

# 窄带信号中的放大器“指纹”特征提取： 原理分析及FM广播实测实验

许丹,柳征,姜文利,周一宇

(国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

**摘要:** 本文提出了一种利用放大器非线性特性来进行特定辐射源识别的多通道相关指纹识别(Multi-Channel Correlation Fingerprinting;MCCF)方法.该方法首先由功率放大器的泰勒级数模型导出窄带输出信号的载频分量和谐波分量表达式,然后利用两分量的关联性,将载频分量作为放大器激励信号的近似,代入谐波分量的表达式中,用最小二乘法估计出“指纹”特征量.在此基础上本文分析了MCCF的指纹特征的观测条件和估计的CRLB.该方法定义的指纹特征与放大器的级数模型有关,与激励信号的形式无关,因此是发射机固有的.依据本方法对长沙地区的调频广播的电台进行了“指纹”提取实测实验,在谐波分量功率比载频分量小60到80dB的典型条件下,对四个电台的发射机进行了有效的分类.

**关键词:** 电子战;辐射源识别;特定辐射源识别;功率放大器;泰勒级数模型;放大器指纹

**中图分类号:** TN95 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2008)05-0927-06

## Extraction of Amplifier Fingerprints from Narrow Band Signal: Principle Analysis and FM Broadcast Experiment

XU Dan, LIU Zheng, JIANG Wen-li, ZHOU Yi-yu

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

**Abstract:** A Multi-Channel Correlation Fingerprinting (MCCF) method utilizing the amplifier's non-linear property is proposed for specific emitter identification application. From amplifier's Taylor series model, we derived the Carrier Component (CC) and Harmonic Component (HC) expressions of the output signal. Then the MCCF method based on the least square algorithm was developed by substituting the CC into the HC as an approximation of the input signal. The observation condition and estimation CRLB of MCCF were provided. The fingerprints of MCCF depend on the Taylor series model, and are independent of the input signals, so they are inherent. The feature extraction experiment of four FM broadcast emitters in Changsha area shows that, the MCCF method works well, even when the HC is 60 to 80dB smaller than the CC.

**Key words:** electrical war; emitter identification; specific emitter identification; power amplifier; Taylor series model

### 1 引言

辐射源“指纹”识别又称“特定辐射源识别(Specific Emitter Identification)”,是指对接收的电磁信号进行特征测量,并根据与已有的先验信息确定产生信号的辐射源个体.电子侦察目前广泛采用的信号特征,如载频、脉宽、重频、调制方式、调制参数等,在复杂、多变的信号环境下,已很难直接区分雷达、通信电台的型号,更难以识别个体.因此,在电子战研究领域,出现了以信号包络特征<sup>[1]</sup>、瞬时频率特征<sup>[2]</sup>、双谱特征<sup>[3]</sup>,以及更广义的变换域特征<sup>[4]</sup>作为辐射源“指纹”的个体识别方法.上述方法一般只针对一类特定形式的信号提出,如包络特征一般针对雷达脉冲信号,双谱特征一般用于通信信号,并且都存在一个共同的潜在前提,即信号的有意调制是不变的,或者有意调制的某些特性(如调制样式)是不变的.

因此当脉宽、调制方式、调制参数发生改变时,上述方法都会面临分类模型不匹配带来的性能下降.

从个体识别的一般意义上讲,最理想的“指纹”特征应具有如下的几个性质:(1)独立性:即“指纹”特征与发射信号的形式无关,当发射信号波形改变时,该特征仍然不变.(2)稳定性:即“指纹”特征本身稳定,不因温度、振动等环境变化而发生显著变化.(3)可测性:即该特征是可测量得到的,并且精度能达到个体分类的要求.前文所述的方法在特征的“独立性”方面存在不足.本文以放大器的非线性特性作为个体识别的依据<sup>[5]</sup>,考虑通过对放大器的窄带信号条件下非线性模型的深入分析,尝试推导出具有“独立性”的特征定义和相应的参数估计方法,并对特征的“可测性”进行讨论.最后通过特征提取实测实验来对本文的方法进行验证.

## 2 放大器泰勒级数模型

功率放大器(PA)是一个典型的非线性系统,在PA的非线性失真研究中常采用的非线性模型有泰勒级数模型<sup>[6,7]</sup>、Volterra级数法(或广义频率响应函数法)<sup>[8]</sup>等.泰勒级数模型在非线性特性较弱,信号带宽较窄时,可较好的描述PA的非线性特性.

窄带条件下PA的激励信号的一般形式为

$$u(t) = r(t) \cos(2 f_c t + \varphi(t)) \quad (1)$$

式中,  $r(t)$  为信号幅度包络,  $\varphi(t)$  为相位调制函数,  $f_c$  为载波频率. 则PA的输出可以记为

$$y(t) = O\{u(t)\} \quad (2)$$

式中  $O\{u(t)\}$  为放大器的整体调制特性, 包含幅度-幅度(AM-AM)转移特性和幅度-相位转移特性(AM-PM). 忽略后一项, 认为PA是无记忆的, 令  $O\{u(t)\}$  对  $u(t)$  泰勒展开, 得到PA的泰勒级数模型

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n u^n(t) \quad (3)$$

这个模型在用于分析整个频谱的无意调制时, 需同时考虑奇次和偶次幂项, 如果只分析信号工作频带(即载频分量)内的无意调制, 则可以忽略偶次幂项, 因为偶次幂项产生的信号分量总是远离工作频带<sup>[9]</sup>.

## 3 接收信号模型

在应用泰勒级数模型时通常将其截断. 令其阶数为  $L$ , 则输出信号波形为

$$y(t) = \sum_{l=0}^L a_l u^l(t) \quad (4)$$

将  $u(t)$  代入并对余弦的幂函数降幂展开后得到(证明见附录A)

$$y(t) = \left[ \sum_{k=0}^{\text{floor}(L/2)} \frac{(2k)!}{2^{2k} (k)! (k)!} a_{2k} r(t)^{2k} \right] + \sum_{l=1}^L \left[ \sum_{k=0}^{\text{floor}((L-l)/2)} \frac{(l+2k)!}{2^{l+2k-1} (k)! (l+k)!} a_{l+2k} r(t)^{l+2k} \right] \cos(2 f_c t + l \varphi(t)) \quad (5)$$

其中,  $\text{floor}(\cdot)$  表示向下取整. 由于  $r(t)$  是频宽相对较窄的基带包络,  $r(t)^l$  在幂次  $l$  有限的情况下, 仍然可以被认为是窄带的. 上式右边第一部分表示是零频分量, 第二部分中  $l=1$  的子项为载频分量,  $l>1$  的子项为谐波分量. 可见上式表示一个多分量信号.

PA的输出信号经馈源、天线、大气传输信道到达接收机前端, 假设整个信道具有较高的线性度, 则整个过程可以用线性系统响应函数  $h(t)$  表示. 为简单起见, 进一步假设  $h(t)$  在每个频率分量附近的增益相对稳定, 接收信号可表示为

$$x(t) = h(t) \otimes y(t) + w(t)$$

$$= G \sum_{l=1}^L \left[ \sum_{k=0}^{\text{floor}((L-l)/2)} \frac{(l+2k)!}{2^{l+2k-1} (k)! (l+k)!} a_{l+2k} r(t)^{l+2k} \right] \cdot g_l \cos(2 f_c t + l \varphi(t) + \theta_l) + v(t) \\ = G \sum_{l=1}^L \sum_{k=0}^{\text{floor}((L-l)/2)} [F_{l,k} r(t)^{l+2k} \cos(2 f_c t + l \varphi(t) + \theta_l)] + v(t) \quad (6)$$

其中,

$$F_{l,k} = \frac{(l+2k)!}{2^{l+2k-1} (k)! (l+k)!} g_l a_{l+2k} \quad (7)$$

$G$  用于表示接收距离变化产生的共同增益(或衰减), 每次接收该值可能发生改变,  $g_l$  为各谐波分量的相对增益的模值,  $\theta_l$  为各谐波分量的载波随机初相,  $v(t)$  为高斯白噪声.

## 4 “指纹”特征定义和提取

由式(6)可见, 接收信号不同谐波分量的基带波形与放大器的激励基带包络  $r(t)$ 、相位调制函数  $\varphi(t)$ 、泰勒级数系数  $a_n$  和接收过程的相对增益  $g_l$  有关. 为了能从各谐波分量中提取有效的模型特征, 本文假定接收过程的相对增益是恒定的, 采用如下的算法估计相关的特征量.

将信号的不同分量分别进行中频采样, 设采样同步进行, 不同分量采样信号间无时延, 由式(6)、(7)得

$$x_l(n) = G \sum_{k=0}^{\text{floor}(\frac{L-l}{2})} [F_{l,k} r(n)^{l+2k} \cos(\omega_0 n + l \varphi(n) + \theta_l)] + v_l(n), \quad n=1, 2, \dots, N, l=1, 2, \dots, L \quad (8)$$

式中,  $\omega_0$  是中频角频率,  $l$  是谐波分量序号,  $n$  是采样点序号, 相应的,  $L$  为放大器模型阶数,  $N$  为采样点长, 设  $v_l(n) \sim N(0, \sigma^2)$ , 且不同分量的噪声相互独立. 将上式中的余弦式展开, 得到

$$x_l(n) = G \sum_{k=0}^{\text{floor}((L-l)/2)} [F_{l,k} r(n)^{l+2k} \cos(\omega_0 n + l \varphi(n)) \cos(\theta_l) - F_{l,k} r(n)^{l+2k} \sin(\omega_0 n + l \varphi(n)) \sin(\theta_l)] + v_l(n) \quad n=1, 2, \dots, N, l=1, 2, \dots, L \quad (9)$$

写成矩阵的形式有

$$x_l = H_l f_l + v_l \\ x_l = [x_l(1) \quad \dots \quad x_l(N)]^T \\ v_l = [v_l(1) \quad \dots \quad v_l(N)]^T \\ H_l = [c^{(l,0)} \quad s^{(l,0)} \quad \dots \quad c^{(l,k_{l,\max})} \quad s^{(l,k_{l,\max})}] \\ f_l = [GF_{l,0} \cos(\theta_l) \quad -GF_{l,0} \sin(\theta_l) \quad \dots \quad GF_{l,k_{l,\max}} \cos(\theta_l) \\ -GF_{l,k_{l,\max}} \sin(\theta_l)]^T \quad (10)$$

其中,  $k_{l,\max} = \text{floor}((L-l)/2)$ ,  $s^{(l,k)}$ 、 $c^{(l,k)}$  为列向量, 其第  $n$  个元素分别为

$$s_n^{(l,k)} = r(n)^{l+2k} \sin(\omega_0 n + l \varphi(n)) \\ c_n^{(l,k)} = r(n)^{l+2k} \cos(\omega_0 n + l \varphi(n)) \quad (11)$$

由上式可见,如果已知  $r(n)$  和  $(n)$ , 则有可能估计出向量  $f_l$ .

考虑到实际雷达或通信系统中载频分量中交调干扰远小于主信号,可认为  $l=1$  时有

$$F_{1,k}r(n)^{1+2k} \ll F_{1,0}r(n), \quad k > 0 \quad (12)$$

则

$$x_1(n) \approx GF_{1,0}r(n)\cos(\omega_0 n + \phi_0(n) + \phi_1) + v_1(n) \quad (13)$$

令  $\bar{r}(n)$  是信号序列  $r(n)$  幅度归一化序列,则有

$$\bar{r}(n) = r(n) \quad (14)$$

为比例系数.  $\bar{r}$  和  $(n)$  的估计可由下式近似得到.

$$\hat{\bar{r}}(n) = \text{normalization}(|\tilde{x}_1(n)|) \quad (15)$$

$$\hat{\phi}_1(n) = \text{angle}(\tilde{x}_1(n)) - \phi_0(n) \quad (16)$$

这里,  $\tilde{x}_1(n)$  为  $x_1(n)$  对应的复信号,  $\text{normalization}(\cdot)$  表示对信号作幅度归一化,  $\text{angle}(\cdot)$  表示取复角.  $\hat{\phi}_1(n)$  与  $(n)$  还差一个未知的相位差. 可进一步验证, 该偏差仅仅对  $\phi_1$  的估计结果有影响, 而  $\phi_1$  与后文定义的特征无关.

对每个  $l > 1$  的矩阵方程(10), 将  $\hat{\bar{r}}(n)$  和  $\hat{\phi}_1(n)$  代入, 得  $H_l(\hat{\bar{r}}, \hat{\phi}_1)$ , 得到线性方程组如下.

$$x_l = H_l(\hat{\bar{r}}, \hat{\phi}_1) \bar{f}_l + v_l \quad (17)$$

其中,

$$\bar{f}_l = [ \bar{f}_{l,1}^{-1} GF_{l,0} \cos(\phi_l) \quad \bar{f}_{l,2}^{-1} GF_{l,0} \sin(\phi_l) \quad \dots \quad \bar{f}_{l,k_{\max}}^{-1} GF_{l,k_{\max}} \cos(\phi_l) \quad \bar{f}_{l,k_{\max}+1}^{-1} GF_{l,k_{\max}} \sin(\phi_l) ]^H \quad (18)$$

采用线性最小二乘解得

$$\hat{\bar{f}}_l = (H_l(\hat{\bar{r}}, \hat{\phi}_1)^H H_l(\hat{\bar{r}}, \hat{\phi}_1))^{-1} H_l(\hat{\bar{r}}, \hat{\phi}_1)^H x_l \quad (19)$$

由  $\hat{\bar{f}}_l$  相邻两元素可得到  $\bar{f}_{l,2k}^{-1} GF_{l,2k}$  的估计值(特别的,  $\bar{f}_{l,1}^{-1} GF_{l,0}$  由式(14)的幅度归一化过程直接得到). 记

$$F_{l,k} \triangleq \bar{f}_{l,2k}^{-1} GF_{l,k} \quad (20)$$

上述估计值与放大器本身特性和接收过程都有关, 不能直接作为特征. 将  $F_{l,k}$  取对数得

$$\log_{10}(F_{l,k}) = -(l+2k)\log_{10}(\bar{r}) + \log_{10}(G) + \log_{10}(F_{l,k}) \quad (21)$$

由于  $F_{l,k}$  为常量, 上式形式上构成以  $\log_{10}(\bar{r})$  和  $\log_{10}(G)$  为自变量的线性方程组, 在方程个数大于未知量的个数时, 通过消元可以得到与  $\log_{10}(\bar{r})$  和  $\log_{10}(G)$  无关的  $\log_{10}(F_{l,k})$  的代数式, 据此可以定义“指纹”特征. 下面是两种典型的情况下的特征定义方法.

**情况 1 发射机的放大器激励信号功率不变, 即为常数**

某些雷达、通信辐射源采用恒功率工作, 就属于这种情况. 这时只要式(21)的方程个数大于 1, 就可两式相减消掉  $\log_{10}(G)$  得到

$$\text{Feature}(l, k) = \log_{10}(F_{l,k}) - \log_{10}(F_{l,0})$$

$$= -(l+2k-1)\log_{10}(\bar{r}) + \log_{10}(F_{l,k}) - \log_{10}(F_{l,0}) \quad (22)$$

可见右边都是常量并且反映放大器特征, 故可作为“指纹”特征.

**情况 2 发射机的放大器激励信号功率时变, 即为变量**

当辐射源存在功率控制, 可认为末级放大器的输入信号幅度发生改变(这种方式更易实现). 这时只要式(21)的方程个数大于 2, 就可用三式消掉  $\log_{10}(\bar{r})$  和  $\log_{10}(G)$ , 相应的“指纹”特征如下.

$$\text{Feature}(l_i, k_i, l_j, k_j) = \frac{\log_{10}(F_{l_i, k_i}) - \log_{10}(F_{l_i, 0})}{(l_i + 2k_i - 1)} \Bigg|_{\substack{l=l_i \\ k=k_i}} - \frac{\log_{10}(F_{l_j, k_j}) - \log_{10}(F_{l_j, 0})}{(l_j + 2k_j - 1)} \Bigg|_{\substack{l=l_j \\ k=k_j}} = \frac{\log_{10}(F_{l_i, k_i}) - \log_{10}(F_{l_i, 0})}{(l_i + 2k_i - 1)} \Bigg|_{\substack{l=l_i \\ k=k_i}} - \frac{\log_{10}(F_{l_j, k_j}) - \log_{10}(F_{l_j, 0})}{(l_j + 2k_j - 1)} \Bigg|_{\substack{l=l_j \\ k=k_j}} \quad (23)$$

由上推导可知, 以上方法没有对信号波形的限制, 当辐射源的有意调制发生变化时, 仍可以提取出放大器“指纹”.

## 5 性能分析

### 5.1 特征可辨识性分析

考虑式(10)的模型,  $f_l$  为系统状态,  $x_l$  是观测量, 如果  $H_l$  是非奇异的, 则在无噪声条件下,  $x_l$  可由下式直接求出

$$f_l = H_l^{-1} x_l \quad (24)$$

反之, 如果  $H_l$  是奇异的, 则系统的内部状态  $f_l$  是不可辨识的, 即方程存在无穷多解, 由上文的方法估计出的“指纹”特征只是无穷多解中的一个. 因此, 还需从可辨识的角度对本方法的适用条件进行分析.

本文把待估计的状态认为是未知常量, 状态转移矩阵为单位矩阵  $I$ , 观测矩阵为

$$H_l = [ c^{(l,0)} s^{(l,0)} \dots c^{(l,k_{l,\max})} s^{(l,k_{l,\max})} ] \quad (25)$$

不妨假设矩阵行数一定大于列数, 即  $N > 2(k_{l,\max} + 1)$ . 由常系数离散线性系统的完全可辨识的充要条件, 特征可辨识等价于  $H_l$  矩阵具有秩  $2(k_{l,\max} + 1)$ . 下面利用 Vandermonde 矩阵的性质得到特征可辨识的必要条件, 首先给出 Vandermonde 矩阵的子矩阵非奇异的充要条件定理.

**定理 1** Vandermonde 矩阵的前  $k$  列子矩阵满秩的充要条件

$N \times N$  的 Vandermonde 矩阵

$$B = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & \dots & x_1^{N-1} \\ 1 & x_2 & \dots & x_2^{N-1} \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 1 & x_N & \dots & x_N^{N-1} \end{bmatrix} \quad (26)$$

取前  $k$  列构成的子矩阵  $B_k$  满秩的充要条件是  $x_i$  的不同取值个数大于或等于  $k$ . 该定理证明略.

将  $H_l$  作列交换得与其等秩的矩阵

$$H_l = [c^{(l,0)} \dots c^{(l,k_{l,\max})} s^{(l,0)} \dots s^{(l,k_{l,\max})}] \\ = [H_l^{(c)} H_l^{(s)}] \quad (27)$$

$H_l^{(c)}$  是所有的  $c^{(l,k)}$  构成的矩阵,  $H_l^{(s)}$  是所有  $s^{(l,k)}$  构成的矩阵, 列数都为  $k_{l,\max} + 1$ . 由  $\text{rank}(H_l) = \text{rank}(H_l^{(c)}) + \text{rank}(H_l^{(s)})$  并且  $\text{rank}(H_l) = 2(k_{l,\max} + 1)$ , 得

$$\text{rank}(H_l^{(c)}) = k_{l,\max} + 1 \\ \text{rank}(H_l^{(s)}) = k_{l,\max} + 1 \quad (28)$$

将  $H_l^{(c)}$  进一步写为

$$H_l^{(c)} = I_l^{(c)} R_l A_l \quad (29)$$

用  $\text{diag}_{N \times N}(\cdot)$  表示对角阵, 有

$$I_l^{(c)} = \text{diag}_{N \times N}(\cos(\omega_0 k + l(k))) \quad (30)$$

$$R_l = \text{diag}_{N \times N}(r^l(k)) \quad (31)$$

$$A_l = \begin{bmatrix} 1 & r^2(1) & \dots & r^{2k_{\max}}(1) \\ 1 & r^2(2) & \dots & r^{2k_{\max}}(2) \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 1 & r^2(N) & \dots & r^{2k_{\max}}(N) \end{bmatrix} \quad (32)$$

则由矩阵乘积的秩的不等式, 得

$$\text{rank}(H_l^{(c)}) = \min(\text{rank}(I_l^{(c)}), \text{rank}(R_l), \text{rank}(A_l)) \quad (33)$$

$I_l^{(c)}$  和  $R_l$  都为对角方阵,  $A_l$  为  $N \times (k_{l,\max} + 1)$  矩阵, 则

$$\text{rank}(H_l^{(c)}) = k_{l,\max} + 1 \Rightarrow \text{rank}(I_l^{(c)}) = k_{l,\max} + 1, \\ \text{rank}(R_l) = k_{l,\max} + 1, \\ \text{rank}(A_l) = k_{l,\max} + 1 \quad (34)$$

其中, 利用定理 1, 得  $\text{rank}(A_l)$  满秩的充要条件为  $r^2(n)$  的不同取值个数大于  $k_{l,\max} + 1$ . 同理可得  $H_l^{(s)}$  满秩的必要条件, 综合以上结论, 得  $H_l$  满秩的必要条件如下.

- (1)  $\cos(\omega_0 n + l(n))$  非零个数大于或等于  $k_{l,\max} + 1$ .
- (2)  $\sin(\omega_0 n + l(n))$  非零个数大于或等于  $k_{l,\max} + 1$ .
- (3)  $r^l(n)$  非零个数大于或等于  $k_{l,\max} + 1$ .
- (4)  $r^2(n)$  至少有  $k_{l,\max} + 1$  个不同取值.

由上述必要条件可知, 如果  $r^2(n)$  是恒定的, 即对于恒包络的信号, 当  $H_l$  列数大于 2, 由方程无法解出所有特征量. 其次, 如果在零中频进行处理, 即  $\omega_0 = 0$ , 可能会出现  $\cos(\omega_0 n + l(n))$  或  $\sin(\omega_0 n + l(n))$  恒为零的情况, 不利于求解.

### 5.2 特征估计精度分析

本文中“指纹”特征的提取采用的是参数估计方法, 参数估计精度将直接影响分类性能. 虽然原理上当观测点数增大时, 参数估计的精度总是能提高, 但这里观测矩阵与信号波形有关, 意味着在同样的时长下, 不同的特征参数估计精度不同. 简便起见, 这里通过对单个特征量未知而其他特征量已知时的情形来分析不同特征参数估计的性能. 设式(8)中,  $\theta = GF_{l,k}$  未知, 背景噪声为高斯白噪声, 则

$$- E \left[ \frac{\partial^2 \ln(p(x; \theta))}{\partial \theta^2} \right] = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N r(n)^{2l+4k} \cos^2(\omega_0 n + l(n) + \varphi) \quad (35)$$

得

$$\text{var}(\hat{\theta}) = \frac{1}{- E \left[ \frac{\partial^2 \ln(p(x; \theta))}{\partial \theta^2} \right]} \\ = \frac{2}{\sum_{n=1}^N r(n)^{2l+4k} \cos^2(\omega_0 n + l(n) + \varphi)} \quad (36)$$

将分母作余弦函数降幂可见, 特征参数估计精度主要与  $r(n)$  序列和  $k$  的取值有关, 对于同一段时间的观测数据, 有如下近似的结论:

- (1) 如果  $r(n) > 1$ , 对同一个  $l$  和  $\varphi$ , 则  $k$  的取值越大, 对应的参数估计的精度越高.
- (2) 如果  $r(n) < 1$ , 对同一个  $l$  和  $\varphi$ , 则  $k$  的取值越小, 对应的参数估计的精度越高.
- (3) 对同一个  $k, l, \varphi$  和归一化  $r(n)$  波形,  $r(n)$  的平均幅度越大, 对应的参数估计精度越高.

以上理论分析说明, 发射机的发射信号越大, 非线性效应越明显, 越容易估计其放大器的“指纹”特征; 对输入的大信号(包络远大于 1 的信号), 高阶非线性特征的估计精度一般会比低阶的特征的估计精度更高. 但以上分析的都是估计的绝对精度, 在利用“指纹”特征分类的应用中, 分类性能还与特征的绝对值以及不同辐射源的“指纹”特征差别程度有关.

### 6 FM 广播电台特征提取实验

本文针对长沙地区的调频广播电台进行了“指纹”特征提取实验. 选取调频广播电台为对象的原因包括: (1) 模拟调制的调制信息随时都在改变, 可以验证特征的“独立性”; (2) 电台发射功率较大, 国家标准为 0.5-100KW, 而功率放大器的输出功率越大, 越靠近大信号工作状态, 非线性特征也越明显; (3) FM 广播带宽较窄, 双边带宽不超过 200KHz, 与模型的窄带要求吻合; (4) 广播电台的天线是静止的, 可以暂时忽略天线扫描的影响.

实验采用两台频谱分析仪, 一台双通道示波器, 一

个低噪中频放大电路和一副超短波接收天线实现如下的多通道相关 (MCC) 接收机结构. 载频分量的中频未经放大 (或低增益) 直接接到示波器通道 1, 谐波分量的中频经 40dB 放大后, 接到示波器的通道 2. 通过调节频谱分析仪的中心频率, 选择接收的 FM 电台.

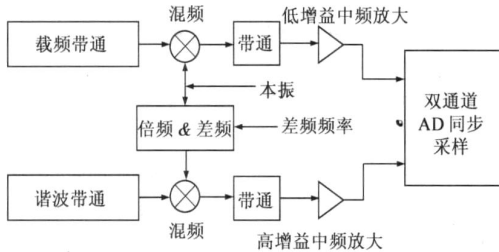


图 1 多通道相关指纹识别 (MCCF) 的接收系统结构图 (中频放大增益谐波通道要远大于载频通道, 以使两路信号中频信号在同一量化范围内)

类似基于调频广播的无源雷达, 本系统对两路信号同时接收, 并用一路信号作参考信号, 将另一路信号从噪声中提取出来. 不同的是本方法接收的是同一方向的不同频率的信号, 并且参考信号与待提取的谐波分量信号的相关性是非线性的 (见本文原理).

实验选取的 FM 电台为湖南电台音乐频道 (89.3)、长广星空调频 (102.2)、湖南电台卫星频道 (102.8)、湖南活力调频 (106.9), 分别用 FM1 ~ FM4 表示. 实验分上午和下午共 10 个小的时段进行, 每个时段都采集 4 个 FM 电台的中频数据. 实验过程中, 除了中心频率改变外不改变频谱分析仪、示波器和放大电路的其他设置.

调频广播信号是一种特殊的窄带信号, 其幅度是不变的, 实验采集的信号也显示出包络只有很小的波动. 由可观测性分析的结论, 如果  $r^2(n)$  是恒定的, 当  $H_l$  列数大于 2 时, 由方程无法解出所有特征量. 对上文定义的特征作适当修正, 并假定 FM 电台发射机的功率放大器的输入功率恒定, 定义

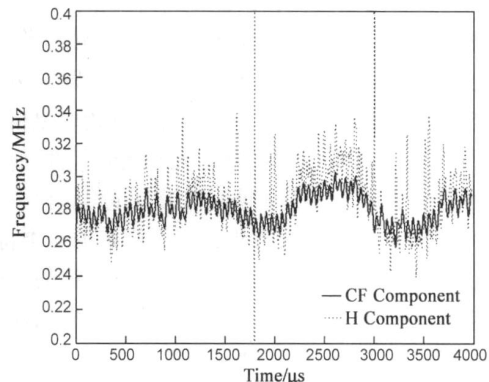
$$\begin{aligned}
 & Feature(l) \\
 &= \log_{10} \left[ \prod_{k=0}^{k_{l,max}} [GF_{l,k}^{l+2k}] \right] - \log_{10} \left[ \prod_{k=0}^{k_{l,max}} [GF_{1,k}^{1+2k}] \right] \\
 &= \log_{10} \left[ \prod_{k=0}^{k_{l,max}} [F_{l,k}^{l+2k}] \right] - \log_{10} \left[ \prod_{k=0}^{k_{l,max}} [F_{1,k}^{1+2k}] \right] \quad (37)
 \end{aligned}$$

其中,  $\prod_{k=0}^{k_{l,max}} [GF_{l,k}^{l+2k}]$  作为一个整体由变换后的观测方程求出.

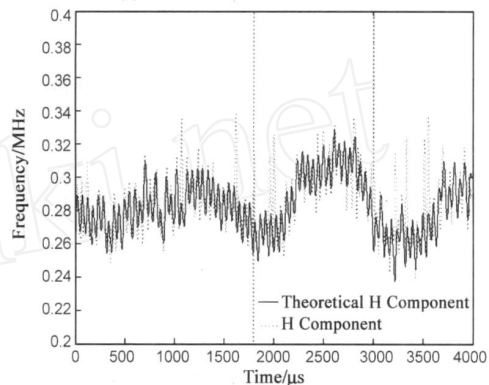
根据理论分析, 不考虑随机初相, 谐波分量的相位调制函数是载频分量的相位调制函数的  $l$  倍. 因此两个通道取一段同步的信号样本, 直接作瞬时频率曲线如图 2 (a). 图 2 (b) 中同时给出了由载频分量估计出的理论的谐波分量瞬时频率以及实测的瞬时频率, 可见理论的瞬时频率与实际的瞬时频率吻合的较好.

以 4ms 数据为一段, 估计“指纹”特征, 每个电台共

取 500 段数据 (共 10 个采集时段) 作实验. 图 3 给出四个电台的该分类特征随实验次数的变化曲线. 图中可



(a) 载频分量与谐波分量的瞬时频率



(b) 频率校正后谐波分量瞬时频率理论值与直接测量值 (CF Component 指载频分量; Harmonic Component 指谐波分量; Theoretical H Component 指根据模型由载频分量推算出的谐波分量)

图 2 载频分量和谐波分量的瞬时频率分析

见, 除 FM4 的特征估计误差较大外, 其余几个电台的特征都较为稳定, 总体上四个电台区分度明显. 而且在 FM4 的曲线中, 也有特征比较稳的时段, 初步判明原因是此时调频范围较小, 窄带模型更匹配, 信号受多径影响也较小. 经分类实验验证, 在以 20% 的样本作训练样本的条件下, 本实验的识别正确率达到 90%. 进一步提高本振的稳定度和积累时间, 可以得到更高的参数估计精度. 如果采用更多通道测量其他谐波分量, 增加的

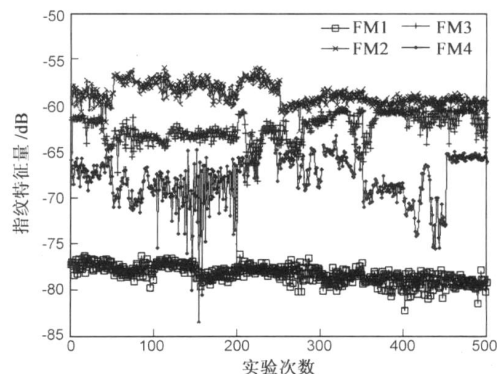


图 3 四个电台的指纹特征随实验次数的变化曲线

信息可以更好的实现分类。

## 7 结论及展望

本文提出了一种与放大器激励的窄带信号的形式“几乎”无关的放大器“指纹”特征提取原理。该提取方法对调制方式、调制信息改变的辐射源也能有效的提取出相关特征。采用 FM 广播实测实验对“指纹”特征的独立性、稳定性和可测性进行了验证。实验表明在谐波分量信噪比很微弱时,也能利用双通道的相关性得到较为稳定的分类特征。本文方法不限于 FM 广播电台,对存在天线扫描的雷达也可推广应用,由于结构简单,可以较容易的集成到现有的雷达告警接收机(RWR)及ESM系统中。

### 附录 A 式(5)的推导

将式(1)代入式(4)得

$$y(t) = \prod_{l=0}^L a_l r^l(t) = \prod_{l=0}^L a_l r^l(t) \cos^l(2 f_c t + \theta(t)) \quad (38)$$

由降幂公式

$$\cos^{2n}(\theta) = \frac{1}{2^{2n-1}} \left[ \sum_{k=0}^{n-1} C_{2n}^k \cos(2n-2k)\theta + \frac{1}{2} C_{2n}^n \right] \quad (39)$$

$$\cos^{2n+1}(\theta) = \frac{1}{2^{2n}} \sum_{k=0}^n C_{2n+1}^k \cos(2n-2k+1)\theta \quad (40)$$

代入,并整理得

$$y(t) = \left[ \prod_{k=0}^{\text{floor}(L/2)} \frac{(2k)!}{2^{2k} (k)! (k)!} a_{2k} r(t)^{2k} \right] + \prod_{l=1}^L \frac{1}{2^{l-1}} a_l r(t)^l \left[ \prod_{k=0}^{\text{floor}((l-1)/2)} C_l^k \cos[(l-2k)\theta] \right] \quad (41)$$

右边第二项有

$$\begin{aligned} & \prod_{l=1}^L \frac{a_l r(t)^l}{2^{l-1}} \left[ \prod_{k=0}^{\text{floor}((l-1)/2)} C_l^k \cos[(l-2k)\theta] \right] \\ &= \prod_{k=0}^{\text{floor}((L-1)/2)} \prod_{l=2k+1}^L \frac{a_l r(t)^l C_l^k}{2^{l-1}} \cos[(l-2k)\theta] \\ &= \prod_{k=0}^{\text{floor}((L-1)/2)} \prod_{l=2k+1}^L \frac{a_{l+2k} r(t)^{l+2k}}{2^{l+2k-1}} C_{l+2k}^k \cos[l\theta] \\ &= \prod_{l=1}^L \left[ \prod_{k=0}^{\text{floor}((L-l)/2)} \frac{(l+2k)! a_{l+2k} r(t)^{l+2k}}{2^{l+2k-1} (k)! (l+k)!} \right] \cos(2lf_c t + l\theta) \quad (42) \end{aligned}$$

上式中第二行中对和的求  $l$  和  $k$  符号互换了位置,上下限改变,第三行作变量替换,第四行再对  $l$  和  $k$  的求和符号互换位置,最后得到与本文式(5)形式相同的表达式,得证。

### 参考文献:

- [1] 张国柱,黄可生,姜文利,周一宇. 基于信号包络的辐射源细微特征提取方法[J]. 系统工程与电子技术,2006,28(6),795-797,936.  
ZHAN G Guo-zhu, HUANG K Ke-sheng, JIAN G Wen-li, ZHOU Yi-yu. Emitter feature extract method based on signal

envelope[J]. Systems Engineering and Electronics, 2006, 28(6),795-797,936. (in Chinese)

- [2] 董晖,姜秋喜,毕大平. 数字侦察接收机中的瞬时频率测量技术[J]. 电子对抗技术,2005,20(5),7-10,22.  
DONG Hui, JIANG Tai-qiu, BI-Daping. The technology of measuring instant frequency in digital reconnaissance receiver[J]. Electronic Counter-Measures Technology, 2005, 20(5), 7-10,22. (in Chinese)
- [3] 蔡忠伟,李建东. 基于双谱的通信辐射源个体识别[J]. 通信学报,2007,28(2):75-76.  
CAI Zhong-wei, LI Jian-dong. Study of transmitter individual identification based on bispectra[J]. Journal on Communication, 2007,28(2):75-76. (in Chinese)
- [4] 柳征,姜文利,周一宇. 基于小波包变换的辐射源信号识别[J]. 信号处理,2005,21(5):460-464.  
LIU Zheng, JIANG Wen-li, ZHOU Yi-yu. Emitter signals recognition based on wavelet packet transform[J]. Signal Processing, 2005, 21(5):460-464. (in Chinese)
- [5] T L Carroll. A nonlinear dynamics method for signal identification[J]. Chaos 17,2007,023109-1.
- [6] Leon W, Couch II. Digital and Analog Communication Systems [M]. US New Jersey:Prentice-Hall Inc., 1996,179-180.
- [7] Rappaport. Wireless Communication Principle and Practice [M], US New Jersey:Prentice-Hall, Inc., 1996,200-202.
- [8] 曹建福,韩崇昭,方洋旺,等. 非线性系统理论[M]. 西安:西安交通大学出版社,2001,160-176.
- [9] Chunming Liu, Heng Xiao, Qiang Wu. Linear RF power amplifier design for wireless signals: a spectrum analysis approach [A]. ICASSP[C]. Hong Kong, 2003.
- [10] 张贤达. 矩阵分析及应用[M]. 中国,北京:清华大学出版社,2004.
- [11] Steven, Kay. Statistically-computationally efficient frequency estimation [A]. ICASSP-88 [C]. New York, 1988. 2292-2295.

### 作者简介:



许丹男,1979年生于湖北襄樊,2001年和2004年分别在国防科技大学获得本科和硕士学位,现为该校电子科学与工程学院博士研究生。主要从事电子侦察信号处理、辐射源个体识别及空间信息对抗方面的研究。

E-mail: sfan79@yahoo.com.cn

柳征男,1978年生,博士,讲师。研究方向为综合电子战技术、空间信息对抗技术。

姜文利男,1967年生,博士,教授,博士生导师。研究方向为综合电子战技术、空间信息处理等。

周一宇男,1948年生,博士,教授,博士生导师。研究方向为综合电子战技术、空间信息处理等。