

ФОРМИРОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВА ПРИЗНАКОВ ПРИ РАСПОЗНАВАНИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Проблема распознавания образов имеет многочисленные практические приложения [1] и часто сводится к анализу электрических сигналов, с помощью которых может передаваться информация о распознаваемых объектах. Согласно сложившейся концепции [1] процесс распознавания состоит в сравнении характерных признаков сигнала с эталоном и принятии решения о соответствии (или несоответствии) распознаваемого сигнала данному классу.

При этом очевидно, что правильный выбор признаков, содержащих максимум информации о сигнале, в значительной мере предопределяет эффективность распознавания. Однако если процедура принятия решения о принадлежности объекта данному классу широко обсуждалась в литературе [1; 2] и разработана весьма подробно, то методы выбора совокупности (пространства) признаков до настоящего времени находятся в стадии своего становления. Поэтому на практике часто в качестве признаков выбирают те или иные параметры сигналов, которые из общих представлений наиболее информативны в условиях конкретно решаемой задачи.

Тем не менее подобные частные методы не исключают поиска более общего подхода, в связи с чем в настоящей работе сделана попытка формирования пространства признаков с помощью метода траекторного спектрального анализа сигналов в частотно-временном базисе [3], а также приведены результаты разработки и исследования параметров комплекса цифровой аппаратуры на базе ЭВМ типа БЭСМ-6 для выделения указанных признаков.

Использование траекторного спектрального анализа для формирования признаков сигнала. Рассмотрим аналитический сигнал в виде

$$U(t) = A(t) \exp \{j[\omega_0 t + \Phi(t)]\}, \quad (1)$$

где $A(t)$, $\Phi(t)$ — огибающая и фаза сигнала.

Так как информация, передаваемая подобным сигналом, содержится в модулирующих функциях $A(t)$ и $\Phi(t)$, задача распознавания сводится к восстановлению законов амплитудной (АМ) и фазовой (ФМ) (частотной (ЧМ)) модуляции принятого сигнала и сопоставлению их с известным эталоном.

В связи с этим нами предлагается следующий подход, основанный на ранее описанном методе траекторного спектрального анализа [3], суть которого состоит в следующем.

Сопоставим сигналу $U(t)$ некоторую функцию взаимной неопределенности (ФВН)

$$\chi_r(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} G_r(t, t') U(t') \exp[-j\omega t'] dt', \quad (2)$$

где $\tilde{G}_\tau(t, t')$ — временное окно, обладающее свойствами импульсной характеристики линейного фильтра и равное нулю вне интервала $|t-t'| \leq \pi/2$.

Физический смысл ФВН нетрудно понять, если учесть, что выражение (2) представляет собой кратковременный (за время — τ) спектр сигнала $U(t)$, а его квадрат модуля $|x_\tau(t, \omega)|^2$ описывает поверхность, рельеф которой соответствует перемещению

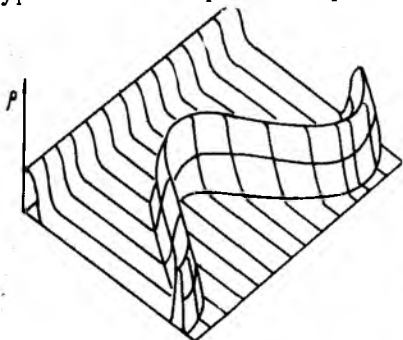


Рис. 1

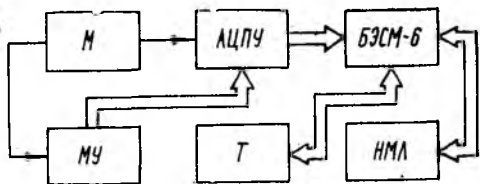


Рис. 2

нию плотности энергии сигнала в пространстве мощность—частота—время (рис. 1).

Проекция поверхности ФВН на плоскость P, t (рис. 1) определяет закон амплитудной модуляции

$$(\tilde{A})t = \left\{ \frac{1}{4\pi\tau} \int_{-\infty}^{\infty} d\omega |x_\tau(t, \omega)|^2 \right\}^{0,5} = \left\{ \frac{1}{2\tau} \int_{-\infty}^{\infty} dt' |G_\tau(t, t') U(t')|^2 \right\}^{0,5} \quad (3)$$

который можно рассматривать как средневзвешенное значение квадрата амплитуды сигнала $U(t)$ на интервале временного окна τ .

Закон частотной модуляции $\omega(t) = d\Phi(t)/dt$ можно определить аналогично, вычисляя проекцию поверхности ФВН на плоскость ω, t (рис. 1) как траекторию движения энергетического центра $\omega(t)$ (ЭЦ) кратковременного спектра (2). При этом в качестве характеристики положения ЭЦ можно использовать значения частоты, соответствующие максимуму ФВН, ее среднему значению или медиане [3], что определяется удобством вычислений для конкретного вида сигнала. В частности, для случая определения ЭЦ в виде медианы:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x_\tau(\omega, t)|^2 d\omega / \int_{-\infty}^{\infty} |x_\tau(\omega, t)|^2 d\omega = 0,5 \quad (4)$$

в работе [3] показано, что можно обеспечить достаточную для практики точность восстановления законов модуляции сигнала $U(t)$, если длительность временного окна τ выбирается на основе априорной информации о сигнале $\tau = (\Omega_\omega \Delta\omega_m)^{-0,5}$, где Ω_ω — ши-

рина спектра функции $\omega(t) = d\Phi(t)/dt$; $\Delta\omega_m$ — максимальное значение девиации частоты $\omega(t)$, а длительность реализации составляет $T_n \geq 3F_n$, где F_n — нижняя граница спектра функции $\omega(t)$.

При цифровой обработке сигнал $U(t)$ представляется в виде массива данных $U_T(t)$ из L -эквидистантных отсчетов $U(l)$ с шагом T , $L = \text{int}(T_n/T)$. Поэтому целесообразно ввести дискретную ФВН

$$x_\tau(T_m, \omega_k) = \sum_{l=0}^{L-1} G_\tau[(m-l)T] U(l) e^{-j\omega_k l T}, \quad (5)$$

которая вычисляется в момент времени mT для дискретных частот $\omega_k = k\Delta\omega$, где $\Delta\omega$ — шаг в области частот; $k=0, 1, 2, \dots, K-1$ — число отсчетов в области частот.

При этом закон АМ определяется как

$$|\hat{A}(mT)|^2 = \frac{\Delta\omega}{4\pi\tau} \sum_{k=0}^{K-1} |x_\tau(mT, \omega_k)|^2, \quad (6)$$

а закон ЧМ определяется уравнением

$$\sum_{k=0}^K |x_\tau(mT, \omega_k)|^2 / \sum_{k=0}^{K-1} |x_\tau(mT, \omega_k)|^2 = 0,5, \quad (7)$$

из которого вычисляется положение ЭЦ $\hat{\omega}(mT) = \hat{K}\Delta\omega$ (8).

Однако столь подробное описание законов АМ и ЧМ отличается информационной избыточностью и вряд ли оправдано, особенно для сигналов, содержащих случайную компоненту (помехи, шумы). Поэтому целесообразно ввести такую упорядоченную последовательность усредненных числовых параметров-признаков, которые достаточно полно описывают сигнал $U(t)$, устойчивы по отношению к случайным воздействиям на сигнал, а их информативность убывает с повышением порядка.

Для этого введем совокупность функций взаимного энергетического спектра порядка $r+s$ для законов АМ и ЧМ в виде

$$S_{rs}(\Omega_i) = \tilde{A}_r(\Omega_i) \tilde{W}_s(\Omega_i), \quad (9)$$

где

$$\tilde{A}_r(\Omega_i) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{(M-1)m'} [\hat{A}(mT)]^s e^{-j\Omega_i T m}, \quad (10)$$

$$\tilde{W}_s(\Omega_i) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{(M-1)m'} [\hat{\omega}(mT)]^s e^{-j\Omega_i T m}, \quad (11)$$

M определяется характером расположения совокупности временных окон G_τ на интервале T_n , в частности, при смежных окнах $M = \text{int}(T_n/\tau)$, $m = \text{int}(\tau/T)$, $P, P=0, 1, \dots, M-1$, $m' = \text{int}(\tau/T)$.

Введенные взаимные энергетические спектры образуют матрицу $\|S_{rs}\|$, которая по своему физическому смыслу близка к известной матрице когерентности [4] и позволяет сформировать наглядные информативные признаки сигнала $U(t)$.

Действительно, полагая в (9) $\Omega_i = 0$ и $s = 0$, получаем

$$S_{r_0}(0) = A_r(0) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} [\hat{A}(mT)]^r, \quad (12)$$

и аналогично для $\Omega_i = 0$, $s = 0$

$$S_{0s}(0) = \tilde{W}_s(0) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} [\hat{\omega}(mT)]^s. \quad (13)$$

Как видно, выражения (12), (13) определяют средние выборочные значения законов АМ и ЧМ вдоль оси P и ω соответственно, а сами признаки можно определить как соответствующие средние параметров траектории движения ЭЦ в пространстве P, ω, t .

Например, первые моменты $S_{01}(0)$ и $S_{10}(0)$ равны среднему значению траектории движения ЭЦ в плоскости ω, t (средняя частота сигнала $\bar{\omega} = S_{01}(0)$) и в плоскости P, t (средняя амплитуда сигнала $\bar{A} = S_{10}(0)$). Вторые моменты $S_{02}(0)$ и $S_{20}(0)$ определяют среднеквадратическое значение флуктуации частоты $\sigma_\omega = [S_{02}(0) - S_{01}^2(0)]^{0.5}$ и амплитуды $\sigma_A = [S_{20}(0) - S_{10}^2(0)]^{0.5}$. Перечень признаков можно продолжить, учитывая моменты все более высоких порядков (коэффициенты асимметрии, эксцесса и т. д.), а также рассматривая взаимные моменты $S_{rs}(0) = S_{r_0}(0) S_{0s}(0)$, что позволит более точно определить свойства сигнала $U(t)$. Однако информативность рассмотренных моментов убывает с возрастанием порядка [4], и всегда существует их разумное количество, которым целесообразно ограничиться при решении конкретной задачи распознавания.

Введенные выше признаки характеризуют вид функции распределения частоты и амплитуды и не описывают поведение законов АМ и ЧМ во времени. Поэтому целесообразно в качестве признаков, характеризующих динамику процесса $U(t)$, ввести моменты функции взаимного энергетического спектра (9)

$$M_{rs}^{(n)} = \frac{1}{T} \sum_{l=0}^{l-1} \Omega_l^n |S_{rs}(\Omega_l)|^2. \quad (14)$$

Различные частные случаи выражения (14) имеют наглядный физический смысл и могут быть использованы как информативные признаки, описывающие поведение сигнала во временной области.

Например, можно определить такие важнейшие динамические параметры, как средний период \bar{T}_ω закона ЧМ ($\bar{T}_\omega = 2\pi/M_{01}^{(1)}$ при $r=0, s=1$), закона АМ ($\bar{T}_A = 2\pi/M_{10}^{(1)}$ при $r=1, s=0$) и первый взаимный момент ($\bar{T}_{\omega A} = 2\pi/M_{11}^{(1)}$ при $r=1, s=1$); среднеквадратическое значение флуктуации периода ЧМ ($\sigma_{TA} = 2\pi [M_{01}^{(2)} - (M_{01}^{(1)})^2]^{-0.5}$), периода АМ ($G_{TA} = 2\pi [M_{10}^{(2)} - (M_{10}^{(1)})^2]^{-0.5}$) и второй взаимный момент ($\sigma_{TA\omega} = 2\pi [M_{11}^{(2)} - (M_{11}^{(1)})^2]^{-0.5}$), а также коэффициенты асимметрии, эксцесса и т. д.

Можно также учитывать моменты спектров более высоких порядков ($r+s \geq 2$, получаемых из уравнения (14), однако, как показывает анализ, во многих случаях достаточно ограничиться вычислением первых моментов элементов матрицы $\|S_{rs}\|$, имеющих следующий физический смысл: $S_{01}(\Omega_i)$ — спектр закона АМ, $S_{10}(\Omega_i)$ — спектр закона ЧМ и $S_{11}(\Omega_i)$ — взаимный энергетический спектр АМ и ЧМ.

Комплекс цифровой аппаратуры. В состав комплекса цифровой аппаратуры [5] входят (рис. 2) магнитограф (М) НО-67, маркерное устройство (МУ), блок аналогово-цифрового преобразования и управления (АЦПУ) и ЭВМ типа БЭСМ-6 совместно с ее штатным накопителем на магнитной ленте (НМЛ), терминалом (Т) и другими периферийными устройствами. Магнитограф воспроизводит по одному каналу служебную информацию, необходимую для восстановления условий проведения эксперимента, а исследуемый сигнал считывается по другому каналу. Служебная информация поступает на МУ, где расшифровывается и подается в блок АЦПУ, ко второму входу которого подключен информационный сигнал. В блоке АЦПУ производится преобразование аналогового сигнала в двоичный 6-разрядный цифровой код, согласование скорости потока информации с выхода НО-67 и канала ввода в БЭСМ-6, обеспечение протокола обмена и электрическое согласование логических уровней. Для записи информации в ЭВМ оператор через терминал вызывает пропрограмму ввода, согласно которой БЭСМ-6 обращается к блоку АЦПУ. При этом включается режим «воспроизведение» на магнитографе, и сигналы со служебного и информационного каналов через блок АЦПУ и ЭВМ записываются и хранятся на НМЛ.

Обработка и анализ цифровых данных производится в БЭСМ-6 по программе реализующей собственно алгоритм траекторного спектрального анализа с использованием подпрограмм быстрого преобразования Фурье (БПФ), вычисления моментов и определения медианы, моды и среднего значения спектральных плотностей.

Основные технические характеристики комплекса аппаратуры следующие: полоса пропускания ФНЧ на входе АЦПУ—300 Гц; 1500 Гц; 3000 Гц; соответствующие им частоты дискретизации—1 кГц, 5 кГц, 10 кГц; неравномерность АЧХ ФНЧ < 3 дБ; емкость буферного ОЗУ в блоке АЦПУ — 12 кБайт; динамический диапазон — 36 дБ; шаг квантования — 40 мВ; время преобразования

< 100 нС; тип магнитной ленты (МЛ), используемой на НО-67, И4404-12-21; номинальная скорость движения МЛ—38 см/с; отклонение скорости МЛ от номинального значения $< 0,2$ %; коэффициент колебаний скорости $< 0,2$ %; коэффициент гармонических искажений $< 2,5$ %; максимальный уровень входного сигнала ± 1 В; ЭВМ типа БЭСМ-6 обеспечивает математические операции над числами с плавающей запятой, мантиса которых соответствует 11-значному десятичному числу, а порядок по основанию десять не более ± 19 . При этом возможны вычисления с двойной точностью.

Экспериментальное исследование характеристик комплекса цифровой аппаратуры. Для исследования характеристик разработанного комплекса цифровой аппаратуры нами проведены измерения описанных выше информационных признаков применительно к частотно-модулированному сигналу.

Процесс цифровой обработки сигналов (1) можно условно разделить на несколько этапов. Если классификацию проводить по месту возникновения ошибок (шумов), влияющих на точность определения параметров колебания (1), то процедура обработки делится на три этапа: регистрация и подготовка информации; преобразование и ввод цифровых данных; обработка и анализ цифровых данных.

На первом этапе появление ошибок связано со случайными помехами и шумами в канале сигнала, дефектами на магнитной ленте (МЛ), неравномерностью движения МЛ в лентопротяжном механизме магнитографа и нелинейными и частотными искажениями в его каналах, на втором — с работой реального АЦП, и на третьем — с проведением вычислений на ЭВМ. Другие источники ошибок, связанные, например, со сбоями в цифровой аппаратуре, не учитываются, так как они обнаруживаются и исправляются путем использования кода Хеминга, контроля по модулю два, а также восстановления испорченного слова за счет информационной избыточности. Нами исследованы погрешности, возникающие на втором и третьем этапах, так как ошибки, связанные с регистрацией и подготовкой данных, сравнительно просто устраняются созданием соответствующих условий проведения эксперимента. При этом использовались тест-сигналы с известными параметрами в виде аддитивной смеси широкополосного гаусова шума и напряжения (1), частота которого модулирована по закону $\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \sin \Omega_0 t$, где $\Delta\omega$ — девиация частоты; Ω_0 — модулирующая частота.

Для формирования подобного сигнала создан измерительный стенд (рис. 3), в котором выходное напряжение генератора сигналов специальной формы (ГСС) типа Г6-26 модулирует по частоте колебания генератора низкочастотных сигналов (ГСН) Г6-31, которые, суммируясь с сигналом генератора низкочастотного шума (ГШН) Г2-57, через attenuator (АТ) подаются на вход многоканального магнитографа.

Параметры тест-сигнала контролировались по сквозному каналу магнитографа с помощью спектроанализатора (СА) С4-73, милливольтметра (МСЗ) В3-48 и осциллографа С1-68. При этом погрешность составляет $\pm 1\%$ для измерения среднего значения частоты ω_0 , значения модулирующей частоты Ω_0 и среднеквадрати-

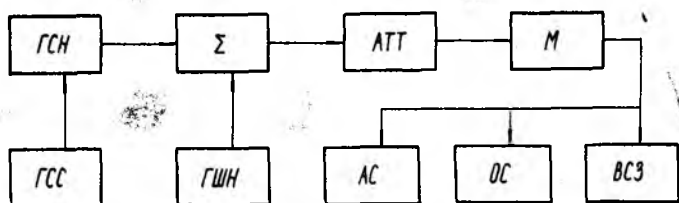


Рис. 3

ческого значения девиации частоты σ_0 , для измерения отношения сигнал-шум $\pm 2,5\%$ и амплитудного значения $\pm 4\%$.

Обработка проводилась с использованием прямоугольного временного окна и в определении ЭЦ спектральной плотности и вычислении $\bar{\omega}$, $\bar{\delta}$, $\bar{\Omega}$ составляла $|S_T(\omega, t)|^2$.

Положение ЭЦ определялось несколькими способами: как мода спектральной плотности $|S(\omega, t)|^2$, ее медиана (4) и среднее значение.

Таким образом, в данной работе предложен метод формирования пространства признаков сигналов для их распознавания, который наиболее полно использует информацию, заключенную в законах амплитудной и частотной модуляции. Приведено описание разработанного комплекса цифровой аппаратуры на базе ЭВМ типа БЭСМ-6 для измерения предложенной совокупности информационных признаков.

В результате экспериментальных исследований точностных характеристик разработанной аппаратуры сформулированы требования к параметрам обработки сигнала для получения наименьших погрешностей измерения.

Список литературы: 1. Фомин Я. А., Тарловский Г. Р. Статистическая теория распознавания образов. М., 1986. 264 с. 2. Горелик А. Л., Скрипник В. А. Методы распознавания. М., 1977. 222 с. 3. Могила А. А., Хлопов Г. И., Шестопалов В. П. Траекторный спектральный анализ//Радиотехника. 1989. Вып. 91. С. 86—93. 4. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М., 1982. 624 с. 5. Информационно-измерительная система для исследования радиоволн/В. С. Коростелев, А. Д. Краснянский, Г. И. Хлопов, В. П. Шестопалов//Всероссийский конф. по статистическим методам обработки данных дистанционного зондирования окружающей среды. Рига, 1986. С. 94—95.

Поступила в редколлегию 24.03.89