗星的基带合成信号 $d(t)$ 、未经自适应滤波器的输出信号 $x(t)$ 以及经自适应滤波器后对应的输出信号 $y(t)$ 。 $x(t)$ 存在一定的波形失真, $y(t)$ 和 $d(t)$ 只有在起始时刻存在较大的差别。不考虑起始时刻, 可计算出误差的最大值和绝对平均值, 如表 1 所示。其中最大误差

$$\delta_{\max} = \max \left\{ \frac{|y(n) - s(n-12)|}{|s(n-12)|} \right\} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (11)$$

$$\delta_{\text{aver}} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \frac{|y(n) - s(n-12)|}{|s(n-12)|}}{N} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (12)$$

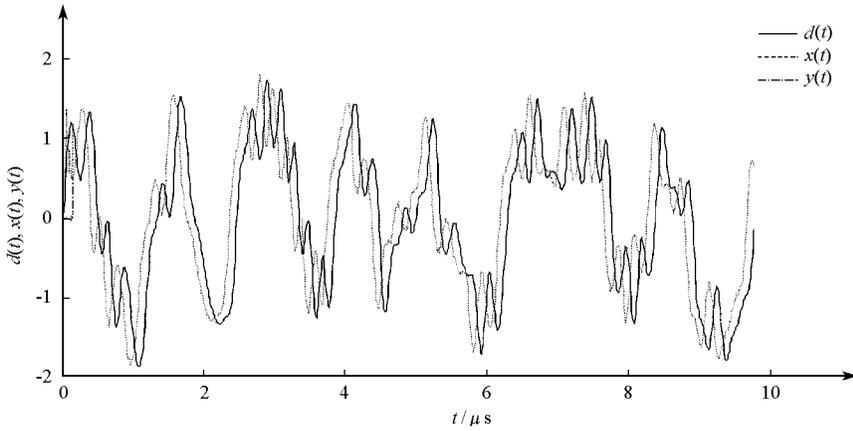


图 5 目标信号和输出信号

Fig. 5 The desired signal and output signal

表 1 用自编仿真程序包得到的计算结果

Tab. 1 The simulation results obtained using the self-programming emulating package

码	PRN	码延迟 (dt)	相对速度 (m/s)	相位 (rad)	δ_{\max}	δ_{aver}
I 路 C/A 码	1	26+ 2√ 512	7538 ±50	$\pi/7$	9.18×10^{-5}	1.81×10^{-5}
	2	52+ 2√ 256	7638 ±50	$2\pi/7$		
	3	78+ 6√ 512	7738 ±50	$3\pi/7$		
	4	104+ 2√ 128	7838 ±50	$4\pi/7$		
	5	130+ 10√ 512	7938 ±50	$5\pi/7$		
	6	156+ 2√ 512	8038 ±50	$6\pi/7$		
	7	182+ 14√ 512	8138 ±50	π		
	8	208+ 2√ 64	8238 ±50	$8\pi/7$		
Q 路 P 码	1	26+ 2√ 512	7538 ±50	$\pi/7$	9.18×10^{-5}	1.81×10^{-5}
	2	52+ 2√ 256	7638 ±50	$2\pi/7$		
	3	78+ 6√ 512	7738 ±50	$3\pi/7$		
	4	104+ 2√ 128	7838 ±50	$4\pi/7$		
	5	130+ 10√ 512	7938 ±50	$5\pi/7$		
	6	156+ 2√ 512	8038 ±50	$6\pi/7$		
	7	182+ 14√ 512	8138 ±50	π		
	8	208+ 2√ 64	8238 ±50	$8\pi/7$		

表 1 中每颗星的相对运动速度, I 路 C/A 码和 Q 路 P 码的延迟, 载波初始相位均设置为不同值。由表 1 可知, 最大误差小于 0.01%。

5 结论

本文基于递归最小二乘算法的自适应滤波器, 提出了估计射频模块的模型参数和消除其非线性效应的新方法, 并以 GPS 模拟源为例, 采用软件无线电和数字信号处理技术, 精确估计射频模块的模型参数, 将基带合成信号通过一个数字逆滤波器, 消除相位的非线性和群延迟随频率的变化。该方法可有效地消除相位非线性效应对射频信号的影响, 输出信号的波形失真理论上可控制在 0.01% 以内。

参考文献:

[1] 朱祥维, 孙广富, 雍少为, 等. 相位非线性畸变对 GPS 伪距测量的影响[J]. 国防科技大学学报, 2008, 30(6): 101- 106.
 [2] 李星, 耿淑敏, 欧钢, 等. 非线性放大器对伪码测距误差的影响分析[J]. 国防科技大学学报, 2008, 30(5): 49- 55.
 [3] Barquinero C, Suárez A, Herrera A, et al. Complete Stability Analysis of Multifunction MMIC Circuits[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007, 55(10): 2024- 2033.
 [4] Hay C. Standardized GPS Simulation Scenarios for SPS Receiver Testing[C]//IEEE/ION Position, Location, And Navigation Symposium, United States: IEEE, 2006.
 [5] Faulkner M. An Automatic Phase Adjustment Scheme for RF and Cartesian Feedback Linearizers[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2000, 49(3): 956- 964.
 [6] 何振亚. 自适应信号处理[M]. 北京: 科学出版社, 2002: 64- 68.