

步进式包络跟踪功率放大器的时间误差补偿

吴志远

(厦门大学信息科学与技术学院通信工程系)

摘要: 文章对步进式包络跟踪功率放大器(SET-PA)的宏模型进行了建立分析。基于SET-PA的特殊特点,对时间误差补偿进行了研究。使用一种基于最小均方误差(MMSE)的自适应时延估计的方法估计包络跟踪功率放大器(ET-PA)中两路之间的时间差值。数据结果显示,SET-PA的电压档数对包络支路的低通滤波器对功放带来的记忆效应的影响较为敏感。仿真结果显示,使用最小均方误差的方法去补偿ET-PA的时间差,可以使ACPR提高6-7dB,而且带来更快的收敛速度和更低的EVM。

关键词: 包络跟踪;宏模型;最小均方误差;时间误差补偿。

Compensation of Time Mismatch in Step Envelope Tracking Power Amplifier

Wu Zhiyuan

(Department of Communication Engineering, Xiamen University)

Abstract: In this paper, a macro model for step envelope tracking power amplifiers (SET-PA) is studied. Based on the specific characteristics of SET-PA, the compensation of the time mismatch is researched. An adaptive time delay estimation method based on minimum mean square error (MMSE) criterion is used to estimate the time delay to compensation time mismatch between two signal paths in ET-PA. The analytical result indicates that the variable voltage levels of SET-PA are sensitive to the memory effect generated by the low-pass filter. The simulation results show that using MMSE method to compensate the time mismatch of ET-PA can improve ACPR performance by 6-7dB compared to the case without compensation. And it performs higher convergence speed while achieving acceptable EVM.

Key words: envelope tracking amplifier; macro model; MMSE; time mismatch compensation.

0 引言

包络跟踪功放(ET-PA)是一种对高峰均比信号进行功率放大有效的放大器结构^[1]。但是ET-PA对信号支路和包络支路的时间差较为敏感^[2]。

为设计方便起见,使用电压控制单元来构造SET-PA^[3]。电压控制单元中,为功放供电的电压随着输入包络信号的变化在几个离散的值中进行变化。这种离散的电压选择器降低了包络信号的准确性和设计的复杂度。

在过去的研究中^[4,5],功放模型屡次被提出。然而,由于包括了更多的电路组成部分,ET-PA的模型比传统的功放模型更加复杂。A. J. Cann等人在文献[6]中提出了一个非线性的模型。Draxler P. J.等人在文献[7]中提出了一个ET-PA的宏模型,但是数据是使用曲线拟合的方式得到。而本文将ET-PA看作一个黑盒子,我们只关心输入信号和输出信号的关系。

如果输入信号没有和包络信号产生的电压保持实时一致,供电的直流电压可能会大于或者小于所需要的电压。若大于,会降低效率;若小于,则会造成晶体管的饱和。此外,ET-PA的时域不对齐还可能引起一些严重的问题,比如邻道干扰和失真,会降低ACPR和EVM。在工程上,对时域不对齐通用的解决方法是将输入包络信号与输出反馈信号做相关。这样的时域补偿方法在文献[8]和[9]中已有研究。文献[8]和[9]使用信号的幅度做了协方差去估计信号的相位差值。在文献[8]中,使用二次逼近的方法提高了估计相关峰的准确性。文献[9]提出了两个时域校准的方法,一个是使用自动调谐控制,另一个是模型参考控制,其中使用了循环坐标的自由导数法。

本文研究了SET-PA的宏模型,与文献[7]不同的是,本文没有使用曲线拟合的方法,而是使用级联ET-PA中每个模块的方法去建模;与文献[10]不同的

是，本人把ET-PA的所有器件考虑在内而不是单独使用映射关系。基于本文所研究的宏模型，分析了AM-AM曲线和AM-PM曲线的特征。在这基础上，使用在无线通信的多径效应研究中的基于MMSE的自适应时间延迟估计方法^[11]使用在这里来补偿ET-PA的两个支路的时间差值。与文献[9]不同的是，在比较两个信号的差值的时候，本文避免了求导的操作，避免求导就意味着减小算法复杂度。

本文安排如下，在第二节，提出了包含了SET-PA和时域校准补偿单元的系统模型。第三节研究了基于MMSE的时间差补偿的算法。第四节给出了仿真结果。最后，在第五节得出结论。

1 系统模型

1.1 步进式包络跟踪功放(SET-PA)模型

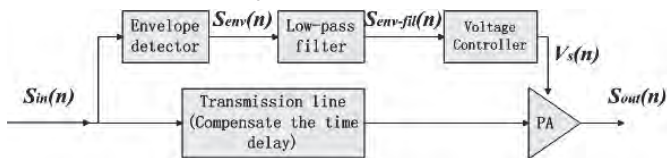


图1 包络跟踪功放简化的系统框图

按照等效低通表示，包络跟踪功放简化系统框图如图1所示。输入信号 $S_{in}(n)$ 是双载波WCDMA信号， n 代表采样点。输入信号通过耦合器耦合到两个支路，射频信号支路和包络支路。由于在包络跟踪的电源设备中，DC-DC电源模块的电压转换速率有着严格的要求，在包络支路，使用低通滤波器去降低带宽，以减小电源纹波^[12]。包络信号驱动电压控制器产生相应的电源电压档位为功放供电。电压档位选择离散档位，降低包络信号的准确性和电压控制器的设计复杂性。电压控制器会有一个最小的电压 V_{min} 使晶体管工作，同时会有一个最大的电压 V_{max} 防止晶体管不致损坏。因此，电压控制器提供的电压如式(1)所示。

$$V_s(n) = \min\{V_{max}, \max[V_{min}, \beta S_{env-fil}(n)]\} \quad (1)$$

在式(1)中， β 代表包络信号的放大倍数， $S_{env-fil}(n)$ 是通过图1中的低通滤波器之后的包络信号。

1.2 功放模型

在射频信号支路中，Adrian Kotelba等人在文献[8]中提出了一个非线性方程来表示晶体管的AM-AM和AM-PM的特征。如式(2)和式(3)所示。这个模型比文献[6]所提出的Cann模型更加适合ET-PA。

$$g(A, V_s) = \frac{g_0(V_s)A + g_1(V_s)A^2}{\sqrt[1+S]{1 + \left[\frac{g_0(V_s)A + g_1(V_s)A^2}{L(V_s)} \right]^S}} \quad (2)$$

$$\Phi(A, V_s) = \arctan\{a(V_s)e^{b(V_s)A} [A - p(V_s)]^2 + q(V_s)\} \quad (3)$$

在式(2)和式(3)中， A 和 V_s 分别代表信号的幅度和包络电压。参数 g_0 、 g_1 和 L 均是 V_s 的函数： g_0 表示PA线性区域小信号增益， g_1 表示PA非线性区域的(与 A^2 相关)的增益， S 是从线性区域到饱和区域的过渡区的参数，与 V_s 无关，参数 L 表示饱和输出值。各参数如表1[9]所示。

表1 功放模型参数

V_s	g_0	g_1	L	a	b	P	q
3	1.890	0.147	1.917	0.141	1.292	0.673	-0.734
4	2.067	0.370	2.523	0.074	1.570	0.823	-0.655
5	2.301	0.486	3.126	0.034	1.931	0.926	-0.556
6	2.520	0.531	3.873	0.019	2.134	1.107	-0.511
7	2.793	0.530	4.569	0.018	2.011	1.252	-0.447
8	3.063	0.486	5.249	0.022	1.801	1.379	-0.389
9	3.333	0.441	5.967	0.028	1.537	1.496	-0.330
10	3.578	0.407	6.683	0.034	1.308	1.612	-0.276
12	3.913	0.373	8.058	0.035	1.063	1.835	-0.187
15	4.214	0.371	10.03	0.026	0.986	2.180	-0.086
20	4.465	0.338	13.38	0.014	0.908	2.760	0.023
25	4.673	0.233	16.46	0.008	0.701	3.488	0.104
28	4.807	0.146	18.27	0.006	0.577	4.011	0.134
30	4.945	0.066	19.48	0.005	0.560	4.080	0.168

1.3 黑盒子模型

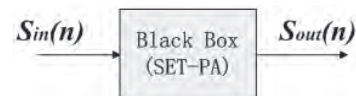


图2 黑盒子模型

由图2所示，把SET-PA视为一个黑盒子，黑盒子里面包括包络检测器、低通滤波器、电压控制器、功率放大器。这里我们忽略功放的记忆效应，式(4)表示输入输出关系

$$S_{out}(n) = F[S_{in}(n)] \quad (4)$$

式(4)中， F 代表SET-PA的全部的传输方程，从原始信号中提取的包络信号如式(5)所示，

$$S_{env}(n) = | \text{hilbert}[S_{in}(n)] | \quad (5)$$

式(5)中，运算符hilbert代表希尔伯特变换。

$$S_{env-fil}(n) = \text{filter}[S_{env-fil}(n)] \quad (6)$$

式(6)中，运算符filter表示低通滤波器的传输方程。

为功放供电的电压，也就是电压控制器的输出

如式 (7) 所示,

$$V_S(n) = \min\{V_{\max}, \max[V_{\min}, \beta E_{\text{fil}}(n)]\} \quad (7)$$

将式 (7) 代入式 (2) 和式 (3), 得到整个系统的传输方程。系统的AM-AM和AM-PM特征将在第四节讨论。

1.4 时间延迟补偿模型

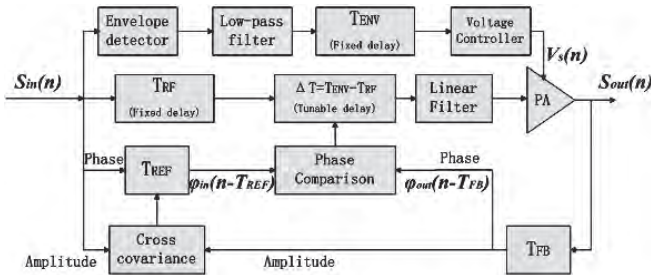


图3 时间延迟补偿模型简化系统框图

按照等效低通表示, 时间延迟补偿模型简化系统框图如图3所示, 假设包络支路中, 包络信号的时延为 T_{ENV} , T_{ENV} 表示了包含包络检测器、低通滤波器、电压控制器的总时延。 T_{RF} 表示射频信号支路的时间延迟。在射频信号支路中, 可调时延滤波器对射频信号的延时为 ΔT 。如图4(a)和图4(b)所示, 功放可以看作一个准无记忆系统, 使用与PA级联的线性滤波器来引入记忆效应。

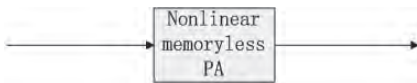


图4(a) 无记忆效应的模型

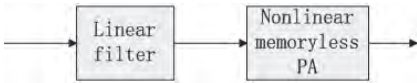


图4(b) 有记忆效应的模型

线性滤波器的传输函数如式 (8) 所示,

$$H(z) = \sum_0^2 \alpha_r z^{-r} \quad (8)$$

其中, $[\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2] = [0.7692, 0.1538, 0.0769]$ 。

2 时间误差补偿

为补偿时间差补偿, 需要估计出 T_{RF} 和 T_{ENV} 的差值。首先, 计算输入信号 $S_{in}(n)$ 和输出信号 $S_{out}(n)$ 的幅值协方差

$$C_{S_{in}, S_{out}}(\tau) = E[(|S_{out}(n+\tau)| - \mu_{S_{out}}) \times (|S_{in}(n)| - \mu_{S_{in}})] \quad (9)$$

式(9)中, E 是求期望算子, $\mu_{S_{in}}$ 和 $\mu_{S_{out}}$ 分别代表输入信号 S_{in} 和输出信号 S_{out} 的平均值。 τ 是协方差函数的时间偏移, τ_{\max} 是相关峰对应的时间偏移。由文献[2]可知, $\tau_{\max} = T_{FB} + (T_{RF} + T_{ENV})/2$ 。为了估计 ΔT , 需

要比较输出反馈信号的相位 $\varphi_{out}(n - T_{FB})$ 和输入信号的相位 $\varphi_{in}(n - T_{REF})$ 。相位误差信号定义为

$$e(n) = \varphi_{out}(n - T_{FB}) - \varphi_{in}(n - T_{REF}) \\ = \varphi_{out}(n - T_{FB}) - \varphi_{in}[n - (T_{FB} + (T_{RF} + T_{ENV})/2)] \quad (10)$$

式(10)中, $e(n)$ 与 T_{FB} 无关[2]。不失一般性, 假设 T_{FB} 为0。所以相位误差信号为

$$e(n) = \varphi_{out}(n) - \varphi_{in}[n - (T_{RF} + T_{ENV})/2] \quad (11)$$

定义 $\mathcal{E}(n)$ 相位信号 $\varphi_{out}(n)$ 和 $\varphi_{in}[n - (T_{RF} + T_{ENV})/2]$ 的时间差估计值。使用时间的均方误差作为代价函数, 如式 (12) 所示,

$$J(n) = \frac{1}{2K+1} \sum_{i=-K}^K e^2(n+i) \quad (12)$$

式 (12) 中 $2K+1$ 是用来计算的长度。所以, 最小的 $J(n)$ 就代表了最小的 $e(n)$ 。

根据卷积定理, 延时信号 $\varphi_{in}[n - (T_{RF} + T_{ENV})/2]$ 可以被表示为

$$\varphi_{in}[n - (T_{RF} + T_{ENV})/2] = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sin c[i - (T_{RF} + T_{ENV})/2] \varphi_{in}(n-i) \quad (13)$$

式(13)中, 求和的无穷上下限可以替换为 M , M 这个数足够大, 以减小截断误差。将式(12)代入式(10), 得到

$$e(n) = \varphi_{out}(n) - \sum_{i=-M}^M \sin c[i - (T_{RF} + T_{ENV})/2] \varphi_{in}(n-i) \quad (14)$$

定义一个误差矢量如式(15)所示

$$\mathbf{E}(n) = \begin{bmatrix} e(n+K) \\ e(n+(K-1)) \\ \dots \\ e(n-K) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{out}(n+K) \\ \varphi_{out}(n+(K-1)) \\ \dots \\ \varphi_{out}(n-K) \end{bmatrix}$$

$$-\mathbf{X}(n) = \begin{bmatrix} \sin c[-M - (T_{RF} + T_{ENV})/2] \\ \sin c[-M + 1 - (T_{RF} + T_{ENV})/2] \\ \dots \\ \sin c[M - (T_{RF} + T_{ENV})/2] \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{H}[(T_{RF} + T_{ENV})/2]$$

式(15)中 $E(n)$ 和 $Y(n)$ 是 $(2K+1) \times 1$ 的列向量, $\mathbf{H}[(T_{RF} + T_{ENV})/2]$ 是 $(2M+1) \times 1$ 的列向量, $\mathbf{x}(n)$ 是 $(2K+1) \times (2M+1)$ 的矩阵, 定义为

$$\text{(参见下页)} \quad (16)$$

代价函数 $J(n)$ 对 $\mathcal{E}(n)$ 求微分可以得到误差的梯度 (参见下页) (17)

$$\mathbf{X}(n) = \begin{bmatrix} \varphi_{in}(n+K+M) & \dots & \varphi_{in}(n+K-M) \\ \varphi_{in}(n+K-1+M) & \dots & \varphi_{in}(n+K-1-M) \\ \dots & \dots & \dots \\ \varphi_{in}(n-K+M) & \dots & \varphi_{in}(n-K-M) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{D}(n+1) &= \mathcal{D}(n) - \mu \frac{\partial J(n)}{\partial \mathcal{D}(n)} \\ &= \mathcal{D}(n) - \frac{\mu}{2K+1} \frac{\partial (\mathbf{E}^T(n)\mathbf{E}(n))}{\partial \mathcal{D}(n)} \\ &= \mathcal{D}(n) - \frac{\mu}{2K+1} \mathbf{E}^T(k) \frac{\partial \mathbf{E}(n)}{\partial \mathcal{D}(n)} \end{aligned} \quad (17)$$

式(17)中, μ 是控制自适应过程的收敛因子。把式(14)代入式(16), 考虑到微分项, 得到

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{E}(n)}{\partial \mathcal{D}(n)} &= \frac{\partial [\mathbf{Y}(n) - \mathbf{X}(n)\mathbf{H}(\mathcal{D}(n))]}{\partial (\mathcal{D}(n))} \\ &= -\mathbf{X}(n) \frac{\partial \mathbf{H}(\mathcal{D}(n))}{\partial \mathcal{D}(n)} = \mathbf{X}(n)\mathbf{F}(\mathcal{D}(n)) \end{aligned} \quad (18)$$

矩阵 $\mathbf{F}(\mathcal{D}(n))$ 定义为

$$\mathbf{F}(\mathcal{D}(n)) = \begin{bmatrix} f(-M - \mathcal{D}(n)) \\ f(-M + 1 - \mathcal{D}(n)) \\ \dots \\ f(M - \mathcal{D}(n)) \end{bmatrix} \quad (19)$$

式(19)中
$$f(v) = \frac{\cos(\pi v) - \sin c(v)}{v} \quad (20)$$

最后, 计算式(21)的迭代过程

$$\mathcal{D}(n+1) = \mathcal{D}(n) - \frac{2\mu}{2K+1} \mathbf{E}(n)^T \mathbf{X}(n)\mathbf{F}(\mathcal{D}(n)) \quad (21)$$

相位误差信号为

$$e(n) = \varphi_{out}[n - \mathcal{D}(n)] - \varphi_{in}[n - (T_{RF} + T_{ENV}) / 2] \quad (22)$$

经过数次的循环迭代, $\mathcal{D}(n)$ 最终收敛为 $\mathcal{D}_{conv}(n)$, 相位误差信号 $e(n)$ 达到最小。由于低通滤波器固定, T_{ENV} 是一个固定的时延, 所以, 令 $\Delta T = T_{ENV} - \mathcal{D}_{conv}(n)$, 时延误差最终得到补偿。

3 仿真和讨论

3.1 黑盒子模型特征的分析

使用表1中的参数, 按照图4(a)对黑盒子进行无记忆功放仿真, 分别得到无记忆功放的AM-AM和AM-PM曲线。通过调节电压的档数, 得到了新的

AM-AM和AM-PM特性。如图5(a)和图5(b)所示

在图5(a)中, AM-AM特性曲线展示出了一个反向弯曲, 这是由于当输入与信号较弱的时候, 晶体管尚未完全导通。图5(a)和图5(b)中的弥散效应是包络支路的低通滤波器所带来的记忆效应产生的结果。通过对图5(a)中的正常特性曲线和去低电压特性曲线作比较, 反向的弯曲逐渐消除, 弥散效应逐渐减弱, 通过观察图5(a)中正常特性曲线和去高电压特性曲线, 蓝线正向的弯曲表示晶体管接近饱和, 而且弥散效应出现在饱和区。这表示, 低通滤波器带来的记忆效应对电压档位的选取较为敏感。在图5(b)中, AM-PM特性曲线同样展示出弥散效应的减轻, 以及向上的弯曲, 这说明输入信号较大时, 会引起相移。

图5(c)和图5(d)给出了记忆功放的仿真结果, 可以看出记忆效应更加严重。

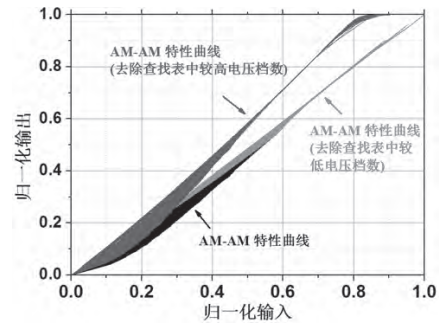


图5(a) 无记忆ET-PA的AM-AM特性曲线

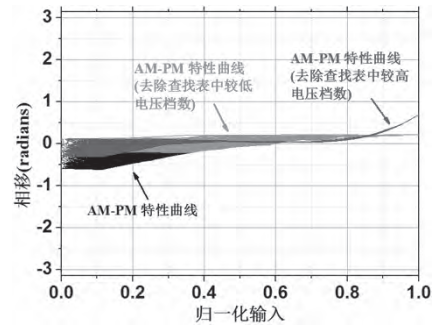


图5(b) 无记忆ET-PA的AM-PM特性曲线

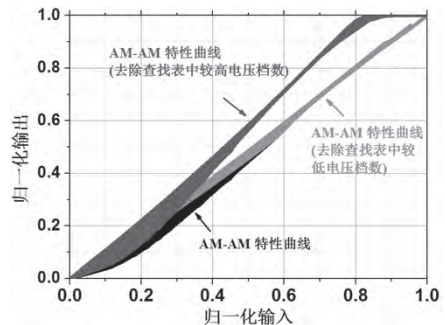


图5(c) 有记忆ET-PA的AM-AM特性曲线

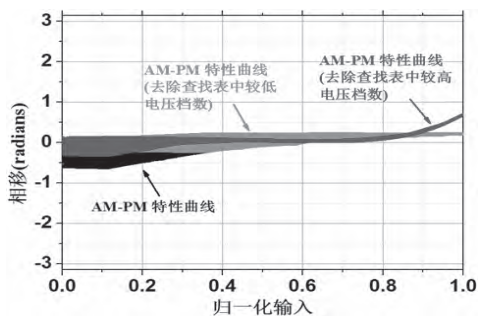


图5(d) 有记忆ET-PA的AM-PM特性曲线

3.2 时间误差补偿仿真结果

通过仿真，可以得到本文的时间误差补偿方法的结果，以双载波WCDMA信号的输出ACPR和EVM来衡量。通过计算输出信号在 $5\text{MHz} < f < 10\text{MHz}$ 的功率和 $0\text{MHz} < f < 5\text{MHz}$ 的功率比值，得到ACPR。计算误差矢量的均方差和信号向量最大幅值的比值得到EVM。

图6是输入和输出信号的功率谱密度，可以看到通过时间误差补偿，ACPR提高了6~7dB。选取迭代参数 $K=5$ ， $M=10$ ， $\mu=0.003$ 。计算EVM的过程中，每次迭代选取100个采样点，连续迭代的EVM结果由图7所示。20次迭代之后，MMSE方法和直接求相关的方法，EVM分别为8.8%和11.3%。当最终收敛的时候，EVM近似为5%，这是一个在ET-PA中可以接受的数值。比较显示MMSE方法有着更快的收敛速度，这是因为传统的协方差方法需要同时计算信号支路和包络支路的协方差。

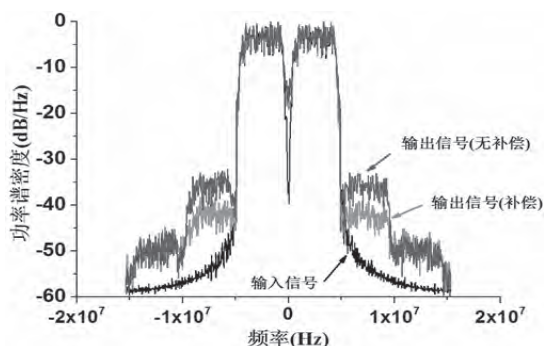


图6 归一化输入信号和归一化输出信号的功率谱密度

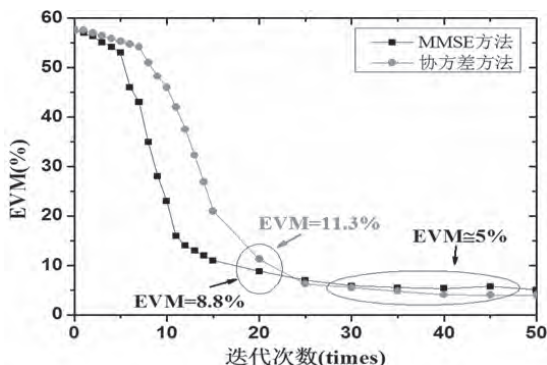


图7 迭代计算之后的EVM仿真结果

4 结论

本文研究了SET-PA的宏模型，数值分析结果表明包络支路的低通滤波器可以引发无记忆功放的记忆效应。通过比较不同的电压档位，可以看到这种记忆效应对电压档位的改变较为敏感。此外，本文利用基于MMSE自适应时延估计方法对ET-PA的时域不对齐进行了校准。通过比较协方差方法和本文的MMSE方法，仿真结果显示MMSE方法有更快的收敛速度，更好的ACPR表现，更低的EVM，证明这在ET-PA应用中是一种合适的方法。

参考文献:

- [1] Sahu B. Integrated, dynamically adaptive supplies for linear RF power amplifiers in portable applications[D].Atlanta: Georgia Inst. Tech., 2004
- [2] Wang F, Yang A H, Kimball D F, et al. Design of wide-bandwidth envelope-tracking power amplifier for OFDM Applications[J].IEEE Trans.Commun., 2005,53(4): 1244-1255.
- [3] Khanifar A, Maslennikov N, Modina R, et al. Enhancement of power amplifier efficiency through dynamic bias switching[C]// IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 2004: 2047-2050.
- [4] Bosch W, Gatti G. Measurements and simulation of memory effects in predistortion linearizers[J]. IEEE. Trans. on Microwave Theory and Techniques, 1989,37(12): 1885-1890.
- [5] Hyunchul Ku, Kenney J S. Behavioral modeling of nonlinear RF power amplifiers considering memory effects[J].IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 2003,51(12): 2495-2503.
- [6] Cann A J. Nonlinearity model with variable knee sharpness[J]. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1980,AES-16(6):874-877.
- [7] Draxler P J, J. Yan J J, Kimball D F, et al. Digital predistortion for envelope tracking power amplifiers[C]//IEEE 13th Annual Wireless and Microwave Technology Conference, 2012: 1-7.
- [8] Hekkala A, Lasanen M, Kotelba A. Adaptive time misalignment compensation in envelope tracking amplifiers[C]//Spread Spectrum Techniques and Applications, 2008. ISSSTA '08. IEEE 10th International Symposium on, 2008:761-765.
- [9] Kotelba A, Hekkala A, Lasanen M. Compensation of time misalignment between input signals in envelope-tracking Amplifiers[C]//Personal, Indoor

(下接25页)

Knowledge discovery and data mining.ACM, 2001: 97-106.

[5] Li P P, Wu X D, Hu X G, et al. A random decision tree ensemble for mining concept drifts from noisy data streams[J]. Applied Artificial Intelligence, 2010,24(7): 680-710.

[6] Dai Q. A competitive ensemble pruning approach based on cross-validation technique[J]. Knowledge-Based Systems, 2013(37): 394-414.

[7] 张育培, 刘树慧. 基于特征漂移的数据流集成分类方法[J]. 计算机工程与科学, 2014, 36(5) : 977-985.

[8] Han H G, Wang L D, Qiao J F. Hierarchical extreme learning machine for feedforward neural network[J]. Neurocomputing, 2014(128): 128-135.

[9] Ditzler G, Polikar R. Incremental learning of concept drift from streaming imbalanced data[J]. Knowledge and Data Engineering, IEEE Transactions on, 2013,25(10): 2283-2301.

[10] Li Y, Peng J, Liang G, et al. Optimization of processing parameters for microwave drying of selenium-rich slag using incremental improved back-propagation neural network and response surface methodology[J]. Journal of Central South University of Technology, 2011(18):1441-1447.

[11] Wan X. Research on data mining algorithm based on the neural network[J]. International Journal of Advancements in Computing Technology, 2013, 5(7): 272-279.

[12] 倪志伟, 倪丽萍, 刘惠婷, 等. 动态数据挖掘[M]. 北京: 科学出版社, 2010.

[13] 李南, 郭躬德, 陈黎飞. 基于少量类标签的概念漂移检测算法[J]. 计算机应用, 2012, 32(8) : 2176-2185.

作者简介:

魏亚红, 曲阜师范大学信息科学与工程学院, 硕士
电话: 15163346613
电子信箱: sqweiyahong@163.com

倪建成 (通讯作者), 工学博士, 副教授, 研究方向: 云计算、大数据处理与分析
电子信箱: nijch@163.com
联系地址: 山东省日照市东港区烟台路80号曲阜师范大学信息科学与工程学院

~~~~~

(上接30页)

and Mobile Radio Communications, 2008. PIMRC 2008. IEEE 19th International Symposium on. 2008: 1-5.

[10] Hekkala A, Kotelba A. Lasanen M. Compensation of linear and nonlinear distortions in envelope tracking amplifier[C]//Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2008. PIMRC 2008. IEEE 19th International Symposium on. 2008: 1-5.

[11] Liang Q, Hui Z. A New adaptive time delay estimation algorithm based on MMSE criterion[C] //Signal Processing, Communication and Computing (ICSPCC), 2013 IEEE International Conference on. 2013: 1-4.

[12] Jeong J, Kimball D F, Kwak M, et al. Wideband envelope tracking power amplifier with reduced bandwidth power supply waveform[C]//Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International, 2009: 1381-1384.

**作者简介:**

吴志远, 厦门大学信息科学与技术学院通信工程系, 硕士  
电话: 13656025232  
电子信箱: mafia\_whl@163.com  
联系地址: 福建省厦门市思明区厦门大学海韵校区科研2号楼607室(收) (361005)

~~~~~