

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ РСФСР
ПО ДЕЛАМ НАУКИ И ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ

МОСКОВСКИЙ ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ,
ЭЛЕКТРОНИКИ И АВТОМАТИКИ



СИНТЕЗ И АНАЛИЗ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ
И СИСТЕМ

Москва 1990

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ РСФСР
ПО ДЕЛАМ НАУКИ И ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ

МОСКОВСКИЙ ИНСТИТУТ
РАДИОТЕХНИКИ, ЭЛЕКТРОНИКИ И АВТОМАТИКИ

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ
УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

Сборник научных трудов
межвузовский

Под общей редакцией
профессора А.Ф.Котова

Москва 1990



Scan AAW

УДК 621.396

Синтез и анализ радиоэлектронных устройств и систем:
Межвуз. сб. науч. тр./МИРЭА. - М., 1990. - III с;
ISBN 5-230-12030-4.

Сборник представляет некоторые результаты научно-исследовательских работ, выполненных рядом кафедр Московского института радиотехники, электроники и автоматики, Минского радиотехнического института, Московского энергетического института, Новосибирского электротехнического института, Рязанского радиотехнического института, Уральского политехнического института, а также в ряде научно-исследовательских организаций.

В нем нашли отражение актуальные вопросы синтеза, анализа помехоустойчивости и оптимизации параметров различных радиоэлектронных устройств и систем. Другая часть материала посвящена рассмотрению задач фильтрации и обработки сигналов.

Сборник предназначен для широкого круга инженеров, научных работников, а также преподавателям и студентам старших курсов радиотехнических специальностей.

Редакционная коллегия

А.Ф.Котов (отв. редактор), Г.Н.Третьяков (зам. отв. редактора),
Е.С.Беспалов, А.Н.Королев, Т.С.Фадосова, В.Б.Лизунов (отв.
секретарь).

ISBN 5-230-12030-4

© Московский институт радиотехники,
электроники и автоматики, 1990

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий сборник включает статьи, посвященные некоторым современным проблемам приема и обработки сигналов в радиоэлектронных системах и устройствах различного назначения. Представленные работы охватывают широкий спектр задач, возникающих в процессе проектирования и оптимизации параметров указанных систем и устройств.

Отличительной чертой сборника является теоретическое исследование вопросов помехоустойчивости и повышения качественных и количественных характеристик систем приема и обработки сигналов.

Рассматриваются задачи синтеза оптимальных сигналов и устройств, фильтрации и алгоритмов обработки. Обсуждаются проблемы динамики и устойчивости систем автоматической подстройки частоты и фазы. Исследуются вероятностные характеристики срыва слежения в этих системах. Решаются задачи теории цифровых систем обработки сообщений и анализа потенциальных возможностей пеленгации в сложной сигнальной и помеховой ситуации. Дается расчет параметров и режимов функционирования устройств обработки сигналов.

Цель сборника — изложение новых результатов и рекомендаций, имеющих самостоятельное значение для развития фундаментальных основ теории и практики радиосистем.

ВЫДЕЛЕНИЕ СЛУЧАЙНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОТОКОВ ИЗ ШУМА

Т.Б.Борукаев, В.Н.Васюков, С.А.Подстригайло

Рассматриваются задачи выделения из шума сигналов, имеющих характер стохастических, в общем случае негауссовских, процессов. Такой характер, в частности, имеют сигналы акустической эмиссии, рассматриваемые в дальнейшем. Однако класс таких сигналов весьма широк. К нему относятся сигналы пассивной локации, электрокардио-энцефаллограммы и др. Часто оказывается важным как восстановление формы, так и оценка параметров (временная фиксация пиков и т.п.) таких сигналов. Ниже рассматриваются подходы к их обработке и классификации.

Для диагностики состояния конструкций в настоящее время используется явление акустической эмиссии (АЭ) [1]. На поверхности объекта контроля размещаются датчики, обеспечивающие наблюдение сигналов АЭ, параметры которых связаны с прочностными характеристиками материала. С целью определения характеристик и местоположения возникающих микродефектов представляется разумным использовать методы статистической радиотехники, поскольку сигналы АЭ имеют случайную природу и наблюдаются на фоне шума и помех.

Особенностью задачи является весьма сильное искажение сигналов АЭ при распространении от места возникновения до датчиков (за счет многолучевости, реверберации и т.п.); это затрудняет классификацию сигналов.

В предположении линейности среды рассмотрим задачу восстановления [2] сигналов АЭ.

Полагая, что возникновение сигналов АЭ возможно в N точках объекта и свойства каналов распространения сигналов из этих точек к M датчикам заданы в виде матричной $(M+N)$ передаточной функции $G(S)$, где S - комплексная частота, приходим к модели, показанной на рис.1.

Сигналы АЭ в местах их возникновения образуют N -мерный вектор $\bar{Y}(t)$, на выходах датчиков наблюдается M -мерный вектор $\bar{Z}(t)$, содержащий аддитивный шум наблюдения $\bar{V}(t)$. Фильтр $W(S)$ вырабатывает оценку $\hat{Y}(t)$, которая должна

быть в некотором смысле близка к $\vec{Y}(t)$. В предположении ста-

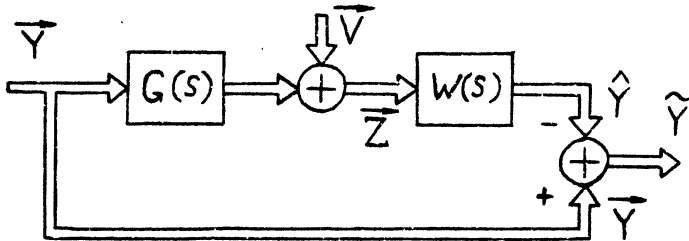


Рис. 1. Модель восстановления векторного сигнала

ционарности процессов удобно синтез восстанавливающего фильтра $W(S)$ провести в частотной области [3] путем минимизации следа дисперсионной матрицы ошибки восстановления:

$$\text{tr} \{ E[\tilde{Y}(s) \tilde{Y}^T(-s)] \}.$$

Следуя [3] с учетом подхода, использованного в [4] для восстановления одномерного сигнала, после несложных, но громоздких преобразований получаем выражение для винеровского векторного фильтра W_0 , обеспечивающего минимальную среди всех линейных фильтров суммарную дисперсию ошибки восстановления:

$$W_0(s) = R_Y(s) G^T(-s) [R_V(s) + G(s) R_Y(s) G^T(-s)]^{-1}, \quad (I)$$

где $R_Y(s)$ и $R_V(s)$ - квадратные матрицы спектральных плотностей мощности сигнала и шума соответственно; $()^T$ и $()^{-1}$ - символы транспонирования и обращения матриц.

Фильтр (I) получен в предположении некоррелированности сигнала и шума. В противном случае оптимальным является фильтр

$$W_{ок}(s) = [R_Y(s) G^T(-s) + R_{YV}(s)] \times \\ \times [G(s) R_Y(s) G^T(-s) + R_V(s) + G(s) R_{YV}(s) + R_{VY}(s) G^T(-s)]^{-1},$$

где присутствуют (матричные) взаимные спектральные плотности $R_{YV}(s)$ и $R_{VY}(s)$ сигнала и шума.

Суммарная дисперсия ошибки восстановления для фильтра (I) определяется выражением:

$$D = \frac{1}{2\pi i} \int_{-i\infty}^{i\infty} \text{tr} \left\{ R_Y(S) - R_Y(S) G^T(-S) \right. \\ \left. \times [R_V(S) + G(S) R_Y(S) G^T(-S)]^{-1} G(S) R_V(S) \right\} dS. \quad (3)$$

Анализ выражения (3) показал, что, как и следовало ожидать, даже в отсутствие шума точное восстановление сигнала возможно не всегда (только в том случае, если матрица $G(S)$ квадратная и невырожденная при всех S).

До сих пор в развитых процедурах восстановления не использовалась информация о распределениях сигналов. Как было сказано, полученные линейные фильтры оптимальны для класса гауссовских сигналов. Для импульсных потоков негауссовского характера оценку формы сигналов можно существенно улучшить, применяя нелинейные фильтры. Покажем это для одномерных сигналов, заданных функциональной моделью

$$y(t) = \begin{cases} x(t) \mp d, & |x| \geq d, \\ 0, & |x| < d, \end{cases} \quad (4)$$

где $x(t)$ — стационарный нормальный процесс с нулевым средним. Процесс $y(t)$ представляет при этом импульсный поток выбросов над уровнями $\pm d$. Для обработки смеси $z(t) = y(t) + v(t)$ сигнала с широкополосным шумом можно использовать нелинейный фильтр с эвристической структурой в виде каскада нелинейного и линейного звеньев:

$$\hat{y}(t) = \int_0^{\infty} h(\tau) \Phi[z(t-\tau)] d\tau, \quad (5)$$

где $\Phi(z)$ и $h(t)$ — характеристики звеньев, например:

$$\Phi(z) = \gamma z^3 - z; \quad h(t) = \lambda e^{-\beta t}, \quad t > 0. \quad (6)$$

Параметры γ , λ , β можно отыскать из условия:

$$\bar{\varepsilon}^2 = \overline{[\hat{y}(t) - y(t)]^2} = \min_{\gamma, \lambda, \beta}. \quad (7)$$

Строгое решение этой задачи затруднительно, но его можно упростить, приближенно заменяя сумму $z = y + v$ композицией $Z = y \vee v$, т.е. рассматривая действие сигнала и шума на нелинейное звено раздельно. Тогда:

$$\hat{\varepsilon}(t) \approx f[x(t)] - \int_0^{\infty} h(\tau) \Phi\{f[x(t-\tau)]\} d\tau + \int_0^{\infty} h(\tau) \Phi\{v(t-\tau)\} d\tau. \quad (8)$$

где $f(x)$, $\bar{\Phi}(z)$ и $h(t)$ заданы выражениями (4) и (6).

Дисперсия ошибки $\bar{\varepsilon}^2$ находится из (3) известными методами корреляционного анализа нелинейных функционалов от гауссовских процессов [5]. Сравнение величин дисперсий ошибок

$$\bar{\varepsilon}_1^2 = \bar{v}^2 ; \bar{\varepsilon}_2^2 = \overline{(y - \hat{y})^2}$$

до и после обработки позволяет судить об эффективности нелинейной фильтрации. Так, при задании параметров:

$$B_x(\tau) = e^{-|\tau|} ; B_D(\tau) = 0,25 e^{-3|\tau|} ; d = 1,5 ;$$

$$\alpha = 0,4 ; \beta = 3 ; \delta = 3 ,$$

получим $\bar{\varepsilon}_1^2 = 0,25 ; \bar{\varepsilon}_2^2 = 0,033$.

Такие оценки позволяют судить о погрешностях воспроизведения формы импульсов, составляющих случайный поток. В ряде задач нас интересует оценка интенсивности потока, временная фиксация пиков и т.п. При этом мы приходим к классификации обработанных реализаций по уровню, и необходима информация о распределениях амплитуд сигнальной и фоновой составляющих. Для каждой из них цепь преобразований от гауссовских входов до выхода представляется соответствующими типовыми звеньями "фильтр-нелинейность - фильтр". Их статистический анализ с помощью функциональных рядов Фурье-Эрмита в квазидиагональной форме развит в [6,7]. Покажем путь такого анализа для компоненты шума на выходе нелинейного фильтра, представленного третьим слагаемым в (8).

Функционал

$$U(t) = \int_0^T h(\tau) \bar{\Phi}[v(t-\tau)] d\tau$$

может быть разложен в редуцированный ряд Фурье-Эрмита [6]:

$$\hat{U}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^N C_{mn} H_n[x_m(t)] , \quad (9)$$

где $x_m(t) = \int_0^T \psi_m(\tau) v(t-\tau) d\tau$; $H_n[\cdot]$ - полином Эрмита,

$C_{mn} = \overline{U(t) H_n[x_m(t)]} / \overline{H_n^2[x_m(t)]}$ - коэффициенты разложения;

$\{\psi_m(t)\}$ - ортогональный сложный базис Лагерра [6]. Представляя формулу (9) в виде $\hat{U}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} F_m[x_m(t)]$,

видим, что процесс $\hat{U}(t)$ при независимых $\{x_m\}$ (что почти верно при широкополосном $V(t)$) является суммой M негауссовских компонент, распределения которых при известных $\{C_{mn}\}$ находятся принципиально просто [5]. Так как сходимость по m в данной задаче оказывается очень быстрой, плотности вероятности для $\hat{U}(t)$ и "сигнального продукта" (второе слагаемое в (8)) легко находится, как это описано в [6]. Анализ показал, что в рассмотренном примере использование нелинейной фильтрации существенно повышает вероятность правильного обнаружения пиков сигнала при заданном уровне вероятности ложных тревог.

Литература

1. Дробот Ю.Б., Лазарев А.М., Неразрушающий контроль усталостных трещин акустико-эмиссионным методом.- М.: Изд-во стандартов, 1987.
 2. Василенко Г.И. Теория восстановления сигналов.- М.: Радио и связь, 1979.
 3. Сейдж Э, Мелс Дж. Теория оценивания и ее применения в связи и управлении. -М.: Связь, 1976.
 4. Френкс Л. Теория сигналов.-М.: Сов.радио, 1976.
 5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники, кн. I. -М.: Сов.радио, 1974.
 6. Борукаев Т.Б. Диагонализация функционального винеровского разложения в задачах статистического анализа и идентификации нелинейных систем // Радиотехника и электроника.- 1983.- Т.28, № II.- С.2179-2185.
 7. Борукаев Т.Б., Грузман И.С. Использование функциональных рядов Фурье-Эрмита для статистического анализа существенно нелинейных систем // Радиотехника и электроника.- 1986.- Т.31, № 4.- С.703-709.
-

МОДИФИКАЦИЯ ГИСТОГРАММНОГО АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

А.С.Кулешов, В.А.Казаков

В задачах, связанных с распознаванием образов, вещательным и промышленным телевидением и т.д. возникает проблема выделения изображения объекта на каком-либо фоне. Алгоритмы контрастного выделения и корреляционные алгоритмы оказались для этого малоэффективны [1]. Контрастное выделение дает на реальном фоне большое количество ошибок выделения, а корреляционно-экстремальные алгоритмы требуют наличия в устройстве эталонного изображения объекта. Однако на практике часто необходимо выделение не заранее известного объекта, а произвольного, чем-то отличающегося от фона. В [1] описывается гистограммный метод сегментации изображений. Сегментация представляет собой преобразование исходного многоуровневого изображения в бинарно-квантованное, в котором распределению единиц соответствует изображение объекта, а распределению нулей - изображение фона. Примеры использования сегментации в качестве первичной обработки приведены в [1, 2]. Отделение объекта от фона основывается на байесовской классификации каждого элемента изображения и возможно, если элементы области объекта и области фона статистически различаются от яркости.

Поле зрения разбивается на два окна - область объекта и область фона. В каждой из областей строится гистограмма распределения яркости видеосигнала по n уровням, где n - число уровней квантования.

$$H(x) = \frac{N \cdot B(i, j) = x}{M}; \quad (1)$$

где $H(x)$ - гистограмма области объекта или фона; $N \cdot B(i, j) = x$ - число элементов области объекта или фона; яркость которых равна x ; M - общее число элементов областей объекта или фона.

Так как в область объекта попадают элементы изображения фона, гистограмма объекта не равна гистограмме области объек-

та. В [1] описан достаточно эффективный способ получения гистограммы яркости объекта из гистограммы области объекта и гистограммы области фона

$$H_{об} = \frac{H_{об}(x) - A H_{ф}(x)}{1 - A}, \quad (2)$$

где $H_{об}$ - гистограмма яркости объекта; $H_{об}$ - гистограмма области объекта; $H_{ф}$ - гистограмма области фона; A - вероятность попадания элементов изображения фона в область объекта.

Вероятность A оценивается по формуле:

$$A = \min(H_{об}(x) / H_{ф}(x)). \quad (3)$$

После того, как получены гистограммы фона и объекта, производится классификация изображения на объект и фон по следующему правилу: если элемент изображения $B(i, j)$ имеет яркость x и если $H_{об}(x) > H_{ф}(x)$, то считается, что элемент изображения принадлежит объекту. В противном случае считается, что элемент изображения принадлежит фону.

Аппаратная реализация описанного выше метода встречает ряд трудностей, основная из которых - необходимость использования буферного ОЗУ большого объема для запоминания кадра (для кадра размером 512×512 элементов - 256 кбайт). Быстродействие таких ОЗУ обычно низкое. Другим недостатком метода является относительная его сложность. В течение ограниченного времени требуется набрать гистограммы областей, отнормировать их, получить из гистограмм областей гистограммы объекта и фона, в случае быстроменяющегося фона желательно усреднить гистограммы за несколько кадров, и, наконец, отсегментировать изображение на объект и фон. Описанный метод в основном не позволяет использовать традиционные способы повышения быстродействия. Не удастся организовать конвейерное выполнение операций, так как для нормирования гистограмм и определения вероятности A необходимо обработать кадр полностью. Возможности распараллеливания операций также ограничены, так как почти каждой операции требуется результат предыдущей. В описанном в [1] устройстве произведено распараллеливание заполнения буферного ОЗУ и набора гистограмм, для чего ОЗУ гистограмм выполняется в виде двух банков, каждый по N счет-

чиков (L - число разрядов яркости) и дешифратора. Дешифратор вызывает инкремент счетчика, номер которого совпадает с численным значением яркости текущего элемента изображения. Таким образом удается быстро набирать гистограммы.

Для организации вычислений конвейерным способом необходимо так модифицировать процедуру набора гистограмм, чтобы гистограммы были достоверны во время каждого отсчета изображения, а не только в конце кадра. Это достигается заменой линейного усреднения при наборе гистограммы экспоненциальным. При этом появляется возможность вычислять текущие гистограммы за N точек усреднения. Если предположить, что от кадра к кадру изображение меняется не сильно, то текущие гистограммы получаются практически такими же, как гистограммы за отдельный кадр.

Формулу для набора гистограмм в этом случае можно записать в рекуррентном виде:

$$H(x)_k = \frac{N-1}{N} H(x)_{k-1} + \frac{S}{N}, \quad (4)$$

где $H(x)_k$ - гистограмма на шаге итерации k , нормированная к N ; $H(x)_{k-1}$ - гистограмма на шаге итерации $k-1$, нормированная к N ; $S = 1$, если $V(i, j) = x$, $S = 0$, если $V(i, j) \neq x$;

N - число точек усреднения. Если гистограммы необходимо усреднять на одном кадре, то N равно числу элементов изображения в кадре; если гистограммы надо усреднять на L кадрах, то N равно числу элементов изображения, умноженному на L .

После выполнения N итераций получается результат

$$H(x)_k = \frac{H(x)}{N}. \quad (5)$$

Нахождение среднего за N точек числа элементов изображения в области объекта и фона осуществляется по аналогичным формулам:

$$M_k = \frac{N-1}{N} M_{k-1} + \frac{S}{N}, \quad (6)$$

где M_k - число точек в области фона или объекта на шаге итерации k , нормированное к N ; M_{k-1} - число точек в области фона или объекта на шаге итерации $k-1$, нормирован-

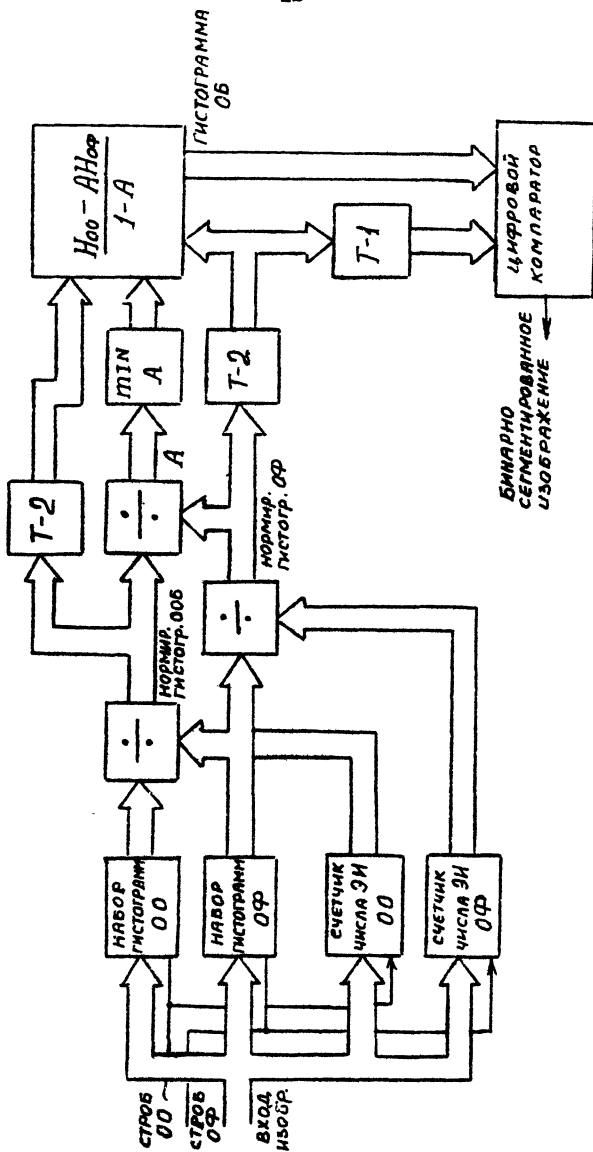


Рис. 1

ное к N ; L - число точек усреднения; $S = 1$, если элемент принадлежит области объекта или фона; $S = 0$, если элемент не принадлежит области объекта или фона. Значения M_k в N раз меньше, чем M :

$$M_k = \frac{M}{N}. \quad (7)$$

Если теперь произвести нормировку, то получатся гистограммы областей объекта и фона, отнормированные к числу точек в областях объекта или фона

$$H(x) = \frac{H(x)_k}{M_k}. \quad (8)$$

После такой модификации процедуры набора гистограмм становится возможной аппаратная реализация гистограммного метода с конвейерной организацией вычислений. Опишем один из возможных способов аппаратной реализации. Структурная схема устройства приведена на рис.1.

Яркость текущего элемента изображения поступает на блок вычисления гистограмм. Блок вычисления гистограмм состоит из двух банков, по N ячеек в каждом (N - число разрядов яркости) и дешифратора. Дешифратор вызывает активизацию ячейки из соответствующего банка, номер которой совпадает с численным значением яркости текущего элемента изображения. Структурная схема ячейки приведена на рис.2 и представляет собой

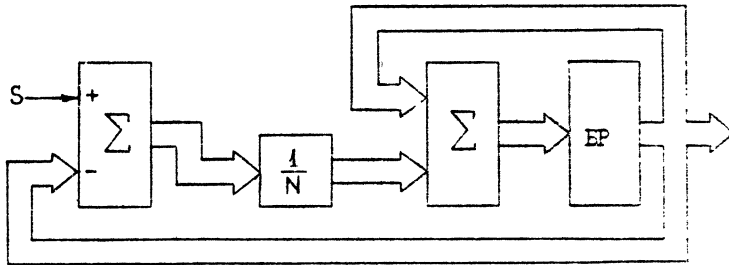


Рис.2

цифровой фильтр НЧ первого порядка. Если ячейка не активизирована дешифратором ($S = 0$), то содержимое буферного регистра БР уменьшается в $(N - 1)/N$ раз, а если ячейка активизирована, то содержимое буферного регистра уменьшается в

$(N-1)/N$ раз и к нему прибавляется $1/N$. Если N - выбирается как целая степень числа 2, то устройство ячейки получается не намного сложнее, чем просто счетчик. Одновременно определяется среднее число элементов изображения в областях аналогично ячейкам для набора гистограмм.

Далее значения гистограмм $H_{об}(x)_k$ и $H_{ф}(x)_k$ (x - яркость элемента изображения, для которого гистограммы вычислялись) поступают на делители, на которые также подаются результаты определения числа точек в областях объекта и фона. На выходах делителей образуются нормированные значения гистограмм областей для текущей яркости x . После этого оценивается значение A , для чего проверяется, не меньше ли частное $H_{об}(x)/H_{ф}(x)$, чем предыдущее значение A , причем значения, при которых частное равно нулю, не учитываются. Если меньше, то A становится равным частному $H_{об}(x)/H_{ф}(x)$, если больше, то A увеличивается в $(N-1)/N$ раз. Если какие-то яркости x отсутствовали в течение времени усреднения, то они не окажут влияния на правильность определения A (так как для них $H_{об}(x) = 0$ или $H_{ф}(x) = 0$) и должны быть исключены из распределения. Таким образом, можно определять A , не перебирая всех значений гистограмм, а пользуясь только значениями гистограмм от текущих яркостей.

После определения A производится вычисление гистограмм $H_{об}(x)$ и $H_{ф}(x)$ по формуле (2), после чего гистограммы сравниваются при помощи цифрового компаратора и в случае превышения гистограммы объекта от текущей яркости над гистограммой фона выносится решение о принадлежности текущего элемента изображения к объекту.

Для организации конвейера необходимо, чтобы каждый из блоков устройства выполнял свою функцию за время не большее, чем период дискретизации входного изображения. Период дискретизации телевизионных систем обычно составляет 100...140 нс. В данном устройстве наиболее критичными по быстродействию являются делители, но в настоящее время созданы комбинационные и матричные делители с быстродействием до 100 нс. В описываемом устройстве последовательно выполняется 6 операций. Таким образом, через некоторое время после заполнения конвейера бинарно-сегментированное изображение начинает выда-

ваться в темпе поступления элементов входного изображения.

Литература

1. Ворновитский И.Э., Лабунец В.Г., Мальцев А.П. Телевизионная система слежения.- Зарубежная радиоэлектроника, 1987, № 10.- С.69-80.
2. Алявдин М.С., Завадская О.О., Кац Б.М., Михелевич Е.Г., Рудь М.И., Цуккерман И.И. Телевизионно-вычислительные методы синтеза мультипликационных фильмов.- Техника кино и телевидения, 1987, № 2.

УДК 621.396

ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ КОГЕРЕНТНЫХ И НЕКОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ, ИЗЛУЧАЕМЫХ НЕСКОЛЬКИМИ ИСТОЧНИКАМИ В ПАССИВНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

В.Б.Лизунов

В статье обосновывается математическая модель сигналов, передаваемых группой станций, и уравнение оптимальной фильтрации излучаемых сигналов в пассивной многопозиционной радиотехнической системе.

Современные передатчики сигналов позволяют в процессе работы оперативно менять рабочую частоту, длительность сигнала, длительность паузы по псевдослучайному закону. Объединение таких станций в единую централизованно управляемую группу позволяет увеличить эффективность их работы.

Прием и оптимальная фильтрация сигналов, излученных такой группой станций, невозможны без адекватной математической модели этих сигналов.

Получим математическую модель сигналов, представляющих собой последовательность фазоманипулированных радиоимпульсов. Сигналы излучаются несколькими однотипными станциями. Информационные параметры отсутствуют. Будем считать, что рабочие частоты фиксированы и их количество равно N . Сигнал отдельной станции на частоте ω_i :

$$S_i(t) = A e^{i[\omega_i t + \theta_i(t) + \psi_i(t)]}, \quad i = 1 \div n, \quad (1)$$

где A - амплитуда; ω_i - рабочая частота; $\theta_i(t)$ - функция, характеризующая фазовую манипуляцию несущей и равная 0 или π ; $\psi_i(t)$ - фазовые флуктуации колебания.

Общее число станций равно M и они разбиты на K подгрупп по m_ℓ станций в каждой. Тогда:

$$\sum_{\ell=1}^K m_\ell = M.$$

Считается, что станции одной подгруппы в один и тот же промежуток времени излучают один и тот же сигнал.

Количество станций в подгруппе может быть различным. В частности, подгруппа может состоять из одной станции.

Взаимные задержки излучения сигналов в каждой ℓ -ой группе можно характеризовать следующей импульсной функцией:

$$U_\ell(t, \eta) = \sum_{p=1}^{m_\ell} \delta(t - \tau_{\ell p} - \eta), \quad \ell = 1 \div K, \quad (2)$$

где $\delta(\cdot)$ - дельта функция; $\tau_{\ell p}$ - задержка излучения p -ой станции в ℓ -ой группе.

Сигнал ℓ -ой группы, работающей сигналом S_i , будет:

$$\begin{aligned} B_{\ell i}(t) &= \operatorname{Re} \int_0^t U_\ell(t, \eta) S_i(t) d\eta = \\ &= A \sum_{p=1}^{m_\ell} \cos[\omega_i(t - \tau_{\ell p}) + \theta_i(t - \tau_{\ell p}) + \psi_i(t - \tau_{\ell p})]. \end{aligned} \quad (3)$$

В настоящей статье рассматриваем случай, когда все значения $\tau_{\ell p}$ постоянны в течение некоторого времени T .

Для описания работ подгрупп станций введем систему функций $g_{\ell i}(t)$ [1]. Интервалы времени, в течение которых $g_{\ell i} = 1$, определяют длительность радиоимпульсов. Матрица $G(t)$, составленная из элементов $g_{\ell i}(t)$, является разрывной функцией времени. Этот процесс можно аппроксимировать марковским $\mathcal{D}(t)$, априорное распределение вероятностей которого задается уравнением Колмогорова:

$$\frac{dP(\mathcal{D}, t)}{dt} = -p(\mathcal{D}, t) \sum_{\mathcal{D}' \neq \mathcal{D}} \mu(\mathcal{D}, \mathcal{D}') + \sum_{\mathcal{D}'' \neq \mathcal{D}} p(\mathcal{D}'', t) \mu(\mathcal{D}'', \mathcal{D}). \quad (4)$$

С учетом введенных функций $g_{\ell i}(t)$ сигнал группы станций будет $B_{\ell i}(t) = \sum_{i=1}^n \operatorname{Re} \int_0^t U_\ell(t, \eta) S_i(t) g_{\ell i}(t) d\eta$.

Будем считать, что одним сигналом $S_i(t)$ в данный момент времени может работать одна (любая) группа станций и что каждая группа станций может работать не более чем одним сигналом. Это значит:

$$\sum_{i=1}^n d_{e_i} \leq 1, \quad \forall l, \quad (5)$$

$$\sum_{l=1}^k d_{e_i} \leq 1, \quad \forall i.$$

Примем, что вероятность одновременной коммутации двух и более передатчиков мала. Необходимым и достаточным условием допустимости перехода системы из состояния $d_{e_i}^{(k)}$ в состояние $d_{e_i}^{(n)}$ является соотношение:

$$\sum_{l=1}^k \sum_{i=1}^n (d_{e_i}^{(k)} - d_{e_i}^{(n)})^2 = 1. \quad (6)$$

При работе всей системы возможны ситуации, когда отдельные группы станций прекращают на некоторое время свою работу. Введем случайный процесс $A(t) = \{d_e(t)\}$. Когда $d_e(t) = 1$, группа станций излучает сигналы; когда $d_e(t) = 0$, группа станций не излучает. Априорное распределение вероятностей $A(t)$ задается уравнением Колмогорова:

$$\frac{dp(A, t)}{dt} = -p(A, t) \sum_{A^* \neq A} \nu(A, A^*) + \sum_{A^* \neq A} p(A^*, t) \nu(A^*, A). \quad (7)$$

С учетом вышесказанного сигнал группы станций будет:

$$C_e(t) = \sum_{i=1}^n R_e \int_0^t U_e(t, \eta) S_i(t) d_{e_i}(\eta) d_{e_i}(\eta) d\eta. \quad (8)$$

Предположим, что несущие частоты занимают равновероятно, и обозначим среднюю продолжительность импульса τ_u , а паузы между импульсами τ_n . Тогда:

$$\mu(D^{(p)}, D^{(p-1)}) = \frac{1}{\tau_n}; \quad \mu(D^{(p)}, D^{(p-1)}) = \frac{1}{(n-p)\tau_u}. \quad (9)$$

Рассмотрим свойства функции фазовой манипуляции $\theta_i(t)$. Как правило, в качестве Θ -функций используются M -последовательности. Члены M -последовательности статистически независимы и принимают значения 0 и π с вероятностью 0,5 [2]. Расп-

деление количества скачков фазы в радиоимпульсе аппроксимируем распределением Пуассона.

Достаточное сходство статистических характеристик позволяет аппроксимировать модуляционные функции $\theta_i(t)$ разрывными марковскими процессами. Распределение вероятностей этих процессов описывается уравнениями Колмогорова:

$$\begin{cases} \frac{d\rho_n(t)}{dt} = -\alpha [2\rho_n(t) - 1], \\ \rho_0(t) = 1 - \rho_n(t), \end{cases} \quad (10)$$

где $\rho_n(t)$ - вероятность того, что $\theta_i(t) = \mathcal{X}$; $\rho_0(t)$ - вероятность того, что $\theta_i(t) = 0$; $\alpha = \frac{1}{2} \tau_s$ - плотности потоков перехода между состояниями 0 и \mathcal{X} .

Базовые флуктуации $\Psi_i(t)$ аппроксимируются винеровским процессом

$$\frac{d\Psi_i(t)}{dt} = \mathcal{N}\varphi(t), \quad (11)$$

где $\mathcal{N}\varphi(t)$ - формирующий белый шум со спектральной плотностью $\mathcal{N}\varphi/2$.

Уравнения: (1), (4), (5), (6), (7), (8), (9), (10), (11) представляет собой модель излучаемых сигналов.

Излучаемые сигналы принимаются и обрабатываются пассивной многопозиционной радиотехнической системой (МРС). МРС содержит центральный пункт обработки информации (ЦПОИ) и пункты приема и ретрансляции сигналов (ППР). Обозначим координаты ППР через $X_{n1}, Y_{n1}; X_{n2}, Y_{n2}$; координаты ЦПОИ через X_{n0}, Y_{n0} .

Считая, что координаты ППР относительно ЦПОИ известны, совместим начало координат с ЦПОИ, т.е. $X_{n0} = Y_{n0} = 0$. Координаты передающих станций: $X_1, Y_1; \dots, X_M, Y_M$ будем определять также относительно ЦПОИ.

Движение приемных пунктов приводит к тому, что X_i, Y_i меняются во времени. Координаты $X_1(t)$ и $Y_1(t)$ образуют независимую траекторию. Остальные траектории функционально связаны с $X_1(t)$ и $Y_1(t)$ ввиду взаимной неподвижности передающих станций. Связь между координатами:

$$\begin{aligned} X_i(t) &= X_0(t) + \Delta X_i, \\ Y_i(t) &= Y_0(t) + \Delta Y_i, \end{aligned} \quad (12)$$

где ΔX_i , ΔY_i - разность координат Π_0 и Π_i .
 Величины ΔX_i , ΔY_i - случайны, но не меняются во времени.
 Функции $x(t)$ и $y(t)$ характеризуют взаимное перемещение передающих станций и ЦПОИ. При недостаточности априорных данных допустима аппроксимация $x(t)$ и $y(t)$ винеровским процессом:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= V_x + n_x(t), \\ \frac{dy}{dt} &= V_y + n_y(t), \end{aligned} \quad (13)$$

где V_x и V_y - компоненты вектора скорости; $n_x(t)$, $n_y(t)$ - белые шумы со спектральными плотностями $N_x/2$ и $N_y/2$.

Сигналы, излучаемые станциями, приходят в точки приема по истечении промежутков времени:

$$\tau_{iV} = \frac{1}{c} \sqrt{[x_i(t) - x_{nV}(t)]^2 + [y_i(t) - y_{nV}(t)]^2}, \quad (14)$$

где c - скорость распространения радиоволн; $x_i(t)$, $y_i(t)$ - координаты i -го передатчика; $x_{nV}(t)$, $y_{nV}(t)$ - координаты V -го пункта приема.

С учетом указанных соотношений, а также считая, что выделение сигнала происходит на фоне помех, получаем выражение для сигнала и шума в V -м приемном пункте:

$$\xi_V(t) = A \sum_{l=1}^k \sum_{i=1}^n \sum_{p=1}^m d_{lci}(t - \tau_{lp} - \tau_{vp}) d_{lcp}(t - \tau_{lp} - \tau_{vp}) \times \quad (15)$$

$$\times \cos[\omega_i(t - \tau_{lp} - \tau_{vp}) + \theta_i(t - \tau_{lp} - \tau_{vp}) + \psi_i(t - \tau_{lp} - \tau_{vp})] + n_V(t),$$

где $n_V(t)$ - белый, характеризующий помехи приема.

Функции $\xi_V(t)$ образуют вектор наблюдений:

$$E(t) = \{\xi_V(t)\}^T, \quad V = O \div Z.$$

Размерность вектора $E(t)$ равна $Z+1$.

К неизвестным элементам выражения (15) относятся следующие случайные функции:

$x(t)$, $y(t)$ - искомые координаты передатчика относительно ЦПОИ,

$d_{lci}(t)$ - элементы матрицы управления параметрами радиосигнала,

$d_{lcp}(t)$ - элементы управления работой группы станций,

$\theta_i(t)$ - модулирующие функции,

$\psi_i(t)$ - фазовые флуктуации;
случайные величины:

Δx_i и Δy_i - разности координат передатчиков Π_i и Π_0 .

Искомые $x(t)$, $y(t)$, Δx_i , Δy_i входят в сигнал через посредство параметров $\{c\}_p$.

Перечисленные величины и функции образуют совокупность наблюдаемых параметров $\theta(t)$. Эти параметры оцениваются в процессе обработки принимаемой смеси $E(t)$. Оцениваемые случайные функции являются марковскими. Будем рассматривать случайные величины как вырожденные процессы с нулевыми компонентами диффузии и сноса. Это дает возможность синтезировать структуру приемной системы методами нелинейной марковской фильтрации непрерывных и разрывных процессов.

Апостериорное распределение вероятностей $w(Q, t)$ находится из уравнения Стратоновича:

$$\frac{\partial w(Q, t)}{\partial t} = \mathcal{L}[w(Q, t)] + w(Q, t)[F(Q, t) - \int F(Q, t)w(Q, t)dQ], \quad (16)$$

где \mathcal{L} - оператор Фоккера-Планка; $F(Q, t)$ - подынтегральное выражение логарифма функции правдоподобия.

Литература

1. Гребенников В.Б. Математическая модель псевдослучайных сигналов, излучаемых группой передатчиков. Межвузовский сборник научных трудов "Методы и устройства обработки сигналов в радиотехнических системах" /МВРЭА. - М., 1983.
2. Диксон Р.К. Широкополосные системы. - М.: Связь, 1979.

УДК 621.391.2

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛОВ МНФ ПРИ ПОГРЕШНОСТЯХ СИНХРОНИЗАЦИИ

А.А.Парамонов

В настоящее время интерес исследователей привлекают дискретные сигналы без разрыва фазы (манипуляция с непрерывной фазой - МНФ). Они имеют низкий уровень внеполосных излу-

чений, а энергетический выигрыш в ряде случаев может достигать нескольких децибел по сравнению с сигналами ФМ. Этот энергетический выигрыш технически наиболее просто реализуется при приеме в соответствии с алгоритмом Витерби, т.е. при приеме по максимуму правдоподобия (МП).

Ниже рассматривается прием на фоне белого шума $n(t)$ со спектральной плотностью $N_0/2$ m -ичных (m - четное) сигналов МНФ с прямоугольным частотным импульсом длительностью в один тактовый интервал. Этот сигнал может быть записан следующим образом:

$$S(t; \bar{C}_i) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[\omega_c t + \Phi(t, \bar{C}_i)], \quad (1)$$

где
$$\Phi(t, \bar{C}_i) = 2\pi \sum_{j=1}^l C_j h_j \frac{t - (j-1)T}{T}. \quad (2)$$

Здесь E - энергия сигнала МНФ на одном тактовом интервале; ω_c - несущая частота; h_j - индекс модуляции на j -ом тактовом интервале; $C_j = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(m-1)$ - j -ый информационный символ.

Включение в (1), (2) вектора $\bar{C}_i = [C_1, C_2, \dots, C_i]^T$ показывает, что значение фазы сигнала в любой момент времени зависит не только от текущего значения C_i , но и от всех предыдущих значений C_1, C_2, \dots, C_{i-1} . Именно эта зависимость сигнала от предыдущих информационных символов обеспечивает высокую помехоустойчивость приема: информация о некотором информационном символе может быть извлечена из сигнала не только на текущем тактовом интервале, но и на последующих. Этим объясняется присущая алгоритму МП задержка принятия решения.

Пусть решение о передававшемся символе C_i выносится в момент времени $t = NT$. В соответствии с алгоритмом МП это решение принимается на основании сравнения друг с другом m^* корреляционных интегралов (метрик путей) вида:

$$M_{ij} = \int_0^{NT} z(t) s(t; \bar{C}_i^{(j)}) dt, \quad (3)$$

где $z(t)$ - процесс на входе демодулятора.

Решение выносится в пользу того символа C_i , который принадлежит пути с максимальной метрикой.

Индексы i, j в выражении (3) означают, что передаваемый

сигнал промодулирован вектором $\vec{C}_N^{(i)}$; а в демодуляторе вычисляется корреляционный интеграл между этим сигналом в смеси с шумом и опорным колебанием $s(t; \vec{C}_N^{(i)})$.

При реализации алгоритма МП в виде процедуры Витерби количество метрик путей, которые необходимо вычислять, оказывается меньшим, чем M^N , благодаря отбрасыванию невыживших путей. Однако в связи с удобством математического описания задачи будем считать, что вычисляются все M^N метрик путей (неотброшенные невыжившие пути не влияют на качества приема).

Выражение (3) справедливо для идеального случая полностью известного в демодуляторе опорного колебания. В реальной ситуации из-за погрешностей систем фазовой и тактовой синхронизации метрика некоторого пути будет определяться выражением:

$$M_{ij} = \int_{\tau}^{NT+\tau} z(t) s(t-\tau; \vec{C}_N^{(i)}; \varphi) dt.$$

Здесь τ и φ - погрешности установки тактовой сетки и начальной фазы опорного колебания в демодуляторе.

Ошибка решения о символе C_i при передаче сигнала $s(t; \vec{C}_N^{(i)})$ возникает в том случае, если метрика M_{ij} будет меньше, чем хотя бы одна из метрик M_{ij} , вычисленная с опорным сигналом $s(t-\tau; \vec{C}_N^{(j)}; \varphi)$. Вектор $\vec{C}_N^{(j)}$ имеет первый элемент, отличающийся от первого элемента вектора $\vec{C}_N^{(i)}$. Остальные элементы могут совпадать или не совпадать.

Вероятность описанного ошибочного события:

$$p_{ij} = P \left\{ \int_{\tau}^{NT+\tau} [s(t; \vec{C}_N^{(i)}) + n(t)] \times \right. \\ \left. \times [s(t-\tau; \vec{C}_N^{(j)}; \varphi) - s(t-\tau; \vec{C}_N^{(i)}; \varphi)] dt > 0 \right\}. \quad (4)$$

Вероятность (4) нетрудно вычислить:

$$p_{ij} = F \left(\sqrt{\frac{NE}{N_0}} \frac{(P_{ii} - P_{ij})^2}{1 - r_{ij}} \right). \quad (5)$$

Здесь

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt,$$

$$P_{ii} = \frac{1}{NE} \int_{\tau}^{NT+\tau} s(t; \vec{C}_N^{(i)}) s(t-\tau; \vec{C}_N^{(i)}; \varphi) dt, \quad (6)$$

$$P_{ij} = \frac{1}{NE} \int_{\tau}^{M+\tau} S(t; \vec{c}_N^{(i)}) S(t-\tau; \vec{c}_N^{(j)}, \varphi) dt, \quad (7)$$

$$\tau_{ij} = \frac{1}{NE} \int_{\tau}^{M+\tau} S(t-\tau; \vec{c}_N^{(i)}, \varphi) S(t-\tau; \vec{c}_N^{(j)}, \varphi) dt. \quad (8)$$

Если представить подкоренное выражение в (5) в виде $\frac{E_b}{N_0} d^2$, где $E_b = E / \log_2 m$ - энергия, приходящаяся на один бит передаваемой информации, то окажется, что параметр d^2 имеет вид

$$d^2 = N \log_2 m \frac{(P_{ii} - P_{ij})^2}{1 - \tau_{ij}}. \quad (9)$$

Вычислив вероятности P_{ij} , нетрудно оценить вероятность ошибки, которую обеспечивает демодулятор МП:

$$P_e \leq \frac{1}{m^{m-1}} \sum_i \sum_j P_{ij}, \quad c_i^{(i)} \neq c_j^{(j)}.$$

Слагаемые P_{ij} , входящие в это выражение, существенно различны. Определяющее влияние на P_e оказывает максимальная величина вероятности P_{ij} , соответствующая d_{min}^2 - минимальному значению параметра d^2 . Поэтому параметр d_{min}^2 , имеющий смысл минимального нормированного евклидова расстояния между сигналами, принято рассматривать в качестве меры помехоустойчивости. Напомним, что для сигналов ФМ-2, ФМ-4 и МЧМ $d_{min}^2 = 2$.

В результате подстановки (I) в (6)...(8) после весьма громоздких выкладок удается получить:

$$\tau_{ij} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \text{sinc}\left(\frac{Z_k^{(ij)}}{2}\right) \cos\left(\frac{Z_k^{(ij)}}{2} + \alpha_{k-1}\right), \quad (10)$$

$$P_{ii} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left\{ (1-\xi) \cos\left(\psi + \pi C_k^{(i)} h_k \xi\right) + \xi \text{sinc}\left[\frac{\pi(C_{k+1}^{(i)} h_{k+1} - C_k^{(i)} h_k)}{2}\right] \times \right. \\ \left. \times \cos\left[\psi + \frac{\pi(C_{k+1}^{(i)} h_{k+1} + C_k^{(i)} h_k)}{2} \xi\right] \right\}, \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
 \rho_{ij} = & \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left\{ (1-\xi) \operatorname{sinc} \left[\frac{Z_k^{(ij)}(1-\xi)}{2} \right] \cos \left(\psi + \pi C_k^{(ij)} h_{k-1} \xi \right) + \right. \\
 & + Z_k^{(ij)} \frac{1+\xi}{2} + \alpha_{k-1} \left. \right\} + \xi \operatorname{sinc} \left[\xi \frac{\pi (C_{k+1}^{(ij)} h_{k+1} - C_k^{(ij)} h_k)}{2} \right] \times \\
 & \times \cos \left[\psi + \frac{\pi (C_{k+1}^{(ij)} h_{k+1} + C_k^{(ij)} h_k)}{2} \xi + Z_k^{(ij)} + \alpha_{k-1} \right],
 \end{aligned} \quad (12)$$

где $\operatorname{sinc}(x) = \sin x/x$; $Z_k^{(ij)} = (C_k^{(i)} - C_k^{(j)}) \pi h_k$;

$$\alpha_{k-1} = \pi \sum_{l=1}^{k-1} Z_l^{(ij)}; \quad \xi = \tau/T; \quad \psi = \omega_0 \tau - \varphi.$$

Выражения (9)...(12) позволяют определить величину d^E при любом объеме алфавита m , при любом порядке смены индексов модуляции и т.д. Путем перебора величин d^E , полученных для разных сочетаний векторов $\vec{C}_N^{(i)}$ и $\vec{C}_N^{(j)}$, нетрудно получить значение d_{\min}^E .

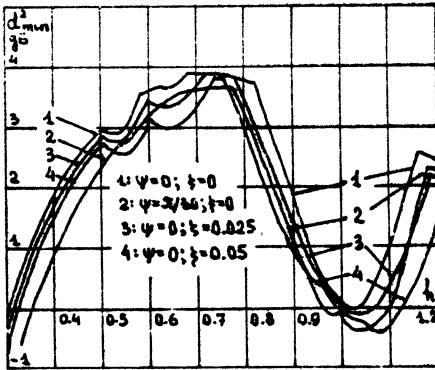


Рис. I

неизменным во времени. Этот индекс отложен по оси абсцисс. Глубина принятия решения $N = 3$. Кривая I соответствует случаю идеального опорного колебания, совпадающего по фазе и тактовой сетке с принимаемым сигналом. Подобная же зависимость получена ранее в [Л]. Кривые 2...4 рассчитаны для некоторых значений ψ и ξ , указанных на рисунке. Как видим, при малых индексах модуляции демодулятор МП имеет низкую чувстви-

На рис. I...3 представлены результаты расчетов минимального нормированного евклидова расстояния d_{\min}^E для некоторых разновидностей сигналов МНФ при разных сдвигах фаз опорного колебания $\psi = \omega_0 \tau - \varphi$ и его тактовой сетки $\xi = \tau/T$. Кривые, приведенные на рис. I, относятся к сигналу МНФ с индексом модуляции,

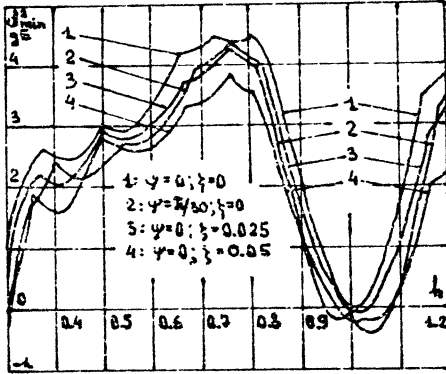


Рис. 2

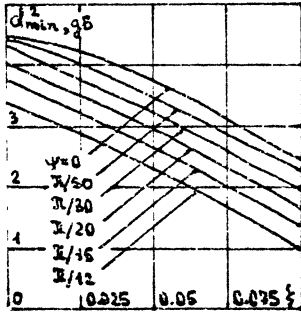


Рис. 3

тельность к погрешностям тактовой синхронизации и высокую - к фазовым нестабильностям. Интересно, что при индексах модуляции, близких к 0,75, помехоустойчивость приема оказывается максимальной, а чувствительность к погрешностям фазовой и тактовой синхронизации - минимальной.

На рис. 2 приведены кривые для сигнала МНФ с двумя циклически изменяющимися индексами модуляции (сигнал ЦИИМ). Индекс модуляции постоянен на длительности тактового интервала и меняется от интервала к интервалу. Один индекс фиксирован и равен 0,5, а второй в качестве аргумента отложен по оси абсцисс. Как известно, помехоустойчивость приема сигналов ЦИИМ зависит от поряд-

ка чередования индексов, поэтому каждая точка кривых на этом рисунке соответствует худшему сочетанию индексов. Для зависимостей, представленных на рис. 2, глубина принятия решения $N = 4$.

При фиксированном первом индексе модуляции, равном 0,5, наивысшая помехоустойчивость приема обеспечивается, если второй индекс лежит в пределах 0,74...0,78. Область оптимальных значений второго индекса сохраняется при неточностях фазовой и тактовой синхронизации. Сравнение рис. 1 и рис. 2 позволяет сделать вывод о том, что при оптимальном выборе индекса модуляции помехоустойчивость приема сигналов ЦИИМ снижается за счет погрешностей фазовой и тактовой синхронизации более значительно, чем помехоустойчивость приема сигналов МНФ с посто-

янным индексом модуляции.

Совместное влияние этих погрешностей на величину d_{min}^2 проиллюстрировано на рис.3, построенном для $k_{c1} = 0,5$; $k_{c2} = 0,75$; $N = 4$. Как видим, при тех значениях Ψ и f_s , которые характерны для реальных систем синхронизации, энергетические потери могут превышать 1 дБ.

Итак, в работе предложена методика учета влияния погрешностей синхронизации на помехоустойчивость демодулятора МП, получены расчетные зависимости для определения параметра d_{min}^2 применительно к сигналам МНФ с прямоугольным частотным импульсом длительностью в один тактовый интервал, приведен ряд численных результатов, и на их основе сделаны некоторые выводы. В дальнейшем представляется интересным получение аналитических зависимостей типа (10)...(12) для случая сигнала МНФ с произвольным частотным импульсом и анализ помехоустойчивости демодулятора для более широкого круга исходных данных: основания алфавита передаваемых данных, формы частотного импульса, индексов модуляции, глубины принятия решения.

Литература

Aulin J., Sundberg C.-E.W. Continuous phase modulation.
Pt. I: Full response signaling // IEEE Trans.: 6, Com-29-
-1981. - №3. - p.196-209.

УДК 621.391.81

КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ КЛАССИФИКАЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ

Ю.А.Нифонтов, А.В.Потемкин, С.Ю.Соколов

Известным устройствам классификации импульсных сигналов, модулированных по форме, присущи в основном два недостатка: эмпирические основы построения алгоритмов обработки [1-3] и использование априорно известных, определенным образом закодированных эталонных образов сигналов. Кроме того, как отмечено в [4], задача классификации импульсных сигналов произ-

вольной априорно неизвестной формы и отбора информативных признаков решена недостаточно полно.

В работе предложены три алгоритма классификации импульсных сигналов в условиях априорной неопределенности относительно формы импульсов, искаженных модуляционной помехой и наблюдаемых на фоне широкополосного шума. Априорная неопределенность раскрывается путем самообучения устройства классификации. Пусть реализация, принимаемая на интервале наблюдения $[0, T]$, имеет вид: $z(t) = S(\theta(t), t)(1 + m_g b(t)) + n(t)$, где $\theta(t)$ - дискретный параметр сигнала, принимающий на интервале $[0, T]$ одно из состояний θ_j^e ($j = 1 \dots J$); $b(t)$ - модуляционная помеха - нормальный процесс с произвольной функцией корреляции, $\sigma_b^2 = 1$; интервал корреляции помехи $T_b \gg T$; m_g - коэффициент модуляции сигнала по помехе; $n(t)$ - широкополосный шум, мощностью σ_n^2 ; $S(t, \theta)$ - сигнальная функция произвольного вида, априорно неизвестная.

Рассмотрим отсчеты процесса $z(t)$, полученные с шагом дискретизации Δt на интервале наблюдения. Этап классификации реализуется применением метода максимального правдоподобия (ММП) на основе алгоритмов, предложенных в [5]. В этом случае решение о значении параметра $\theta(t)$ на ℓ -ом интервале наблюдения принимается по максимуму апостериорной вероятности гипотезы:

$$P_j^e = P_j^e f_j^e / \sum_{n=1}^J P_n^e f_n^e, \quad (I)$$

где $f_j^e = (2\pi)^{-K/2} |K_j^e|^{-1/2} \exp[-0.5 \sum_{a=1}^K \sum_{b=1}^K k_{0,ab}^e \times$

$\times (z^e(a\Delta t) - m_j^e(a\Delta t))(z^e(b\Delta t) - m_j^e(b\Delta t))]$,
 P_j^e - апостериорная вероятность гипотезы j на ℓ -ом такте передачи сообщения; P_j^e - оценка априорной вероятности j -ой гипотезы; $m_j^e(i\Delta t)$ - оценка математического ожидания j -ой гипотезы; i - номер отсчета Δt на интервале $[0, T]$; $|K_j^e|$ - определитель корреляционной матрицы на ℓ -ом испытании; $k_{0,ab}^e, k_{j,ab}^e$ - элементы корреляционной и обратной ей матриц, соответственно; K - размерность вектора признаков (число отсчетов, подвергаемых обработке).

Для классификации сигналов в соответствии с (I) должны

быть известны значения $m_j^{\ell-1}(i\Delta t), p_j^{\ell-1}, k_{jab}$. Один из методов устранения априорной неопределенности заключается в формировании оценок параметров смеси сигнала и помех на этапе самообучения и использовании их в качестве истинных значений на этапе классификации. Этап самообучения реализуется выполнением следующего алгоритма:

$$p_j^{\ell} = \sum_{M=0}^{\ell} P_j^M / (\ell + 1);$$

$$m_j^{\ell+1}(i\Delta t) = \sum_{M=1}^{\ell} P_j^M z^M(i\Delta t) / \sum_{M=1}^{\ell} P_j^M;$$

$$k_{jab}^{\ell+1} = \left(\sum_{M=1}^{\ell} P_j^M \right)^{-1} \sum_{M=1}^{\ell} P_j^M z^M(a\Delta t) z^M(b\Delta t) - m_j^{\ell+1}(a\Delta t) m_j^{\ell+1}(b\Delta t).$$

Реализация ММП в цифровом виде связана с большими вычислительными затратами, поэтому целесообразно подвергать обработке не все отсчеты сигнала на интервале наблюдения, а только те, которые в наибольшей степени отражают различие между гипотезами [4].

Таким образом, этапу классификации может предшествовать этап выделения наиболее информативных компонент сигнала.

На этом этапе анализ последовательности отсчетов смеси производится независимо для каждого дискрета Δt , в предположении, что величины $z(i\Delta t)$ статистически независимы. Итерационное формирование оценок параметров отсчетов смеси в соответствии с ММП реализуется выполнением следующей совокупности операций:

- формирование частных отношений правдоподобия по всем гипотезам на каждом интервале Δt :

$$\Lambda_j^{\ell}(i\Delta t) = \exp[-0,5(z^{\ell}(i\Delta t) - m_j^{\ell-1}(i\Delta t))^2 / \sigma_n^2] / \exp[-0,5(z^{\ell}(i\Delta t) - m_1^{\ell-1}(i\Delta t))^2 / \sigma_n^2]; \quad (2)$$

- вычисление апостериорных вероятностей:

$$p_j^{\ell}(i\Delta t) = p_j^{\ell-1}(i\Delta t) \Lambda_j^{\ell}(i\Delta t) / \sum_{h=1}^J p_h^{\ell-1}(i\Delta t) \Lambda_h^{\ell}(i\Delta t); \quad (3)$$

- вычисление оценок априорных вероятностей и математических ожиданий отсчетов:

$$p_j^{\ell-1}(i\Delta t) = \sum_{M=1}^{\ell} P_j^M(i\Delta t) / (\ell + 1); \quad (4)$$

$$m_j^l(i\Delta t) = \sum_{n=0}^{\ell} P_j^n(i\Delta t) z^n(i\Delta t) / \sum_{n=0}^{\ell} P_j^n(i\Delta t). \quad (5)$$

Здесь ℓ - номер шага итерации; i - номер дискрета Δt на интервале $[0, T]$. Длительность этапа самообучения должна удовлетворять условию $NT \gg \tau_{\ell}$, где N - число испытаний.

В результате выполнения алгоритмов (2)-(5) формируются конечные математические ожидания $m_j^l(i\Delta t)$, позволяющие провести отбор наиболее информативных отсчетов сигнала. Критерии их отбора описаны в [6]. В дальнейшей обработке участвуют лишь наиболее информативные отсчеты, число которых K_u может быть ограничено, исходя из вычислительных возможностей устройства обработки.

Для классификации импульсных сигналов произвольной формы может быть предложен алгоритм обработки бинарно квантованных сигналов, реализующий метод спорных кодов (МОК) и позволяющий существенно сократить вычислительные затраты. Данный метод легко реализуется для случая двух гипотез. При использовании МОК на этапе классификации выполняются следующие операции:

- формирование двоичного кода принятой реализации путем квантования отсчетов:

$$B^l(i\Delta t) = \begin{cases} 0, & \text{если } z^l(i\Delta t) < X^l(i\Delta t), \\ 1, & \text{если } z^l(i\Delta t) \geq X^l(i\Delta t). \end{cases} \quad (6)$$

Здесь $B^l(i\Delta t)$ - элемент кода; i - номер элемента; ℓ - номер испытания; $X^l(i\Delta t)$ - адаптивные пороги квантования;

- сравнение полученного кода с опорным и вынесение решения о значении $\theta(t)$ по критерию минимального кодового расстояния путем подсчета числа совпадений элементов кода по правилу:

$$\sum_{i=1}^{K_u} B^l(i\Delta t) \oplus B_1(i\Delta t) \stackrel{\theta_{\ell}^* = \theta^{(2)}}{\geq} \sum_{i=1}^{K_u} B^l(i\Delta t) \oplus B_2(i\Delta t),$$

$\theta_{\ell}^* = \theta^{(1)}$

где $B_1(i\Delta t)$ и $B_2(i\Delta t)$ - элементы соответственно первого и второго опорных кодов; \oplus - операция суммирования по модулю 2. θ_{ℓ}^* - оценка дискретного параметра на ℓ -ом испытании.

Этап обучения в методе опорных кодов состоит из двух частей:

- формирование оценок математических ожиданий гипотез (анало-

гично подобной операции, выполняемой в ММП) и вычисление порогов квантования для каждого отсчета входной смеси по правилу:

$$X(iat) = 0,5 [m_1(iat) + m_2(iat)];$$

- формирование опорных кодов. Для этого производится обработка реализаций наблюдаемого процесса, на каждой из которых осуществляется формирование кода принятой реализации (по правилу (б)) и подсчет числа повторений полученных кодов в выборке из N_4 кодов. По окончании данного этапа два наиболее часто повторяющихся кода принимаются в качестве опорных для классификации.

Компенсация влияния модуляционной помехи реализуется при использовании МОК подстройкой порогов квантования $X^e(iat)$, усредненных на интервале $N_R T < T_0$ в скользящем окне:

$$X^2(iat) = 0,5 \sum_{j=1}^2 \left[\frac{\sum_{M=1}^{N_R} P_j^{e-M}(iat) z^{e-M}(iat)}{\sum_{M=1}^{N_R} P_j^{e-M}(iat)} \right].$$

В случае двухальтернативного различения на фоне сильно коррелированной модуляционной помехи и большого отношения сигнал/шум по аддитивной составляющей $n(t)$ для классификации сигналов с модуляцией формы может быть использован метод череспериодной компенсации (МЧК), основанный на череспериодном вычитании отсчетов, равноотстоящих от начала интервала наблюдения. В этом случае произойдет подавление модуляционной помехи с коэффициентом $2(1-R_0)$, где R_0 - коэффициент корреляции помехи $z(t)$ в межпериодных отсчетах процесса $z(t)$. Остаток череспериодного вычитания сигнальной функции на i -ом интервале дискретизации $S_g(iat)$ принимает одно из значений

$$|S_g(iat)| = \begin{cases} 0, \text{ при } \theta_e = \theta_{e-1}; \\ \Delta S(iat), \text{ при } \theta_e \neq \theta_{e-1}. \end{cases}$$

В компенсационном алгоритме принятие решения зависит от состояния дискретного параметра $\theta(t)$ на предшествующем такте. Решающее правило выглядит следующим образом:

1. При $\theta_{e-1} = 1$ формируется отношение правдоподобия Λ_1^e и сравнивается с порогом:

$$\Lambda_1^e = \frac{\exp\{-0,5 R_e^T K^{-1} R_e\}}{\exp\{-0,5 (R_e - \Delta M)^T K^{-1} (R_e - \Delta M)\}} \underset{\theta_e^* = \theta_{e-1}^* = 1}{\geq} \frac{P_{21}}{P_{11}},$$

$\theta_e^* = 2$

где K^{-1} - корреляционная матрица нескомпенсированных остатков помех после череспериодного вычитания;

$$\Delta M = M_2 - M_1 = \{m_2(1\Delta t) - m_1(1\Delta t), m_2(2\Delta t) - m_1(2\Delta t), \dots, m_2(i\Delta t) - m_1(i\Delta t), \dots, m_2(D\Delta t) - m_1(D\Delta t)\}^T$$

вектор разности математических ожиданий сигнала по гипотезам, $D = T/\Delta t$; R_e - вектор отсчетов принимаемой реализации на интервале наблюдения на e -ом испытании;

$$R_e = \{z^e(1\Delta t), z^e(2\Delta t), \dots, z^e(i\Delta t), \dots, z^e(D\Delta t)\}^T;$$

$$P_{ij} = P(\theta_e = \theta^{(j)} / \theta_{e-1} = \theta^{(i)}); i, j = \{1, 2\}.$$

2. При $\theta_{e-1} = 2$ формируется отношение правдоподобия Λ_2^e и сравнивается с порогом:

$$\Lambda_2^e = \frac{\exp\{-0,5 R_e^T K^{-1} R_e\}}{\exp\{-0,5 (R_e + \Delta M)^T K^{-1} (R_e + \Delta M)\}} \underset{\theta_e^* = \theta_{e-1}^* = 2}{\geq} \frac{P_{21}}{P_{22}},$$

$\theta_e^* = 1$

Сделав допущение о большом отношении сигнал/шум и $R_e \approx 1$, матрицу K^{-1} можно считать диагональной. В этом случае при $P_{ij} = 0,5$ (т.е. $\theta(t)$ - цепь независимых испытаний!) решающее правило существенно упрощается:

$$\theta_e^* = \begin{cases} 1, & \text{при } Z_e \leq -C, \\ 2, & \text{при } Z_e \geq C, \\ \theta_{e-1}^*, & \text{при } |Z_e| < C, \end{cases}$$

где $Z_e = R^T K^{-1} \Delta M$; $C = 0,5 \Delta M^T K^{-1} \Delta M$.

Таким образом, решающее правило содержит формирование статистики Z и сравнение ее с порогом C .

Анализ эффективности предложенных алгоритмов проведен методом статистического моделирования на ЭВМ для модели сигнальной функции в виде импульсной характеристики ФЧХ Баттлворта с дискретно изменяемыми параметрами. В результате анализа установлено, что при наличии только аддитивного широкополосного шума наилучшее качество различения импульсных сигналов обеспечивает метод максимального правдоподобия. В при-

сутствии мощной коррелированной помехи данный метод уступает МЧК по качеству обработки. Кроме того, определено, что наименьших вычислительных затрат требует МОК без подстройки порогов квантования. В случае, когда мощность модуляционной помехи велика, наилучшей эффективностью (по характеристикам распознавания и быстродействию) обладает алгоритм, реализующий МЧК. Ограниченность возможностей МЧК и МОК заключается в применимости их для решения в основном двухальтернативных задач.

Литература

1. А.С.900208 СССР, МКИ G01R 23/16 Анализатор формы импульсных сигналов / Ж.Шаршеналиев, Н.А. Петровская (СССР) Оpubл. 1982, Бюл. № 3.
2. А.С.859963 СССР, МКИ G01R 29/02 Устройство для анализа и цифрового отображения формы видеоимпульсов / В.Н. Рюмин. (СССР) Оpubл. 1981. Бюл. № 32.
3. Пат. 3979722 (США). *Automatic character recognition device employing dynamic programming/Nippon Electric company Ltd; Hiroaki Sakoe-заявл 3а05.75, МКИ G 06 K 9100.*
4. Небабин В.Г. Распознавание формы сигналов / Зарубежная радиоэлектроника.- 1981.- № 9.
5. Миленький А.В. Классификация сигналов в условиях неопределенности.- М.: Сов.радио, 1974.
6. Фомин А.Я., Тарловский Г.Р. Статистическая теория распознавания образов.- М.: Радио и связь, 1986.

УДК 681.51

АНАЛИЗ ПОВЕДЕНИЯ АДАПТИВНОГО ФИЛЬТРА ПРИ ИЗМЕНЕНИИ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СООБЩЕНИЯ ВО ВРЕМЕНИ

С.В.Первачев

Для выделения из смеси с шумом сообщений с априорно неопределенными статистическими характеристиками могут приме-

няться адаптивные фильтры. Обычно синтез таких фильтров проводится в предположении постоянства характеристик сообщения за время наблюдения. Однако в ряде практических задач указанные характеристики изменяются во времени. Эффективность работы адаптивных фильтров, рассчитанных на постоянство характеристик сообщения, при этом может оказаться недостаточной. Чтобы повысить ее, можно ввести в таком фильтре ограничение снизу на величину коэффициента передачи по контуру адаптации, что препятствует его размыканию, или провести синтез адаптивного фильтра с использованием некоторого, пусть приближенного, описания изменения характеристик сообщения. Ниже проводится сопоставление времени и точности адаптации указанных адаптивных фильтров с тем, чтобы выявить предпочтительный вариант их построения и провести оптимизацию параметров.

Рассмотрение проводится на примере задачи, когда наблюдаемый процесс $y(t)$ и сообщение $x(t)$ оцениваются уравнениями:

$$y(t) = x(t) + n(t), \quad (1)$$

$$dx/dt = -\mu x + \mu z(t), \quad (2)$$

где $n(t)$, $z(t)$ - шум наблюдения и формирующий шум с корреляционными функциями $R_n(\tau) = S_n \delta(\tau)$ и $R_z(\tau) = S_z \delta(\tau)$ соответственно; μ - параметр, определяющий ширину спектра сообщения. Параметры μ , S_n - известны. Параметр $S_z = \mathcal{L}$, определяющий интенсивность (дисперсию) сообщения, априорно неизвестен. Он может скачкообразно изменяться за время наблюдения в пределах диапазона от \mathcal{L} мин. до \mathcal{L} макс.

Приближенно изменение параметра \mathcal{L} во времени можно описать уравнением

$$d\mathcal{L}/dt = -\beta(\mathcal{L} - m_{\mathcal{L}}) + \beta z_1(t), \quad (3)$$

где $\beta = 1/T_n$, T_n - среднее время между скачками параметра \mathcal{L} ; $z_1(t)$ - формирующий белый шум со спектральной плотностью $S_{z_1} = 2\beta S_z / \beta$; $\sigma_{\mathcal{L}}^2$, $m_{\mathcal{L}}$ - априорная дисперсия и математическое ожидание параметра \mathcal{L} соответственно.

Адаптивный фильтр, в котором реализуется алгоритм скользящего адаптивного шума, описывается, как следует из [1] и (1), (2), (3), уравнениями:

$$dX_0/dt = -\mu X_0 + D_X [\chi(t) - X_0(t)] / S_n, \quad (4)$$

$$\frac{d\alpha_0}{dt} = -\beta(\alpha_0 - \mu_\alpha) + D_\alpha \left\{ \frac{\partial X_0}{\partial \alpha_0} \frac{1}{S_n} [\chi(t) - X_0(t)] - \frac{1}{2S_n} \frac{\partial D_X}{\partial \alpha_0} \right\}, \quad (5)$$

$$\frac{dD_\alpha}{dt} = -2\beta D_\alpha + 2\beta^2 S_{\alpha\alpha} - D_\alpha^2 \frac{1}{S_n} \left(\frac{\partial X_0}{\partial \alpha_0} \right)^2, \quad (6)$$

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial X_0}{\partial \alpha_0} = -(\mu + D_X/S_n) \frac{\partial X_0}{\partial \alpha_0} + \frac{1}{S_n} \frac{\partial D_X}{\partial \alpha_0} [\chi(t) - X_0(t)], \quad (7)$$

в которых X_0 , α_0 - оценки сообщения $x(t)$ и неизвестного параметра α соответственно; D_X , D_α - дисперсии ошибок оценивания x и α ,

$$D_X = \mu S_n (\sqrt{1+\rho_0} - 1); \quad \partial D_X / \partial \alpha_0 = \mu / 2\sqrt{1+\rho_0}, \quad \rho_0 = \alpha_0 / S_n.$$

Уравнение (4) описывает работу основного блока фильтрации, уравнения (5), (6), (7) - работу блока адаптации.

Процесс адаптации можно описать и изучить, представив адаптивный фильтр в виде контура адаптации, содержащего дискриминатор и фильтр. Используя (4)+(7), а также соотношения для дискриминационной и флюктуационной характеристик указанного дискриминатора, приведенные в [2,3], запишем уравнения контура адаптации в рассматриваемой задаче:

$$d\rho/dt = \frac{\mu}{\mu} (m_p - \rho_0) + D_p \left[\frac{(\rho - \rho_0)}{8(1+\rho_0)^{3/2}} + \eta(\tau) \right], \quad (8)$$

$$dD_p/dt = -\frac{2\mu}{\mu} D_p + \frac{2\mu}{\mu} D_p - D_p^2 \frac{1+\rho_0 + \rho}{16(1+\rho_0)^{3/2}}, \quad (9)$$

где $\tau = \mu t$ - нормированное время,

$$\rho = \alpha / S_n, \quad \rho_0 = \alpha_0 / S_n, \quad m_p = \mu_\alpha / S_n, \quad D_p = D_\alpha / S_n^2,$$

$D_p = \sigma_\alpha^2 / S_n^2$ - нормированные величины,

$\eta(\tau)$ - белый шум со спектральной плотностью,

$$S_n = \frac{1}{64(1+\rho_0)^{3/2}} \left[1 + 2 \frac{1+\rho}{1+\rho_0} + 5 \left(\frac{1+\rho}{1+\rho_0} \right)^2 \right]. \quad (10)$$

Величина $D_p(\tau)$ определяет коэффициент передачи по контуру адаптации. Начальные условия при решении уравнений (8), (9) должны быть приняты равными $\rho_0(0) = m_p$, $D_p(0) = D_p$. При равномерном априорном распределении параметра α в пределах $\alpha_{min} \div \alpha_{max}$ и выполнении условия $\alpha_{max} / \alpha_{min} \gg 1$ величина $D_p =$

$$= \rho_{\max}^2 / 12.$$

Отметим, что уравнения контура адаптации адаптивного фильтра, синтезированного в предположении постоянства характеристик сообщения, вытекают из (8), (9), если в них принять $\rho = 0$.

Для оценки процесса адаптации при изменении характеристик сообщения введем в рассмотрение две модели изменения параметра ρ во времени. Модель 1:

$$\rho(\tau) = \begin{cases} \rho_{\max} & \text{при } 0 \leq \tau \leq \tau_1, \\ \rho_{\min} & \text{при } \tau > \tau_1, \end{cases} \quad (II)$$

и модель 2:

$$\rho(\tau) = \begin{cases} \rho_{\min} & \text{при } 0 \leq \tau < \tau_1, \\ \rho_{\max} & \text{при } \tau > \tau_1. \end{cases} \quad (I2)$$

Так как уравнение (3) описывает изменение параметра \mathcal{L} , соответствующее (II) или (I2), приближенно, то уравнения (4) + (7) и (8), (9) носят квазиоптимальный характер. Поэтому входящие в них величины $m\rho$ и δ/μ можно варьировать для улучшения процесса адаптации.

Процесс адаптации "в среднем" можно приближенно оценить, не учитывая шум на выходе дискриминатора, т.е. положив в уравнении (8) $\eta(\tau) = 0$. На рис.1 представлены полученные в результате решения уравнений (8), (9) с $\eta(\tau) = 0$ зависимости оценок $\rho_0(\tau)$ для нескольких значений δ/μ . Они получены для первой (II) модели изменения параметра ρ при $\rho_{\max} = 10^3$, $\rho_{\min} = 10$, $m\rho = \sqrt{\rho_{\max} \cdot \rho_{\min}} = 100$, $\tau_1 = 2$. На рис.2 сплошными линиями изображены аналогичные зависимости для второй (I2) модели изменения параметра ρ и $\tau_1 = 1$. Как видно из рис.1 и 2, первоначальная адаптация на интервале $\tau < \tau_1$ при различных значениях δ/μ протекает примерно одинаково. Адаптация к изменившимся характеристикам сообщения в фильтре с $\delta/\mu \neq 0$ происходит значительно быстрее, чем в фильтре, рассчитанном на постоянство характеристик сообщения ($\delta/\mu = 0$). Так, из рис.1 следует, что время адаптации до уровня $\rho_0 = 2\rho = 20$ происходит при $\delta/\mu = 0$ за время $\Delta\tau = 8$, при $\delta/\mu = 0,03$ за $\Delta\tau = 4$, при $\delta/\mu = 0,1$, за $\Delta\tau = 2,5$. Как видно из рис.2, для модели (I2) время адаптации до уровня $\rho_0 = 0,5\rho = 500$, при $\delta/\mu = 0,1$ равно 3, при $\delta/\mu = 0,03$ равно 5 и при $\delta/\mu = 0$

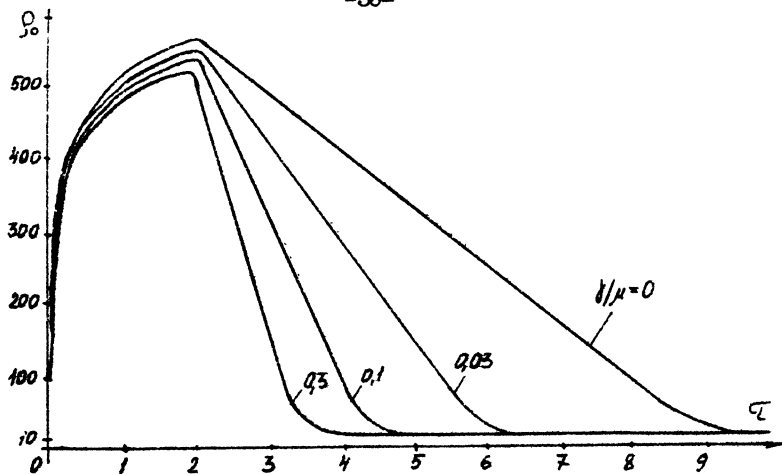


FIG. 1

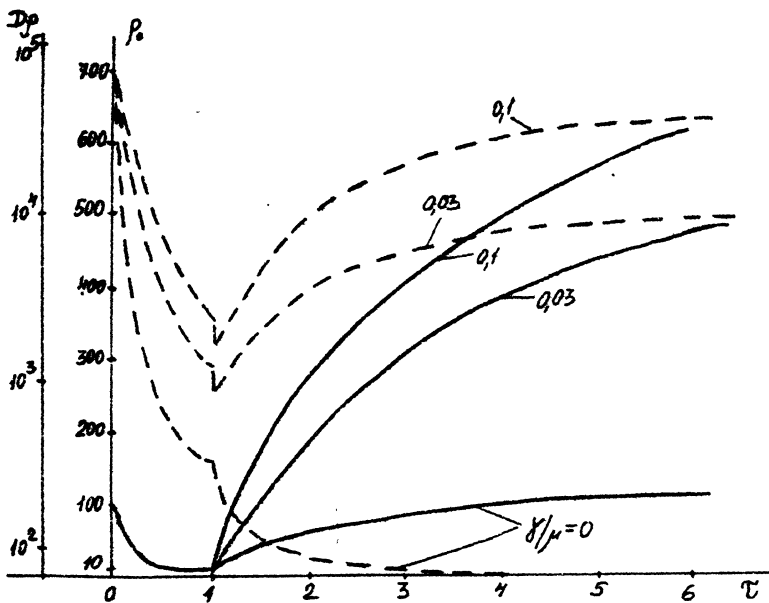


FIG. 2

становится бесконечно большим.

Различие времен адаптации в фильтрах с $\delta'/m \neq 0$ и $\delta'/m = 0$ возрастает при увеличении τ_1 , т.е. получается тем большим, чем позже происходит изменение характеристик сообщения. Значительное сокращение времени адаптации в фильтре с $\delta'/m \neq 0$ по сравнению с фильтром, синтезированным в предположении постоянства характеристик сообщения, объясняется различным поведением в них коэффициента передачи $D_p(\tau)$ по контуру адаптации. На рис.2 в качестве иллюстрации штриховыми линиями показано изменение $D_p(\tau)$ для нескольких значений δ'/m . Как видно из рис.2, при $\delta'/m = 0$ коэффициент передачи $D_p(\tau)$ с ростом τ стремится к нулю. При $\delta'/m \neq 0$ на каждом интервале постоянства ρ коэффициент $D_p(\tau)$ стремится к установившемуся значению $D_{pуст}$, зависящему от ρ . Из решения (9) следует, что значение $D_{pуст}$ возрастает при увеличении ρ и δ'/m . В результате коэффициент передачи $D_p(\tau)$ в фильтре с $\delta' \neq 0$ оказывается значительно большим, чем в фильтре с $\delta' = 0$ и время адаптации сокращается.

Из рис.1 и 2 видно, что время адаптации сокращается при увеличении δ'/m . Увеличение параметра δ'/m с целью улучшения характеристик адаптивного фильтра ограничивается двумя факторами. Одним из них является обусловленное слагаемым $\mu(m\rho - \rho)\mu$ в уравнении (8) смещение оценки ρ_0 в установившемся режиме по отношению к истинному значению. При большом смещении оценки точность адаптации может оказаться недостаточной. Однако при $\delta'/m < 0,05$ смещение оценки не превышает 20%, что можно считать приемлемым.

Вторым фактором, ограничивающим увеличение параметра δ'/m , является возрастание действия шумов $\eta(\tau)$, которое, как показывает анализ, также приводит к смещению оценки. Решение уравнений (8), (9) с учетом шума $\eta(\tau)$ показало, что значение параметра $\delta'/m \approx 0,03 \pm 0,05$ является оптимальным с точки зрения сокращения времени адаптации и допустимого смещения оценки характеристик сообщения. Оно подтвердило также значительное (в несколько раз) сокращение времени адаптации по сравнению с фильтром, в котором $\delta'/m = 0$.

Как отмечалось выше, в фильтре с $\delta' = 0$ улучшить процесс адаптации к изменившимся характеристикам сообщения можно,

ограничивая снизу коэффициент передачи $D_p(\tau)$ по контуру адаптации на некотором уровне D огр. Решение уравнений (8), (9) при $\eta(\tau) = 0$ показывает, что для получения в фильтре с $\delta/\mu = 0$ такого же времени адаптации, что и в фильтре с $\delta/\mu = 0,05$, необходимо вводить ограничение на высоком уровне ($D_{огр}/D_{p(0)} \geq 0,1+0,3$). Решение уравнений (8), (9) при $\delta/\mu = 0$ с учетом шума $\eta(\tau)$ показало, что при высоком уровне ограничения ($D_{огр}/D_{p(0)} > 0,1$) процесс адаптации в таком фильтре резко нарушается. При низких уровнях ограничения ($D_{огр}/D_{p(0)} \leq 0,01$) адаптация происходит, но время адаптации получается значительно большим, чем в фильтре с оптимальным значением $\delta/\mu = 0,03+0,05$.

Таким образом, проведенный анализ показал, что адаптивный фильтр, синтезированный с использованием приближенного описания (3) изменения статистических характеристик сообщения и оптимальным значением параметра δ/μ в несколько раз превосходит по длительности процесса адаптации к изменившимся характеристикам сообщения. Не только адаптивный фильтр, построенный в предположении постоянства этих характеристик, но и модернизированный вариант такого фильтра с ограничением снизу коэффициента передачи по контуру адаптации.

Литература

1. Первачев С.В. Адаптивная фильтрация процессов с изменяющимися во времени характеристиками. - Вопросы теории автоматического управления и робототехнические системы. Межвуз. об.научн. трудов. /МИРЭА. - М., 1984.
2. Первачев С.В. Анализ сходимости алгоритма скользящего адаптивного приема сообщений. Труды МЭИ, вып. 334, - М.; 1977,
3. Первачев С.В. Флюктуационные характеристики дискриминатора в контуре адаптации. Труды МЭИ, вып. 375. - М.: 1978.

УДК 621.396:519.25

СРЫВ СЛЕЖЕНИЯ В СИСТЕМЕ АВТОСЕЛЕКЦИИ
С ФИЛЬТРОМ ВТОРОГО ПОРЯДКА

А.Ф.Котов, С.А.Решетняк, Г.Н.Третьяков

Структурные схемы большинства радиотехнических следящих систем (автоподстройки частоты и фазы, автодальномеры) при наличии флуктуационных помех изображаются в виде, представленном на рис.1.

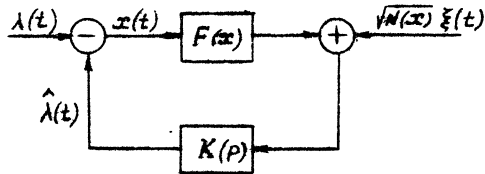


Рис.1

Здесь приняты следующие условные обозначения: $\lambda(t)$ - отслеживаемый параметр, $x(t)$ - ошибка слежения, $F(x)$ и $N(x)$ - соответственно дискриминационная и флуктуационная характеристики дискриминатора системы, $K(p)$ - операторный коэффициент передачи цепи обратной связи, $\xi(t)$ - белый шум с единичной спектральной плотностью, $\hat{\lambda}(t)$ - оценка $\lambda(t)$.

В настоящей работе анализируется срыв слежения в нелинейной системе с интегратором и интегрирующим фильтром в цепи обратной связи, т.е. $K(p) = K/p(1 + pT)$. При этом предполагается, что спектральная плотность помехи на выходе дискриминатора не зависит от ошибки слежения ($N(x) = N_0 = const$) и, кроме того, $d^2\lambda/dt^2 = 0$. В такой постановке эта задача уже рассматривалась Первачевым в [1]. Ее решение опиралось на известные исследования Крамерса [2] и Чандрасекара [3] и относилось к двум предельным случаям:

- 1) постоянная времени фильтра T велика (физическая система с малым трением);
- 2) постоянная времени T мала (физическая система с большим трением).

Ниже предлагается методика определения вероятности срыва

слежения, охватывающая весь диапазон возможных значений T , в том числе и не исследовавшийся в литературе.

Поведение анализируемой следящей системы с заданным фильтром описывается следующими стохастическими уравнениями:

$$\frac{dx}{dt} = y, \quad (1)$$

$$T \frac{dy}{dt} = -KF(x) + K\lambda - y + K\sqrt{N_0} \xi(t),$$

$$\text{где } \langle \xi(t) \rangle = 0, \langle \xi(t) \xi(t') \rangle = \delta(t-t'), \lambda = K^{-1} (d\lambda/dt).$$

Вместо размерных переменных x , y и t удобнее ввести безразмерные r , v и τ , задаваясь конкретным видом дискриминационной характеристики $F(x)$. Пусть

$$F(x) = S \left(x - \frac{x^3}{\gamma^2} \right),$$

где $\pm \gamma$ - границы апертуры $F(x)$, а S - ее крутизна.

Тогда

$$r = \frac{x}{x_F}, \quad v = T \frac{y}{x_F}, \quad \tau = \frac{t}{T}, \quad (2)$$

$x_F = \gamma/\sqrt{3}$ - координата экстремума $F(x)$.

С учетом (2) уравнения (1) принимают вид:

$$\frac{dr}{d\tau} = v, \quad \frac{dv}{d\tau} = -u'(r) - v + \eta(\tau),$$

$$\eta(\tau) = \frac{KT\sqrt{N_0}}{x_F} \xi(t), \langle \eta(\tau) \eta(\tau') \rangle = 2E\delta(\tau-\tau'), \quad (3)$$

$$E = \frac{K^2 T N_0}{2 x_F^2}, \quad u'(r) = a f(r) - b, \quad a = \frac{KT F_0}{x_F},$$

$$b = \frac{KT\lambda}{x_F}, \quad F_0 = \frac{2}{3} S x_F,$$

$$f(r) = \frac{3}{2} \left(r - \frac{r^3}{3} \right) - \text{нор-}$$

мированная дискриминационная характеристика (рис.2а).

Принятой аппроксимации $f(r)$ отвечает потенциальная функция $u(r)$ (рис.2б) [1]:

$$u(r) = \frac{3}{4} a \left(r^2 - \frac{r^4}{6} \right) - br + \text{const}. \quad (4)$$

Точки экстремумов $u(r)$ находятся из решения кубического уравнения:

$$r^3 - 3r + \frac{2b}{a} = 0,$$

а высота потенциального барьера:

$$h = \frac{a}{8} (r_6 - r_0)^3 (r_6 + r_0),$$

где r_0 и r_6 - координаты минимума и максимума потенциала $U(r)$ (рис.2б).

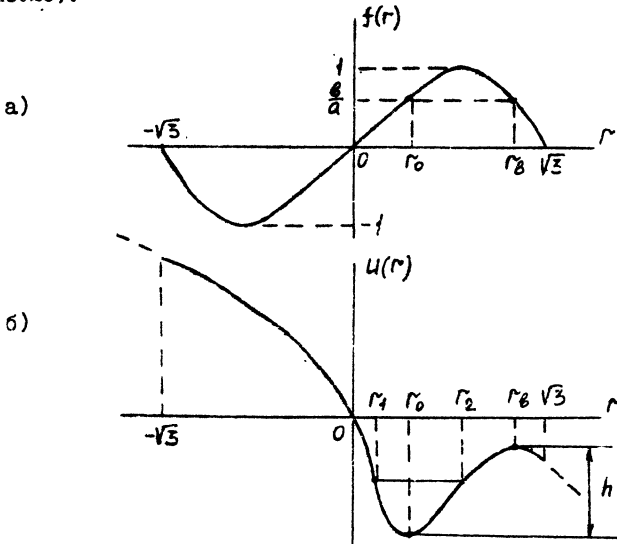


Рис.2

Имеется характерная частота осцилляций ошибок слежения вблизи минимума потенциала ω_0 , которая определяется разложением $U(r)$ в ряд по $(r - r_0)$ в окрестности положения этого минимума:

$$U(r) = U_0 + \frac{\omega_0^2}{2} (r - r_0)^2 + \dots,$$

где $U_0 = U(r_0)$, $\omega_0^2 = U''(r_0) = \frac{3}{2} a (1 - r_0^2)$, $\omega_0 \sim \sqrt{V}$.

Практически наиболее интересный случай, когда интенсивность шума ε мала по сравнению с высотой потенциального барьера h , т.е. $\varepsilon < h$. Очевидно, при $\varepsilon \sim h$ вероятность срыва близка к 1.

Стохастическим уравнениям (3) соответствует уравнение Фоккера-Планка для плотности вероятности ошибок слежения

$$\omega(r, v, \tau): \quad \frac{\partial \omega}{\partial \tau} + v \frac{\partial \omega}{\partial r} - u'(r) \frac{\partial \omega}{\partial v} = \frac{\partial}{\partial v} (v \omega + \varepsilon \frac{\partial \omega}{\partial v}), \quad (5)$$

которое имеет стационарное решение

$$\omega_0(r, v) \sim \exp\left(-\frac{v^2}{2\varepsilon} - \frac{u}{\varepsilon}\right). \quad (6)$$

Вначале рассмотрим решение (5) при $\omega_0 \ll 1$. Такая ситуация характеризуется тем, что движение следящей системы на фазовой плоскости (r, v) не имеет замкнутых траекторий. Причем распределение плотности ω по координате v близко к стационарному (6), что позволяет перейти от (5) к анализу следующего кинетического уравнения:

$$\frac{\partial \rho}{\partial \tau} = \frac{\partial}{\partial r} \left[u'(r) \rho + \varepsilon \frac{\partial \rho}{\partial r} \right], \quad (7)$$

где $\rho = \rho(r, \tau) = \int \omega(r, v, \tau) dv$, $-\sqrt{3} < r < \sqrt{3}$.

Начальное и граничные условия для (7) соответственно имеют вид:

$$\int_{-\sqrt{3}}^{\sqrt{3}} \rho(r, \tau) \Big|_{\tau=0} dr = 1, \quad (8)$$

$$\Pi = -\left[u'(r) \rho + \varepsilon \frac{\partial \rho}{\partial r} \right] \Big|_{r=-\sqrt{3}} = 0, \quad \rho \Big|_{r=\sqrt{3}} = 0. \quad (9)$$

Первое из граничных условий (9) означает отсутствие потока плотности вероятности Π через левую границу из-за отталкивающего характера потенциала u при $r \rightarrow -\sqrt{3}$ (рис.2б). Расчеты показывают, что такое допущение оправдано в пределах $0,2 < (b/a) < 1$.

Следуя [4], решение уравнения (7) ищем в виде:

$$\rho = \psi \exp(-u/\varepsilon), \quad \psi = \psi(r, \tau). \quad (10)$$

Подстановка (10) в (7) дает:

$$e^{-4/\varepsilon} \frac{\partial \psi}{\partial \tau} = \varepsilon \frac{\partial}{\partial r} \left(e^{-4/\varepsilon} \frac{\partial \psi}{\partial r} \right). \quad (11)$$

Последнее эквивалентно следующему интегро-дифференциальному уравнению:

$$\psi = \psi_0 + \beta(r) \frac{\partial \psi}{\partial \tau}, \quad \psi_0 = \psi(0, \tau), \quad \beta(r) = \varepsilon^{-1} \int_0^r e^{4/\varepsilon} dr' \int_{-\sqrt{3}}^{r'} e^{-4/\varepsilon} dr'',$$

решая которое методом итераций для первого приближения имеем

$$\psi = \psi_0 + \beta(r) \frac{d\psi_0}{dr}$$

Принимая во внимание граничные условия (9), получаем:

$$\tau_{01} \frac{d\psi_0}{dr} + \psi_0 = 0,$$

где $\tau_{01} = \beta(\sqrt{3}) \approx \frac{2\pi}{\omega\omega_0} e^{h\epsilon}$, $\omega_0^2 = -U'(r_0) = \frac{3}{2} a(r_0^2 - 1)$, $h = U_B - U_0$.

Откуда
$$\psi_0 = C \exp(-r/\tau_{01}),$$

где C - постоянная интегрирования.

В результате вероятность срыва слежения в системе:

$$P(\epsilon) = 1 - C e^{-\tau/\tau_{01}} \int_{\sqrt{3}}^{\sqrt{3}-4\epsilon} e^{[1 - \beta(r)/\tau_0]} dr = 1 - e^{-\tau/\tau_{01}}, \quad (12)$$

т.к. в силу начального условия (8) $P(0) = 0$.

В другом предельном случае, когда частота осцилляций $\omega_0 \gg 1$, движение рассматриваемой следящей системы на фазовой плоскости (r, \dot{r}) происходит по замкнутым траекториям, параметром которых служит энергия \mathcal{E} :

$$\mathcal{E} = \frac{\dot{r}^2}{2} + U(r).$$

При этом имеет место диффузия по энергии \mathcal{E} , а сама система удовлетворяет кинетическому уравнению для плотности вероятности $\eta(\mathcal{E}, \tau)$ [5]:

$$\frac{\partial \eta}{\partial \tau} = \omega \frac{\partial}{\partial \mathcal{E}} \left[\mathcal{Y} \left(\eta + \epsilon \frac{\partial \eta}{\partial \mathcal{E}} \right) \right], \quad (13)$$

где ω - частота обращений по замкнутым траекториям:

$$\omega^{-1} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} [\mathcal{E} - U(r)]^{-1/2} dr, \quad \mathcal{Y} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{r_1}^{r_2} [\mathcal{E} - U(r)]^{1/2} dr,$$

r_1 и r_2 - координаты левой и правой точек поворота траектории (рис.2), определяемые равенством $U(r_{1,2}) = \mathcal{E}$.

Кроме того,

$$\frac{d\mathcal{Y}}{d\mathcal{E}} = \frac{1}{\omega}. \quad (14)$$

С ростом энергии \mathcal{E} координата $r_2 \rightarrow r_B$, а частота обращений $\omega \rightarrow 0$. Однако вблизи потенциального барьера ($r = r_B$), как

известно, "работает" уравнение (7).

Нетрудно показать, что уравнение (13) приводится к виду, подобному (II). Для этого достаточно ввести новый потенциал:

$$V = u - \varepsilon \ln \frac{u'}{\omega} + C_1 \quad (C_1 = \text{const})$$

и учесть, что энергия \mathcal{E} однозначно определяется амплитудой колебаний: $\mathcal{E} = u(r) \Big|_{r=r_1}^{r=r_2}$. Тогда, используя (14), приходим к уравнению:

$$e^{-\sqrt{\varepsilon} \frac{\partial f}{\partial t}} = \frac{\partial}{\partial r} \left(\mathcal{D}_k e^{-\sqrt{\varepsilon} \frac{\partial f}{\partial t}} \right), \quad (15)$$

где $f = \eta \exp(V/\varepsilon)$, $\mathcal{D}_k = \varepsilon \omega \mathcal{J}'(u')$.

Дальнейший ход рассуждений по уравнению (15) аналогичен тому, как это проводилось для уравнения (II).

Остановимся теперь на промежуточной области значений частоты осцилляций $\omega_0 \sim 1$. Здесь решение исходного уравнения (5) находится путем сшивки квазистационарных плотностей вероятности, соответствующих рассмотренным выше предельным случаям. С этой целью исследуем кинетическое уравнение, подобное (II) и (15):

$$e^{-\sqrt{\varepsilon} \frac{\partial \psi}{\partial t}} = \frac{\partial}{\partial r} \left(\mathcal{D} e^{-\sqrt{\varepsilon} \frac{\partial \psi}{\partial t}} \right) \quad (16)$$

и потребуем, чтобы

$$\mathcal{D} = \mathcal{D}_k \text{ и } V = V \text{ для } r \in [0, r_p] \text{ и } \mathcal{D} = \varepsilon \text{ и } V = u \text{ для } r \in [r_p, \sqrt{3}].$$

Здесь r_p - точка перехода системы из одного режима релаксации в другой.

Из условия непрерывности потенциала ($V = u$) в точке $r = r_p$ находим:

$$C_1 = \varepsilon \ln(u'_p / \omega_p),$$

где $u'_p = u' \Big|_{r=r_p}$ и $\omega_p = \omega \Big|_{r=r_p}$.

Значение координаты r_p следует из условия непрерывности коэффициентов диффузии ε и \mathcal{D}_k , входящих в уравнения (II) и (15)

$$u'_p = \sqrt{\omega_p \mathcal{J}_p}, \quad \mathcal{J}_p = \mathcal{J} \Big|_{r=r_p}. \quad (17)$$

Отметим, что уравнение (17) всегда имеет решение при $\omega_0 \gg 1/\sqrt{2}$, т.к. минимальное значение $\mathcal{D}_k = \varepsilon/(2\omega_0)$ лежит в точке $r = r_0$. По мере роста r коэффициент \mathcal{D}_k увеличивается и при $r = r_p$ совпадает с ε .

Применительно к (16) имеем следующие начальное

$$P(0) = 0 \quad (18)$$

и граничные условия

$$\Pi = -D e^{-\psi/\varepsilon} \frac{\partial \psi}{\partial r} \Big|_{r=r_0} = 0, \quad \psi \Big|_{r=\sqrt{\varepsilon}} = 0. \quad (19)$$

Из подобия соотношений (16), (18), (19), аналогичным (7)+(9), находим

$$p(r) = 1 - \exp(-r/\tau_{02}),$$

где

$$\tau_{02} = \frac{e^{h/\varepsilon}}{\omega_0 \omega_b} \left[\frac{\varepsilon \omega_b}{J_p} \exp\left(-\frac{u_b - u_p}{\varepsilon}\right) + \sqrt{\frac{J \varepsilon \omega_p}{2 J_p}} [1 + \Phi(z)] \right],$$

$$\Phi(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-t^2} dt, \quad z = \omega_b (r_b - r_p) / \sqrt{2\varepsilon}. \quad (20)$$

В пределе, когда частота осцилляций $\omega_0 \gg 1$, параметры $r_p \rightarrow r_b$, $J_p \rightarrow J_b$, $\omega_p \rightarrow 0$ и формула (20) для характерного времени до срыва переходит в более простую:

$$\tau_{02} = \frac{\varepsilon}{\omega_0 J_b} e^{h/\varepsilon}.$$

Потребуем, чтобы при $\omega_0 \rightarrow 1/\sqrt{2}$ формулы для τ_{02} и τ_{01} совпадали. Это наступает при значении координаты точки переключения

$$r_p = r_0 + \sqrt{\varepsilon/J}.$$

Таким образом, нами получены расчетные соотношения для вероятности срыва слежения в системе с интегратором и интегрирующим фильтром, полностью охватывающие диапазон возможных значений ее параметров.

Литература

1. Первачев С.В. Срыв слежения во временном автоселекторе. - Радиотехника и электроника, 1965, Т.10, № 8, С.1435-1444.
2. Kramers H.A. Brownian motion in a field of force and the diffusion model of chemical reactions. - Physica, 1940, V, VII, №4, p.284.

3. Чандрасекар С. Стохастические проблемы в физике и астрономии: Пер. с англ./ Под ред. Боголюбова Н.Н.- М.: ИЛ, 1947.- С.168.
4. Решетняк С.А., Третьяков Г.Н. О вероятности срыва слежения в системе с фильтром второго порядка.- Радиотехника и электроника, 1980, Т.25, № II, С.2301-2308.
5. Решетняк С.А. Скорости бимаскулярных реакций в теории броуновского движения. Препринт 250.-М.: ФИАН, 1987.

УДК 621.396

АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ РЕЖИМОВ СИСТЕМЫ ФАПЧ С ДВУХКАНАЛЬНОЙ ЦЕПЬЮ ФИЛЬТРАЦИИ

Е.С. Беспалов

В системах ФАПЧ с несколькими кольцами обратной связи, широко используемых в современных радиотехнических системах, процессы, протекающие в каждом из колец, нельзя, в общем случае, считать взаимно независимыми. Так, в системе ФАПЧ с двухканальной цепью фильтрации ФАПЧ-ДКЦФ [1,2] лишь в линейном режиме влияние низкочастотного - НЧ и высокочастотного - ВЧ каналов фильтрации друг на друга можно считать незначительным. В нелинейном режиме ошибки фильтрации НЧ и ВЧ каналов (соответственно δ_n и δ_z) являются зависимыми. Исследование этих зависимостей и составляет основное содержание настоящей работы.

Если простейшая подоптимальная передаточная функция НЧ канала фильтрации ФАПЧ-ДКЦФ формируется с помощью ФАПЧ без фильтра [1], то для получения достаточно узкой шумовой полосы необходимо сужать полосу синхронизма Ω_y и предъявлять жесткие требования к допустимой расстройке между частотами несущих колебаний принимаемого сигнала и сигнала подстраиваемого генератора. Поэтому важен анализ влияния начальной расстройки $\Delta\omega_n$ на режимы ФАПЧ. Здесь предполагается, что с помощью ФАПЧ-ДКЦФ из помех выделяется сигнал с синусоидальной ЧМ, а узкополосный ВЧ канал фильтрации точно настроен на частоту модуляции. При этих предположениях, благодаря переходу к укороченному дифференциальному уравнению ВЧ кольца [2], в

анализе процессов удается ограничиться фазовой плоскостью (y_n, y_s) .

Следуя [2], систему уравнений ФАПЧ-ДКЦФ можно представить в виде:

$$\frac{dy_n}{d\tau} = \gamma_n - J_0(y_s) \sin y_n, \quad (1)$$

$$\frac{dy_s}{d\tau} = 2\Delta_s(m - y_s) - 4(1 - \Delta_s) \cos y_n \cdot J_1(y_s), \quad (2)$$

где $\tau = \Omega_y \cdot t$, m - индекс ЧМ; $\gamma_n = \Delta\omega_n / \Omega_y$ - относительная расстройка; Δ_s - коэффициент ошибки ВЧ кольца, при этом $(1 - \Delta_s)$ - усиление замкнутого ВЧ кольца; $J_n(\cdot)$ - функция Бесселя первого рода порядка n .

Изоклины горизонтальных и вертикальных касательных на фазовом портрете системы ФАПЧ-ДКЦФ в соответствии с (1), (2) должны удовлетворять следующим уравнениям:

$$\gamma_n - J_0(y_s) \cdot \sin y_n = 0, \quad (3)$$

$$\Delta_s(m - y_s) - 2(1 - \Delta_s) \cos y_n \cdot J_1(y_s) = 0. \quad (4)$$

Значения y_n и y_s , одновременно удовлетворяющие уравнениям (3), (4), соответствуют стационарным ошибкам в состоянии равновесия (соответственно y_{no} для НЧ канала и y_{so} для ВЧ канала). Если незначительные отклонения от y_{no} и y_{so} обозначить ξ и η соответственно, то можно получить линеаризованные уравнения системы:

$$(T_1 \rho_1 + 1) \dot{\eta} - x_1 \xi = 0, \quad (5)$$

$$(T_2 \rho_2 + 1) \dot{\xi} - x_2 \eta = 0. \quad (6)$$

Здесь использованы следующие обозначения: $\rho_1 = d/d\tau$;

$$T_1 = 1/F_s; \quad T_2 = 1/[0,5\Delta_s + (1 - \Delta_s)F_1]; \quad x_1 = -F_0/F_s;$$

$$x_2 = (1 - \Delta_s)F_c / [0,5\Delta_s + (1 - \Delta_s)F_1];$$

$$F_0 = F_c = -\sin y_{no} \cdot J_1(y_{so});$$

$$F_s = J_0(y_{so}) \cdot \cos y_{no};$$

$$F_1 = \cos y_{no} \cdot [dJ_1/dy_s]_{y_s = y_{so}}.$$

Из (5), (6) следует характеристическое уравнение линеаризованной системы:

$$a_0 p_1^2 + a_1 p_1 + a_2 = 0, \quad (7)$$

где $a_0 = 1$;
 $a_1 = (1/T_1) + (1/T_2)$; (8)

$$a_2 = (1 - \alpha \alpha_2) \cdot [1 / (T_1 T_2)]. \quad (9)$$

Поскольку $a_0 > 0$, условия устойчивости запишутся так: $a_1 > 0$, $a_2 > 0$. Используя найденные соотношения, можно определить характер особых точек и построить фазовые портреты системы для конкретных параметров.

Анализ уравнений (3), (4) на всей плоскости (y_n, y_s) показывает, что число стационарных состояний увеличивается с уменьшением начальной расстройки χ_n и параметра Δ_s . В случае $\chi_n = 0$ и $\Delta_s = 0$ количество стационарных состояний бесконечно велико. Следует отметить, что условие $\Delta_s = 0$ соответствует бесконечно большому усилению в разомкнутом ВЧ кольце. При $\Delta_s = 0$ значение входного индекса m не влияет на характер фазового портрета системы. Для случая $\Delta_s = 0$, $\chi_n = 0$ на рис. I показана часть фазового портрета системы. На этом рисунке пунктирные линии с надписью "гор" изображают изоклины горизонтальных касательных, а с надписью "в" - вертикальных. Из полученного множества точек равновесия лишь точка I соответствует рабочему линейному режиму {I} ФАПЧ-ДКЦФ. В нелинейном режиме, в точках 7, 9 и т.п., могут иметь место нежелательные стационарные режимы с большими ошибками. Можно отметить, что при наличии модуляции ($y_s \neq 0$) приобретают устойчивость точки на обычно "неустойчивых" участках характеристик фазовых детекторов. Поскольку показанный на рис. I портрет в силу условия $\Delta_s = 0$ справедлив и для $m = 0$, можно прийти к выводу, что в системе возможно самовозбуждение в точках 7, 9 и т.п. Так как коэффициент усиления разомкнутого кольца бесконечно велик, амплитуда первой гармоники частоты модуляции на выходе фазового детектора при этом равна нулю. Если $\Delta_s \neq 0$, стационарное значение y_s смещается относительно точек $y_{s0} = 3,83$; $7,02$, и индекс модуляции подстраиваемо-

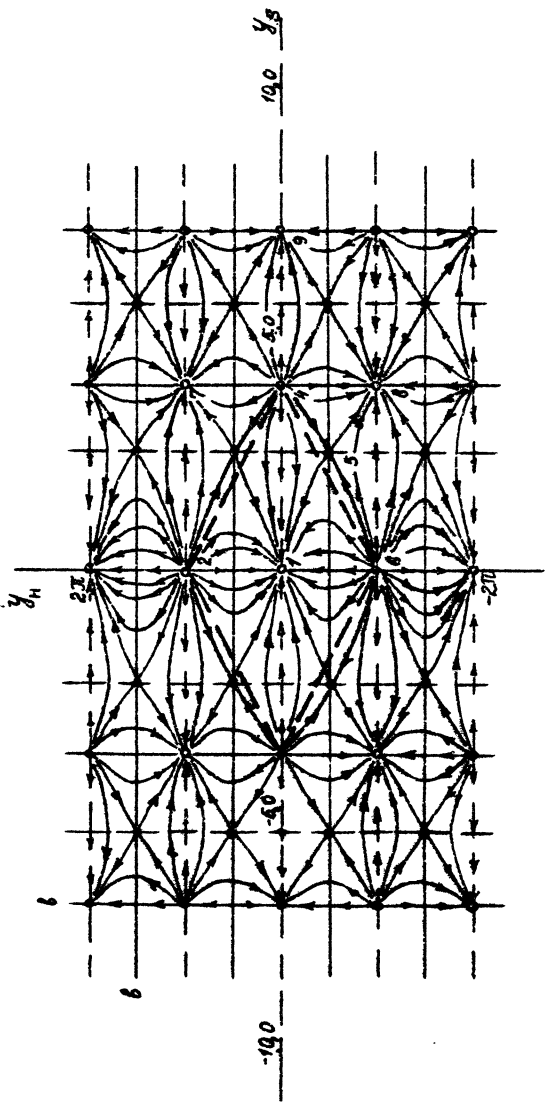


Рис. I

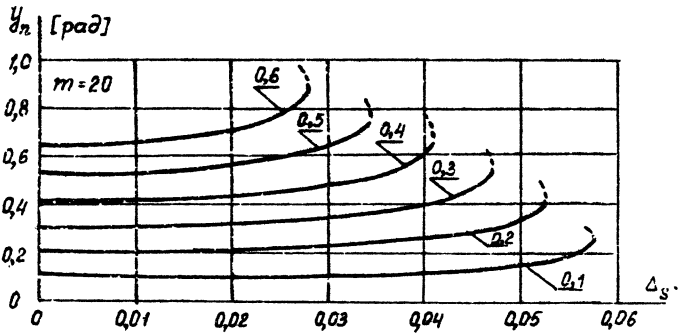
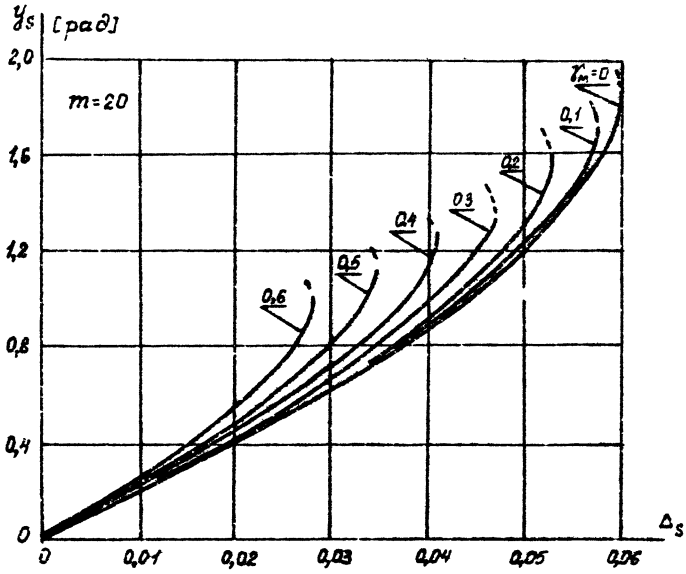


Рис. 2

го генератора ФАПЧ при самовозбуждении конечен. Утолщенными линиями на рисунке выделены сепаратриссы, окаймляющие область начальных условий, в которой устанавливается линейный рабочий режим. Характер особых точек можно установить, используя (8), (9). Например, на рис.1: 1 - устойчивый узел; 2,6,4 - неустойчивые узлы; 3,5 - седла соответственно с положительным и отрицательным трением.

Изучение фазовых портретов показывает, что положение стационарных точек на плоскости (y_n, y_s) в общем случае зависит от параметров системы - Δ_s , входного индекса ЧМ - m и начальной расстройки - γ_n . Расчеты стационарных режимов удобно выполнять по следующим из (3), (4) формулам:

$$\Delta_s = F/(1+F), \quad \text{где } F = \frac{2J_1(y_s)}{(m-y_s)} \cdot \sqrt{1 - \left[\frac{\gamma_n}{J_0(y_s)} \right]^2}, \quad (10)$$

$$m = y_s + \frac{2(1-\Delta_s)}{\Delta_s} \cdot J_1(y_s) \sqrt{1 - \left[\frac{\gamma_n}{J_0(y_s)} \right]^2} \quad (11)$$

Рассчитанные по (10), (11) зависимости ошибок ВЧ и НЧ каналов фильтрации от коэффициента ошибки Δ_s при нескольких значениях начальной расстройки γ_n и индексе модуляции входного сигнала $m = 20$ представлены на рис.2.

Рассмотрение представленных здесь результатов позволяет сделать следующие выводы:

- область начальных условий, при которых достигается линейный, рабочий режим, является ограниченной;
- величина допустимых начальных скачков входного индекса ЧМ максимальна, если процесс установления стационарного значения ошибки НЧ кольца ФАПЧ-ДЦФ к моменту включения индекса завершен;
- введение начальной расстройки разрушает некоторые нерабочие стационарные состояния, однако во всех случаях она приближает порог по ВЧ каналу.

Литература

1. Беспалов Е.С., Кулешов В.Н. Синтез цепи фильтрации и коррекции в системе ФАП, выделяющей из шумов сигнал, модулированный по частоте синусоидой // Изв. вузов. Радиоэлект-

- роника, 1968, Т. II, № 4, С. 324-331.
2. Беспалов В.С., Кулешев В.Н. Исследование пороговых свойств системы ФАПЧ, выделяющей из шумов сигнал, модулированный по частоте синусоидой // Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1972, Т. 15, № 4, С. 461-470.

УДК 621.376.43

**ДЕЙСТВИЕ ФЛУКТУАЦИЙ АМПЛИТУДЫ СИГНАЛА НА СИСТЕМУ
ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ**

Д.В. Астрецов, В.Д. Егоренков, Е.И. Ковалев

Вопросам помехоустойчивости систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) посвящено значительное число работ, основные результаты которых отражены в монографиях [1-5]. В то же время, на наш взгляд, недостаточно рассмотрен вопрос влияния на помехоустойчивость ФАПЧ мультипликативной помехи в виде флуктуаций амплитуды эталонного сигнала. Подобные флуктуации могут возникнуть как за счет особенностей линии связи (например, многолучевое распространение), так и за счет использования в качестве эталонных-сигналов с амплитудной модуляцией. Для уменьшения влияния изменений амплитуды на показатели качества системы ФАПЧ широко используются амплитудные ограничители или системы автоматической регулировки усиления, однако степень подавления ими флуктуаций конечна и при высоких требованиях к качеству синхронизации проблема не снимается.

В учебнике [6] методом статистической линеаризации получено приближенное выражение для эффективного значения ошибки следящей системы, учитывающее действие флуктуаций амплитуды сигнала:

$$\Delta x_{эф} = \sqrt{\frac{\Delta x_d^2 - \sigma_\varphi^2}{1 - \sigma_\varphi^2}}, \quad (I)$$

где Δx_d - динамическая ошибка; σ_φ^2 - дисперсия флуктуационной ошибки, вызванной действием аддитивных помех; $\sigma_\varphi^2 < 1$ - дисперсия флуктуаций амплитуды в полосе следящей системы.

Аналогичное выражение получено Л.С. Гуткиным в моногра-

фии [7] применительно к линеаризованной системе автоматического сопровождения цели по направлению.

В настоящей работе сделана попытка учесть нелинейный характер системы ФАПЧ, воспользовавшись методами теории марковских процессов. При этом использованы следующие условия:

1. Смесь $y(t)$ эталонного сигнала и аддитивного белого шума записывается в виде:

$$y(t) = A_0 [1 + d(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi) + n(t), \quad (2)$$

где A_0 - средняя амплитуда эталонного сигнала; $d(t)$ - флуктуация амплитуды; ω_0 - несущая частота сигнала, φ - его фазовый сдвиг; $n(t)$ - аддитивная помеха, полагаемая белым шумом со спектральной плотностью $N_0/2$.

2. Рассматривается система ФАПЧ первого порядка с гармонической формой характеристики фазового дискриминатора.

3. Уровень аддитивных $n(t)$ и мультипликативных $d(t)$ помех полагается небольшим (отношение мощностей сигнала и аддитивной помехи в полосе синхронизма ФАПЧ больше пяти, дисперсия σ_0^2 флуктуаций $d(t)$ значительно меньше единицы).

С учетом введенных допущений стохастическое уравнение ФАПЧ имеет вид:

$$\frac{dz}{dt} = \Omega_n - \Omega \sin z [1 + d(t)] + \Omega n_\varphi(t), \quad (3)$$

где $z(t) = \varphi - \varphi_{оп}$ - ошибка синхронизации (фазовый сдвиг между эталонным и опорным сигналами); Ω_n - начальная расстройка частот эталонного сигнала и управляемого генератора; Ω - полоса синхронизма ФАПЧ; $n_\varphi(t)$ - аддитивная помеха, пересчитанная в фазовый сдвиг, спектральная плотность которой $N_\varphi = N_0/A_0^2$.

Плотность вероятности $W(z)$ ошибки $z(t)$ удовлетворяет решению уравнения Фоккера-Планка-Колмогорова (ФПК) [1]:

$$\frac{\partial W(z,t)}{\partial t} = - \frac{\partial}{\partial z} [A(z)W(z,t)] + \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial z^2} [B(z)W(z,t)], \quad (4)$$

где $A(z) = \Omega_n - \Omega \sin z$ - коэффициент сноса,

$B(z) = \frac{1}{2} \Omega^2 N_d \sin^2 z + \Omega^2 N_\varphi$ - коэффициент диффузии уравнения ФПК; $N_d/2$ - спектральная плотность флуктуаций $d(t)$.

В стационарном режиме при $\Omega_n = \text{const}$ можно положить нулевой левую часть равенства (4). В этом случае выражение для стационарной плотности вероятности ошибки имеет вид [1]:

$$W_{\text{ст}}(z) = \frac{c}{B(z)} \exp \left[2 \int \frac{A(z) dz}{B(z)} \right], \quad (5)$$

где c - постоянная нормировки, которая находится из условия

$$\int_{-\infty}^{+\infty} W_{\text{ст}}(z) dz = 1. \quad (6)$$

Подставляя в (5) полученные выше выражения для $A(z)$ и $B(z)$, выполняя интегрирование, можно получить:

$$W_{\text{ст}}(z) = c \frac{(\sqrt{1+K^2} + \cos z)^{n-1}}{(\sqrt{1+K^2} - \cos z)^{n-1}} \exp \left[\frac{4\gamma_n \arctg \left(\frac{\sqrt{1+K^2} \operatorname{tg} z}{K} \right)}{\Omega_n N_2 K \sqrt{1+K^2}} \right], \quad (7)$$

где $n = 2/\Omega_n N_2 \sqrt{1+K^2}$,
 $K^2 = 2N_4/N_2$,
 $\gamma_n = \Omega_n/\Omega$.

В соответствии с принятыми выше допущениями $n \gg 1$. Тогда при небольших начальных расстройках плотность вероятности $W_{\text{ст}}(z)$ имеет вид колокольной кривой со смещенным относительно $z = 0$ максимумом, располагающейся на "пьедестале" высотой

$$h = \frac{(\sqrt{1+K^2} - 1)^{n-1}}{(\sqrt{1+K^2} + 1)^{n+1}}. \quad (8)$$

В этом случае при указанных выше условиях можно представить $W_{\text{ст}}(z)$ в виде весовой суммы равномерного (на интервале от $-\pi$ до $+\pi$) и нормального распределений:

$$W_{\text{ст}}(z) \approx \frac{1}{2\pi} \nu + (1-\nu) \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \exp \left[-\frac{(z-z_m)^2}{2\sigma^2} \right], \quad (9)$$

где $\nu = \frac{(\sqrt{1+K^2} - 1)^{n-1}}{(\sqrt{1+K^2} + 1)^{n+1}}$. (10)

Параметры z_m и σ^2 "нормальной" части распределения (9) можно найти дифференцированием логарифма выражения (7):

$$\ln' W_{\text{ст}}(z_m) = 0, \quad (11)$$

$$2\sigma^2 = -[\ln'' W_{\text{ст}}(z_m)]^{-1}. \quad (12)$$

Проводя вычисления в соответствии с выражением (II), можно получить уравнение:

$$\sin z_M = \frac{\gamma_H}{1 + (\cos z_M) \sigma_d^2}, \quad (I3)$$

где $\sigma_d^2 = N_d \Omega / 2$.

При $\gamma_H \leq 1/2$ можно полагать $z_M \approx \gamma_H / (1 + \sigma_d^2)$.

Из (I2) можно получить:

$$\sigma_z^2 = \frac{\Omega N_y}{4(1 + \sigma_d^2)} \left[1 + \frac{\gamma_H^2 \sigma_d^2}{\Omega N_y (1 + \sigma_d^2)^2} \right]. \quad (I4)$$

Таким образом, математическое ожидание ошибки синхронизации в первом приближении равно величине z_M , а дисперсия определяется выражением:

$$\sigma_z^2 \approx \frac{\pi^2 \nu}{3} + (1 - \nu) \sigma^2. \quad (I5)$$

Рассмотрим два характерных случая. Пусть выполняется неравенство $K^2 \gg 1$ при условии $\sigma_d^2 \ll 1$, т.е. флуктуации амплитуды слабы по сравнению с флуктуациями фазового сдвига, вызванными влиянием аддитивного шума.

Тогда $\nu \approx (1 + K^2)^{-1}$ и дисперсия ошибки приближенно равна:

$$\sigma_z^2 \approx \frac{\pi^2 \sigma_d^2}{3 N_y \Omega} + \frac{N_y \Omega}{4(1 + \sigma_d^2)}. \quad (I6)$$

При уменьшении интенсивности флуктуаций амплитуды дисперсия стремится к известному значению [1]:

$$\sigma_{z0}^2 = \frac{N_y \Omega}{4}.$$

Рассмотрим случай $K^2 \ll 1$, т.е. сильных флуктуаций амплитуды по сравнению с флуктуациями фазы, вызванными действием внутреннего шума. Тогда $\nu \approx K^{2n} / 4^n \approx 0$ и

$$\sigma_z^2 = \sigma^2 \approx \frac{\Omega N_y}{4(1 + \sigma_d^2)} + \frac{\gamma_H^2 \sigma_d^2}{4(1 + \sigma_d^2)^3}. \quad (I7)$$

Отличие приближенных выражений (I6) и (I7) от (I) объясняется отличием распределения ошибки (9) от гауссовской кривой, используемой в методе статистической линеаризации.

Литература

- I. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. - М.: Сов. радио, 1966.

2. Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квази-когерентный прием сигналов.- М.: Сов.радио, 1975, С.704.
3. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи: Пер. с англ./ Под ред. Б.А.Смиренина.- М.: Сов.радио, 1970, С.392.
4. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Фазовая автоподстройка частоты.- М.: Связь, 1966, С.334.
5. Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы / А.Ф. Фомин, А.И. Хорошавин, С.И. Шелухин, Под ред. А.Ф. Фомина.- М.: Радио и связь, 1987, С.248.
6. Первачев С.В. Радиоавтоматика: Учебник для вузов.- М.: Радио и связь, 1982, С.296.
7. Гуткин Л.С. Принципы радиоуправления беспилотными объектами.-М.: Сов.радио, 1959, С.384.

УДК 621.376.43

ОБ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОМ ОПРЕДЕЛЕНИИ ЦИКЛИЧЕСКИХ
КОЛЕБАНИЙ В СИСТЕМЕ ФАПЧ С ГДЧ

Ю.В.Аверьянов, Т.С.Федосова

Достоверность приема сигнала существенно зависит от гетеродина-синтезатора частоты (СЧ) приемного устройства. Для обеспечения высокой стабильности частоты выходного сигнала СЧ при малом шаге перестройки применяют комбинированный способ построения СЧ. Он заключается в том, что мелкую сетку стабильных частот, полученную в низкочастотном диапазоне, переносят в высокочастотный диапазон при помощи генератора опорных частот (ГОЧ), который перестраивается крупным шагом [1].

Существенными достоинствами обладает ГОЧ, построенный по схеме фазовой автоподстройки частоты (ФАП) с гармоническим делителем частоты (ГДЧ). Структурная его схема состоит из последовательно соединенных перестраиваемого генератора (ПГ) с частотой ω_r , гармонического делителя частоты с коэффициентом деления n , фазового детектора (ФД), на второй вход которого поступают колебания стабильной частоты ω_0 от опорного генератора (ОГ), и цепи управления частотой ПГ. В

стационарном режиме частота выходных колебаний равна $\omega_r = n\omega_0$ и изменяется с шагом ω_0 . Простота схемного решения, автоматическое изменение коэффициента деления при изменении частоты ПГ, отсутствие ограничения по максимальной частоте — это достоинства системы ФАПЧ с ГДЧ. Однако исследование ее динамических характеристик сопряжено со значительными трудностями, так как она относится к мало изученному классу динамических систем с тороидальной фазовой поверхностью [2,3]. Для математической модели, полученной для системы ФАП с ГДЧ, в [2] определены границы области захвата.

Цель данной статьи — установить соответствие математической модели реальной схеме и достоверность результатов машинного моделирования.

Математическая модель, описывающая динамические свойства системы ФАП с ГДЧ, состоит из системы дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi}{dt} &= -A + \varphi(n\psi), \\ \frac{dn\psi}{dt} &= n \left[A - \varphi(n\psi) + \frac{\beta'}{\beta} + \frac{F(\psi)}{\beta} \right], \end{aligned} \quad (1)$$

где $F(\psi) = F(\psi \pm 2\pi k)$ — характеристика ФД; $\varphi(n\psi) = \varphi(n\psi \pm 2\pi k)$ — характеристика ГДЧ; ψ — сдвиг фаз между колебаниями ГДЧ и ОГ; $\psi = \frac{\omega_r}{n} - \psi$ — набег фазы в ГДЧ; n — коэффициент деления ГДЧ; $\Omega = \frac{\omega_r}{n}$ — полоса удержания в системе ФАП по низкой частоте; $\psi = \frac{\omega_r/n - \omega_0}{\Omega}$ — нормированная расстройка субгармоники перестраиваемого генератора ω_r/n относительно частоты ОГ; Ωg — полоса деления ГДЧ по низкой частоте; $A = \frac{\omega_0 - \omega_p}{\Omega g}$ — нормированная расстройка резонансной частоты ГДЧ относительно частоты ОГ; $\beta = \frac{\Omega g}{\Omega}$ — нормированная полоса деления ГДЧ; $t = t_p \cdot \Omega g$ — нормированное время.

Система (1) содержит две нелинейные периодические функции, поэтому анализ ее динамических свойств проводится на тороидальной фазовой поверхности. Фазовый портрет, изображенный на развертке тора (рис.1), содержит четыре особые точки:

O_1 — устойчивый узел или фокус, O_2 — неустойчивый узел или фокус, R, S — седла. Методами качественной теории дифференциальных уравнений и машинного моделирования установлены причины возникновения циклических колебаний, нарушающих устойчи-

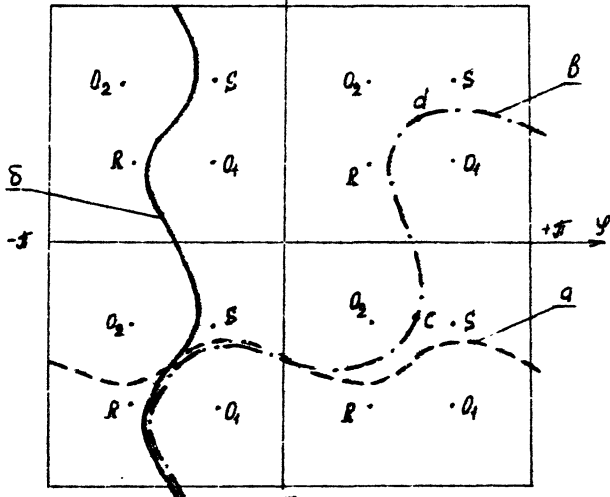


FIG. I

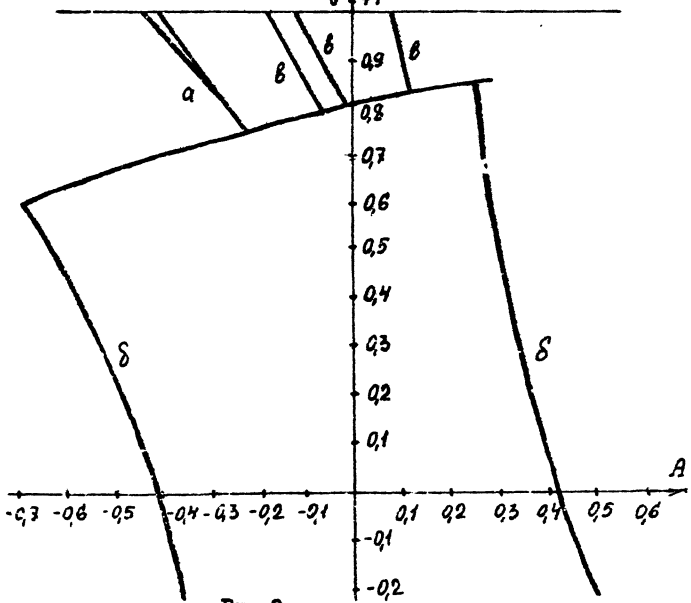


FIG. 2

вость системы (I), и разработана методика построения бифуркационных кривых, определяющих границу области захвата.

Режим синхронизма в целом нарушается из-за нарушения синхронизма либо в цепи ФАП, либо в цепи ГДЧ, либо одновременно в обоих этих звеньях. При нарушении режима синхронизма в цепи ФАП возникают циклические колебания по переменной ψ - горизонтальные циклы (ГЦ). При нарушении синхронизма в цепи ГДЧ возникают циклические колебания по переменной $n\psi$ - вертикальные циклы (ВЦ). Если нарушен режим синхронизма в обоих звеньях, то возникают циклические колебания по двум переменным - комбинированные циклы (КЦ). Качественное поведение траекторий циклов на фазовом портрете дано на рис.1: кривая а - для ГЦ, б - для ВЦ, в - для КЦ при одном обороте по обоим переменным. На рис.2 на плоскости нормированных расстроек A, ψ построены рассчитанные на ЭВМ для косинусидальной аппроксимации характеристик нелинейных функций бифуркационные кривые, ограничивающие область захвата. Граница области захвата состоит из трех участков: участок "а" определяется горизонтальными циклами, участок "в" - комбинированными, участок "б" - вертикальными циклами. На участке комбинированных циклов граница имеет изрезанный характер, область цикла на плоскости нормированных расстроек мала, а при большом числе оборотов фазовой траектории по тору циклы исчезают, перерождаясь в сложное смыкание [4,5,6].

Трудность экспериментального нахождения области определения циклических колебаний различного типа состоит в том, что нужно обеспечить не только соответствующие области цикла расстройки, но и соответствующие на фазовой поверхности зоне притяжения цикла начальные значения переменных фаз ψ_0 и $n\psi_0$. Для ГЦ и КЦ эти области малы, что усложняет задачу экспериментального поиска зон неустойчивости. Способ обнаружения примерно следующий: параметры системы выбираются так, чтобы зоны существования циклов на плоскости расстроек были наибольшие ($n = 2, \beta = 1$) и область цикла граничила с областью биений, т.е. примыкала к области удержания. В этом случае, выйдя за область удержания, а затем уменьшая расстройку, попадаем на цикл.

В эксперименте система ФАП с ГДЧ имела следующие пара-

метры: частота ПГ $\omega_r = 4$ МГц, частота ГДЧ и ОГ $\omega_p = \omega_o = 2$ МГц, коэффициент деления $n = 2$, полоса деления в ГДЧ по низкой частоте $\{q = 6,25$ кГц, полоса удержания в системе ФАПЧ по низкой частоте $\{ = 6,25$ кГц. Следовательно, нормированная полоса β равна 1. Расстройка между частотами ПГ и ОГ χ менялась путем изменения частоты ПГ ω_r , расстройка между частотой ГДЧ и ОГ A изменялась путем изменения частоты ГДЧ ω_p .

Ключевые характеристики фазового детектора и гармонического делителя частоты близки к косинусоидальным. Факт существования циклических колебаний устанавливался по напряжению на выходе фазового детектора. На рис.3+5 приведены полученные в эксперименте осциллограммы напряжения на выходе фазового детектора при трех видах циклов. Отметим особенности каждого цикла.

Горизонтальный цикл получен при установке, согласно рис.2, расстройки в ГДЧ $A = -0,4$ и двух значений расстройки в ФАПЧ: 1. $\chi = 0,95$ и 2. $\chi = 0,99$. Он возникает из смыкания сепаратрис, поэтому при малых расстройках, когда траектория проходит вблизи седла, где скорость движения уменьшается, форма напряжения отлична от гармонической. При увеличении расстройки траектория цикла на фазовом портрете поднимается вверх, скорость движения увеличивается и становится более равномерной, в связи с чем форма напряжения на фазовом детекторе ближе к гармонической. Амплитуда колебаний определяется размахом характеристики фазового детектора (см. рис.3).

Комбинированный цикл с одним оборотом по обеим переменным получен при $A = -0,15$ и $\chi = 0,94$ (рис.4). Напряжение на выходе фазового детектора имеет характерную только для комбинированного цикла особенность - имеет "выброс". Он возникает, как следует из фазового портрета, из-за возвратного движения изображающей точки на фазовом портрете в районе седла (рис.1, участок cd). Амплитуда колебаний также определяется размахом характеристик фазового детектора, так как фаза имеет пределы изменения больше 2π .

Осциллограммы напряжения на фазовом детекторе при вертикальном цикле сняты при расстройке в ГДЧ $A = -0,5$, расст-

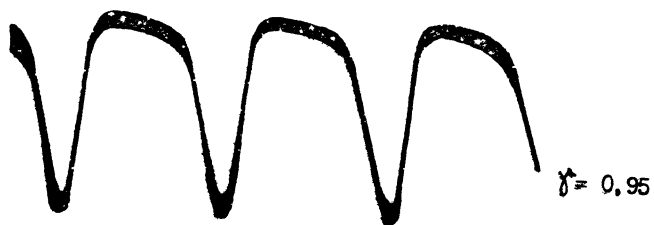
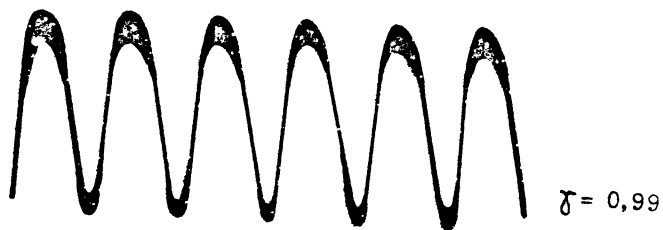


Рис. 3

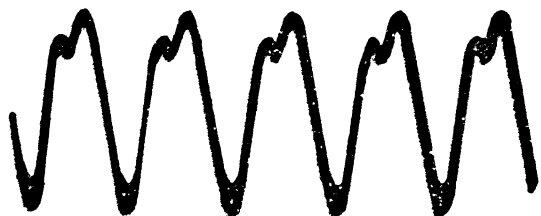


Рис. 4



Рис. 5

ройке ПГ $\gamma = -0,22$ (рис.5). Форма колебаний отлична от гармонической из-за замедления движения вблизи седла. Существенная особенность вертикального цикла состоит в том, что амплитуда колебаний на выходе ФД меньше размаха его характеристики, так как фаза ψ изменяется в небольших пределах. Из рис.2 и осциллограмм следует, что форма напряжения на фазовом детекторе при входе в режим синхронизма для положительных расстройек в ПГ может быть разной. При положительных расстройках γ вхождение в синхронизм происходит через горизонтальный цикл, при отрицательных - через вертикальный.

Хорошее совпадение экспериментальных данных с результатами расчета на ЭВМ свидетельствует об эквивалентности полученной математической модели реальной схеме. Установленные особенности осциллограмм напряжения на выходе фазового детектора при различных видах циклов важны при наладке схемы для получения заданного режима.

Литература

1. Манассевич В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование. -М.: Связь, 1979.
2. Федосова Т.С. Устойчивость системы фазовой автоподстройки частоты с делителем частоты. Труды МИРЭА. Радиотехника, 1969, вып. 40.
3. Системы фазовой синхронизации. Под ред. Шахгильдяна В.В., Белостиной Л.Н.- М.: Радио и связь, 1982.
4. Федосова Т.С., Аверьянов Ю.В. Горизонтальные циклы в системе ФАПЧ с гармоническим делителем частоты. Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника, 1982, Т.25, № 7, С.47-52.
5. Аверьянов Ю.В., Горшенков Ю.Н., Федосова Т.С. Вертикальные циклы в системе ФАПЧ с гармоническим делителем частоты. Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника, -1983,-Т.26,-№ II,-С.48-51.
6. Аверьянов Ю.В., Федосова Т.С. Комбинированные циклы в системе ФАПЧ с гармоническим делителем частоты. Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника,-1984,-Т.27,-№ II,-С.87-89.

УДК 621.376.43

ОСОБЕННОСТИ ДИНАМИКИ АСТАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ
ПЕРИОДОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ (ПАП)

Н.С.Бычкова, Е.А.Кунина, Е.В.Прокофьев, Л.Л.Сибирякова

Внедрение средств вычислительной техники в системы автоматической подстройки частоты (АПЧ) привело в последние годы к появлению нового типа систем АПЧ – периодовой автоподстройки (ПАП) [1]. Астатический характер подстройки частоты в таких системах по аналогии с астатической системой ФАП [2] обеспечивается путем включения в контур регулирования требуемого количества астатических звеньев (АЗ) (рис.1). Современная свобода технической реализации АЗ как в аналоговом виде на операционном усилителе, так и в цифровом – на микропроцессорах, обеспечивает создание систем АПЧ с любым требуемым порядком астатизма по частоте.

Целью настоящей работы является изложение первых результатов изучения влияния астатизма по частоте в системе ПАП на ее динамические характеристики: переходный процесс при переключении заданной частоты и помехоустойчивость системы при воздействии на нее внешней детерминированной помехи.

Особенностью структуры астатической системы ПАП (см. рис.1) является аналогоцифровой состав ее узлов. ПГ, ГМ, АЗ1...АЗ m являются аналоговыми (непрерывными), а ЦАП, УЗК, ЦВ, УС, ЦАП – цифровыми (дискретными). ЦАП имеет аналоговые входы для колебаний, генерируемых ПГ, имеющих переменный период T , зависящий от управляющего напряжения U_m , (рис.2а) и опорных импульсов-метки, генерируемых ГМ, имеющих высокостабильный период θ . ЦАП имеет аналоговый выход в виде напряжений V , зависящего от безразмерного цифрового кода Δ (рис.2б).

Построим математическую модель системы ПАП с целью изучения ее динамических характеристик. ПГ целесообразно моделировать в виде системы нелинейных уравнений, построенной на основе типовых уравнений гармонического осциллятора с отрицательным затуханием [3]:

$$\begin{aligned}
 T_Y \dot{Y} &= \rho X + \theta Y + z(X, Y, A_0), \\
 T_X \dot{X} &= Y - S U_m Y, \\
 \dot{\Phi} &= \Omega, \quad \Phi = \text{Arccos} \frac{Y}{A_0}, \quad \int_{t_0}^{t_0+T} \Omega dt = 2\pi,
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

где Y , X - напряжения, пропорциональные току в индуктивности и напряжению на емкости колебательного контура ПГ; Φ -

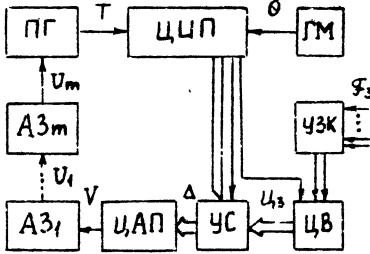


Рис.1 Структура системы ЦАП:

ПГ - перестраиваемый генератор, ЦАП - цифровой измеритель периода, ГМ - генератор метки, ЦЗК - устройство задания кода, ЦВ - цифровой вычислитель, УС - устройство сравнения, ЦАП - цифро-аналоговый преобразователь, АЗ1...АЗм - группа астатических звеньев

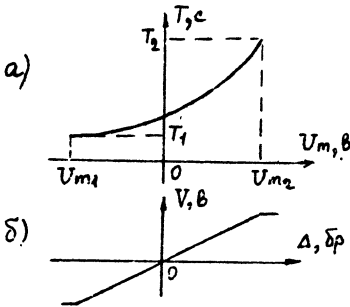


Рис.2:

- а) характеристика ПГ,
б) характеристика ЦАП

мостью (см.рис.2а):

$$T = T_0 + L(U_m). \tag{2}$$

Опыт показывает, что (1) удобна при машинном моделирова-

нии. Φ - мгновенная фаза колебания Y ; Ω - мгновенная угловая частота колебаний ПГ; T - мгновенный период колебаний ПГ; U_m - управляющее напряжение; T_Y , T_X - постоянные времени; F_3 , θ , δ - безразмерные коэффициенты, соответственно введенные в (1)

для регулировки среднего периода (см.рис.2а), коэффициентом возрастания колебаний осциллятора, диапазона периодов $T_2 - T_1$; A_0 - постоянное напряжение, равное амплитуде колебания Y . $z(X, Y, A_0)$ - нелинейный член, обеспечивающий автоподстройку амплитуды колебания Y [4]. В связи со слабым влиянием постоянных времени T_Y , T_X на динамику системы ЦАП целесообразна замена модели (1) адекватной ей алгебраической зависи-

нии, а (2) — для аналитических приближенных исследований.

ЦПИ, ЦВ, УС и ЦАП представлены в модели уравнениями:

$$C_{\tau} = \frac{nT[t - (n+1)T]}{\theta}, \quad C_3 = \frac{\lambda}{F_3}, \quad V = \delta(C_3 - C_{\tau}), \quad (3)$$

где C_{τ} , C_3 — безразмерные коды; V — выходное напряжение ЦАП; n — безразмерный множитель периода; $(n+1)T$ — переменное запаздывание; λ — коэффициент программы ЦВ, имеющий размерность частоты; F_3 — численное значение заданной частоты, набираемое на УЗК; δ — крутизна характеристики ЦАП (см. рис. 2б).

$AZ_1 \dots AZ_m$ — группа идентичных звеньев, каждое из которых описывается уравнением:

$$U_i = \frac{1}{T_{ui}} \int U_{i-1} dt + a_i U_{i-1}, \quad (4)$$

где T_{ui} — постоянные времени интеграторов, a_i — коэффициенты усиления.

Процессы переключения частоты генерируемых колебаний в ЦП, вызываемые изменением численного значения заданной частоты F_3 , изменяют период генерируемых колебаний в диапазоне $T_1 \div T_2$, определяемом нелинейной характеристикой ЦП (см. рис. 2а). Для модели системы ЦАП согласно (2) при небольших отклонениях F_3 выполняется соотношение:

$$\Delta(U_m) \ll T_0, \quad (5)$$

что позволяет в этом случае пренебречь переменной составляющей запаздывания в ЦПИ. Хотя характеристика ЦП имеет значительную нелинейность (крутизна на ее концах отличается в несколько раз), для небольших переключений F_3 , вызывающих небольшие изменения $T \ll T_2 - T_1$, вполне допустима линеаризация характеристики ЦП.

Для линеаризованной модели системы ЦАП соотношение (2) принимает вид:

$$T = T_0 + \Delta^* U_m. \quad (6)$$

Сравнительно высокое быстродействие процесса измерения в ЦПИ при $n = 1$ по сравнению с процессом перестройки в контуре регулирования является обоснованием для пренебрежения и постоянным запаздыванием в (3), что позволяет значительно

упростить модель системы ПАП. Высокая частота дискретизации (при $n = 1$, она только в два раза ниже частоты ПТ) позволяет пренебречь дискретным характером процессов в цифровой части системы ПАП и применить для аналитического исследования динамических характеристик аппарат преобразований Лапласа. Коэффициент передачи системы ПАП с m -ым порядком астатизма по частоте без учета запаздывания имеет вид:

$$K(p) = \frac{\bar{U}_m(p)}{\bar{U}_n(p)} = \frac{1}{\delta \left(\frac{1}{T_{um}p} + a_1 \right) \dots \left(\frac{1}{T_{um}p} + a_m \right) + \frac{\alpha^*}{\delta}}, \quad (7)$$

где $\bar{U}_n = \frac{U_{no}}{p}$, p - оператор Лапласа, U_{no} - начальная безразмерная расстройка по периоду, взятая относительно значения $U_2 = \frac{I_0}{\delta}$, что упрощает (7). Соответствующее (7) выражение для переходного процесса принимает вид:

$$U_m = \frac{A}{T_1 \dots T_m (1+z)} + B_1 e^{p_1 z} + \dots + B_m e^{p_m z}, \quad (8)$$

где $T_i = a_i \cdot T_{ui}$, $i = 1, \dots, m$, $z = \frac{\alpha^* \delta a_1 \dots a_m}{\delta}$, (9)

$$A = (-1)^m \frac{U_{no} \delta a_1 \dots a_m}{p_1 p_2 \dots p_m}, \quad (10)$$

$$B_i = (-1)^{m+i} \frac{U_{no} \delta a_1 \dots a_m}{(1+z) T_1 \dots T_m (p_m - p_i) \dots (p_{i+1} - p_i) (p_i - p_{i-1}) \dots (p_i - p_1)} \times \\ \times \left[\left(C_m^1 \prod_{i=1}^m T_i + p_i C_m^2 \prod_{i=1}^m T_i + \dots + p_i^{m-1} C_m^m \prod_{i=1}^m T_i \right) + \frac{1}{p_i} \right], \quad (11)$$

p_1, p_2, \dots, p_m - корни характеристического полинома,

$$p^m \frac{1+z}{z} C_m^m \prod_{i=1}^m T_i + p^{m-1} C_m^{m-1} \prod_{i=1}^m T_i + \dots + p C_m^1 \prod_{i=1}^m T_i + 1 = 0. \quad (12)$$

Формулы (7)-(12) перспективны для численных исследований математических моделей систем ПАП с произвольным порядком астатизма [5].

Количественную оценку помехоустойчивости целесообразно проводить с помощью помехочастотной характеристики (ПЧХ), которая определяется как отношение амплитуды отклика системы внешней гармонической помехи $\varphi = \varphi_0 \sin \Omega n t$, воздействующей на ПТ. ПЧХ системы является разновидностью частотных характеристик и зависит от Ωn .

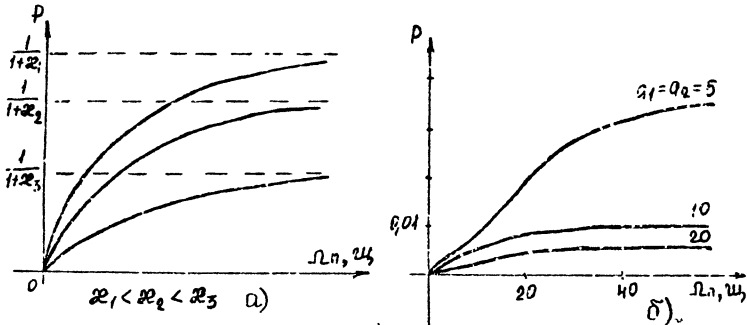


Рис.3. ПЧХ системы ПАП: а) $m = 1$, б) $m = 2$

Для модели системы ПАП с одним астатическим звеном в контуре регулирования ПЧХ для различных значений Ω_n (рис. 3а) имеет вид:

$$P = \frac{1}{(1+z) \sqrt{1 + \frac{z^2}{(1+z)^2 a^2 T_u^2 \Omega_n^2}}} \quad (13)$$

Для системы ПАП с двумя АЗ ПЧХ имеет вид:

$$P = \frac{1}{(1+z) \sqrt{\left(1 - \frac{\Omega_0^2}{\Omega_n^2}\right)^2 + \frac{4\delta_0^2}{\Omega_n^2}}} \quad (14)$$

где

$$\Omega_0^2 = \frac{z^* \delta}{(1+z)\theta T_{u1} T_{u2}}, \quad 2\delta_0 = \frac{z^* \delta}{(1+z)\theta} \left(\frac{a_1}{T_{u2}} + \frac{a_2}{T_{u1}} \right). \quad (15)$$

Увеличение m от 1 до 2 приводит к полезному изменению формы ПЧХ. В частности, на нулевой Ω_n у ПЧХ появляется нулевой наклон (рис.3б), что позволяет эффективно подавлять влияние помех в некоторой полосе Ω_n , примыкающей к нулю. С ростом z и уменьшением T_{ui} помехоустойчивость системы ПАП возрастает [5].

Представленные выше результаты следует рассматривать как оценочные и предварительные. Имеющийся опыт работы с математическими моделями систем ПАП позволяет сделать вывод, что поиск оптимального по быстродействию переходного процесса в системе ПАП, а также изучение ее устойчивости необходимо проводить обязательно с учетом эффекта запаздывания в контуре регулирования. Роль и влияние запаздывания на динамику системы возрастает с увеличением порядка астатизма.

Литература

1. Ерусланов В.Н., Прокофьев Е.В., Сибирякова Л.Л. Периодовая автоподстройка частоты и перспективы ее применения. Тез. докл. Всесоюзной научной сессии, посвященной Дню Радио, часть I, -М.: Радио и связь, 1985, С.118-119.
2. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. - М.: Связь, 1972, С.448.
3. Антропов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. -М.: Физматгиз, 1959, С.916.
4. А.с. № 959049, МКИ605F1/00. Способ формирования стабилизированного по амплитуде колебания в замкнутой колебательной системе / А.С. Алексеев, Е.В. Прокофьев. - опубл. 15.09.82, Бюл. № 34.
5. Бычкова Н.С., Кунина Е.А., Сибирякова Л.Л. Динамика системы периодовой автоподстройки частоты с астатизмом второго порядка // Тез. докл. ВНИИ "Развитие и совершенствование устройств синхронизации в системах связи". - М.: Радио и связь, 1988, С.40.

УДК 621.395.6(075.6)

СИНТЕЗ УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ МНОГОСВЯЗАННОЙ СИСТЕМЫ

В.А.Чердынцев, Б.П.Новиков, Я.С.Язловецкий

В работе предложен метод решения задачи синхронизации многоканальной системы с временным разделением каналов, работающей в децентрализованной сети синхронно-адресной связи. Устойчивая синхронизация в такой системе обеспечивается за счет передачи сигналов синхронизации по экстраполяционным оценкам входного сигнала. Проводится синтез устройства синхронизации и анализ его устойчивости.

Управление процессом передачи сигналов синхронизации в децентрализованных сетях передачи данных заключается в распределении моментов корректировок передающих распределителей устройств многосвязной синхронизации. На практике [1] для

этих целей вводится специальный сигнал, обеспечивающий формирование точек экстраполяции каждым устройством синхронизации. В данной статье проводится синтез устройства синхронизации многосвязной системы на основе теории нелинейной фильтрации и обоснование выбора сигнала экстраполяции из условий устойчивости. Обе рассматриваемые задачи тесно связаны. В результате решения первой задачи определяется структура устройства многосвязной синхронизации, в результате решения второй - оценивается степень устойчивости и качество переходного процесса в системе.

Взаимная многосвязная синхронизация обеспечивается с помощью формирования экстраполяционного процесса [1]. Сигналы, циркулирующие в системе, содержат дискретные параметры, которые определяют наличие или отсутствие канальных сигналов (процесс $H_1(t)$) и границы интервалов T_3 экстраполяции (процесс $H_2(t)$). Исходя из дискретного алгоритма передачи канальных сигналов, в системе и независимости их возникновения от предшествующих состояний (кроме предыдущего) эти процессы можно описать простыми цепями Маркова. При решении задачи оценки рассматриваемых дискретных процессов используем результаты теории нелинейной фильтрации.

Пусть в групповом сигнале передачи наблюдается аддитивная смесь $\tilde{r}(t)$ сигнала $S[t, \lambda(t), \tau(t)]$ и шума $\bar{n}(t)$. Наблюдаемый процесс $r(t) = \{r_i(t)\}$ содержит компоненты;

$$r_i(t) = H_2(t - T_3) D_i[t, \lambda_i(t), \tau_i(t)] + n_i(t), \quad [0, T_\Phi],$$

$$r_i(t) = H_1(t - iT_k) S_i[t, \lambda_i(t), \tau_i(t)] + n_i(t), \quad [t_i, t_i + T_3], \quad (I)$$

$$i = \bar{2}, e, \quad e = (T_3 - T_k) / T_k,$$

которые связаны между собой через дискретные процессы $H_1(t)$ и $H_2(t)$. В выражении (I) $D_i(t)$, $S_i(t)$ - известные двоичные последовательности, образующие сигнал экстраполяции и синхронизирующий сигнал соответственно; $\lambda(t)$ и $\tau(t)$ - многомерные марковские процессы, определяющие фазу тактовой частоты и пространственную задержку передаваемых сигналов; $\{n_i(t)\}$ - шумы в каналах связи; T_Φ - длительность сигнала синхронизации; T_3 - длительность интервала экстраполяции.

Для сокращения числа оцениваемых параметров выполняется предварительная фильтрация группового сигнала, которая заключается в сжатии сигнала во времени и корреляционной обработке. В результате вместо параметров $\bar{\lambda}$ и $\bar{\tau}$ группового сигнала оценивается среднее отклонение $\Delta\tau$ от усредненного значения задержки τ_{cp} , определяемое выражением:

$$\Delta\tau = \frac{1}{e} \sum_{i=1}^e \Delta\tau_i, \quad (2)$$

где $\Delta\tau_i = \tau_i - \tau_{cp}$ — отклонение времени задержки сигнала в i -м канале от среднего значения.

Последнее выражение отображает свойство многосвязной системы — обеспечение частотного астатизма, которое заключается в установлении единой частоты в системе синхронизации при задержках в каналах, не превышающих значение τ_{max} , где

$$\tau_{max} < \frac{2\pi}{\Omega},$$

Ω — полоса синхронизации каждого устройства.

Для каждого состояния системы, характеризуемого матрицей $[\tau_{ij}]$ (здесь τ_{ij} — задержка между i -м и j -м узлами сети синхронизации), указанное свойство определяет приращение периода средней канальной частоты относительно некоего среднего состояния, при котором $\sum_{i=1}^e \sum_{j=1}^e \Delta\tau_{ij} = 0$.

В установившемся режиме работы многосвязной системы задержка отдельного канального сигнала может быть представлена марковским процессом, описываемым уравнением:

$$\frac{d(\Delta\tau)}{dt} = -\Omega \Delta\tau + n_{\Delta\tau}(t),$$

где $n_{\Delta\tau}(t)$ — белый гауссовский шум со спектральной плотностью $N_{\Delta\tau}/2$.

С учетом (2), а также взаимосвязи непрерывных и дискретных процессов в (1) групповой сигнал можно представить одномерным процессом. При этом процесс $H_2(t)$, принимающий значения $\{1, 0\}$, входит в более общий $H_1(t) = \{1, 0\}$, как одно из возможных состояний последнего.

Таким образом, сигнал на выходе устройства предварительной обработки представляется в виде:

$$y(t) = H_1(t - i\tau_k) \cos \left\{ \Omega_k (t - \Delta\tau) + \pi H_2(t - T_0) \right\} + V(t), \quad (3)$$

$$i = \overline{1, e}$$

где $\mathcal{V}(t)$ - шум с нулевым средним значением и спектральной плотностью $N_{\mathcal{V}}/2$; $T_{\kappa} = \frac{2\pi}{\Omega_{\kappa}}$ - период следования канальных сигналов.

Уравнения для текущих оценок дискретных и непрерывного процесса можно представить, исходя из (3) следующим образом [3]:

$$\begin{aligned} \frac{d(\Delta\tau^*)}{dt} &= -\Omega\Delta\tau^* - 2 \frac{G_{\Delta\tau}}{N_{\mathcal{V}}T_{\kappa}} \left\{ z_1 \int_{t_0}^{(i+1)T_{\kappa}} y(t) \sin[\Omega_{\kappa}(t - \Delta\tau^*)] dt + \right. \\ &+ \left. z_2 \int_{T_0 - T_{\kappa}}^{T_0} y(t) \sin[\Omega_{\kappa}(t - \Delta\tau^*)] dt \right\}; \\ z_1 &= th \left\{ \frac{H_1^*}{2N_{\mathcal{V}}} \right\}; \quad z_2 = th \left\{ \frac{H_2^*}{2N_{\mathcal{V}}} \right\}; \\ H_1^* &= \frac{2}{N_{\mathcal{V}}} \int_{t_0}^{(i+1)T_{\kappa}} y(t) \cos[\Omega_{\kappa}(t - \Delta\tau^*)] dt; \\ H_2^* &= \frac{2}{N_{\mathcal{V}}} \int_{T_0 - T_{\kappa}}^{T_0} y(t) \cos[\Omega_{\kappa}(t - \Delta\tau^*)] dt; \end{aligned} \quad (4)$$

где при $H_2(t) > \Pi$, (Π -порог), $t - \rho T_0$, $\rho = 0, 1, \dots$, т.е. устанавливаются точки экстраполяции.

Уравнения для экстраполяционной оценки непрерывного параметра следует из (4), если положить при $t > t_i + T_{\phi}$:

$$\frac{2}{N_{\mathcal{V}}} y(t) \sin[\Omega_{\kappa}(t - \Delta\tau^*)] = 0. \quad (5)$$

В этом случае $\frac{d(\Delta\tau^*)}{dt} = -\Omega\Delta\tau^*$.

Решение уравнения (5) является выражением:

$$\Delta\tau^3(t) = \Delta\tau_{t_0}^* \exp[-\Omega(t - t_0)], \quad (6)$$

где $t > t_0$, $\Delta\tau_{t_0}^*$ - значение оценки в конце интервала наблюдения.

Для исключения возрастающих приращений переходного процесса в каждом узловом устройстве многосвязной синхронизации необходимо обеспечить передачу синхросигналов в системе по закону (6). Введем формальную замену $t_0 \rightarrow t$, $t \rightarrow t + \Delta t$, $\Delta t \rightarrow T_{\kappa}/m$, тогда

$$\Delta\tau^3 = \Delta\tau_{t_0}^* \exp[-\Omega\Delta t] = \Delta\tau_{t_0}^* \exp[-\Omega T_{\kappa}/m].$$

Здесь постоянное число $m > 1$ определяет степень перекрестных связей в системе.

Определим число m , исходя из условия устойчивости многосвязной системы.

Введем в рассмотрение оператор запаздывания:

$$A = [a_{ij}] = \left[\frac{1}{m} e^{-\tau_{ij} p} \right] \quad \text{при } i \neq j,$$

характеризующий степень связи ($1/m$) и расстояние между объектами синхронизации (τ_{ij}). Тогда для двухсвязной системы можно записать разностные уравнения [2]:

$$\begin{aligned} p(\theta_1 - \frac{1}{m} \theta_2 e^{-\tau p}) &= p\eta_1 - \Omega(\theta_1 - \frac{1}{m} \theta_2 e^{-\tau p}), \\ p(\theta_2 - \frac{1}{m} \theta_1 e^{-\tau p}) &= p\eta_2 - \Omega(\theta_2 - \frac{1}{m} \theta_1 e^{-\tau p}), \end{aligned} \quad (7)$$

из которых следует характеристическое уравнение

$$(p + \Omega) \left(1 - \frac{1}{m^2} e^{-2\tau p} \right) = 0. \quad (8)$$

В выражениях (7), (8): $p = \frac{d}{dt}$ - оператор дифференцирования; θ_i - разность между выходной и входной величинами фазы следующих систем, определяемых дифференциальными уравнениями:

$$\frac{d\theta_i}{dt} = -\Omega f_i(\theta_i) + \frac{d\eta_i}{dt}, \quad i = 1, 2,$$

$f_i(\theta_i)$ - дискриминационная характеристика i -го устройства; $d\eta_i/dt$ - частотная нестабильность i -го задающего генератора; τ - задержка между 1-м и 2-м устройствами синхронизации. Корни уравнения (8): $p_1 = -\Omega$, $p_2 = -\ln m / \tau$, $p_n = -\ln m / \tau \pm i(n-2)\frac{\pi}{\tau}$, $n = 3, 4, \dots$ находятся в левой полуплоскости, определяя асимптотическую сходимость решения системы дифференциальных уравнений (7) (см. рис. I).

Для нахождения степени устойчивости необходимо определить положение корней уравнения (8) на комплексной плоскости. С помощью конформного отображения вида $L = \ln R$ проанализируем знак неравенства:

$$\Omega \geq \ln m / \tau.$$

Основное свойство этого отображения состоит в том, что оно преобразует любую плоскость, заключенную между прямыми, па-

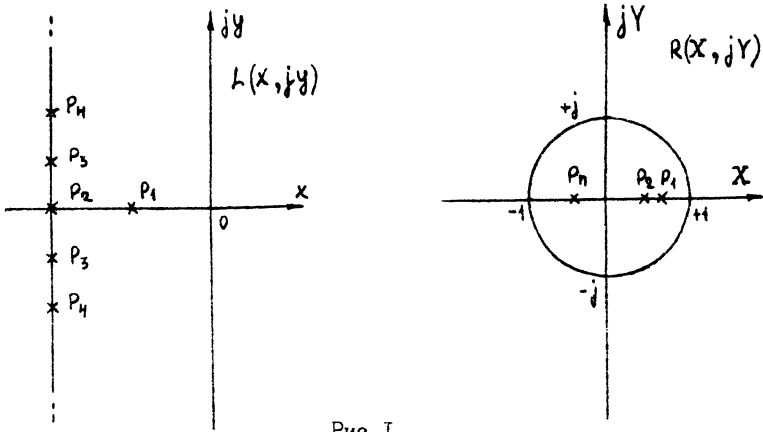


Рис. I

параллельными мнимой оси комплексной плоскости $L(x, jy)$, в концентрические окружности плоскости $R(X, jY)$. Из конформного преобразования следуют два неравенства, характеризующие соответственно границу устойчивости в виде радиуса единичного круга в плоскости $R(X, jY)$, и положение корней характеристического уравнения (8) в плоскости $L(x, jy)$, т.е. корневой портрет характеристического уравнения (8). Корень $P_1 = -\Omega$ определяет степень устойчивости, так как находится ближе всего к мнимой оси [4], корень $P_2 = -\ln m / \tau$ и все периодические комплексные корни влияют на качество переходного процесса. Как видно из корневого портрета (рис. I), режим ликвидации рассогласований в системе зависит от коэффициента ослабления связей и задержек между устройствами. При обеспечении постоянства связей ($\frac{1}{m} = \text{const}$) за счет равномерного распределения моментов корректировок передающих распределителей обеспечивается один из частных случаев автономного регулирования в многосвязной системе. В этом случае передача сигналов рассогласования осуществляется убывающими порциями [2]. Поэтому процесс экстраполяции в системе взаимосинхронизируемых устройств можно трактовать, как процесс передачи синхро-сигналов, фазовые координаты которых постоянны на интервале экстраполяции и меняются по убывающему закону между интервалами.

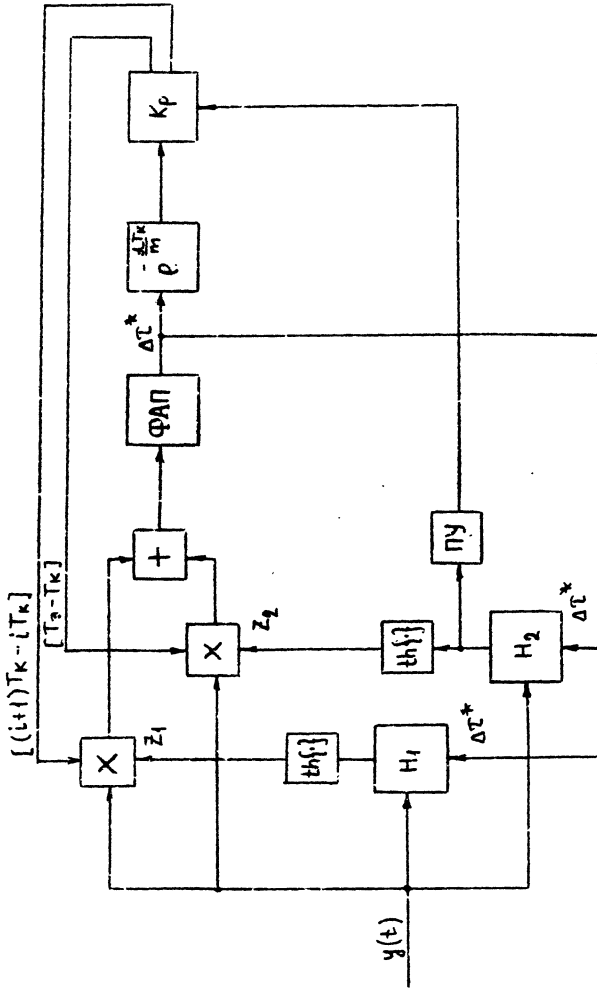


Рис. 2

Из проведенного синтеза и анализа следует структурная схема канальной синхронизации (рис.2). Уравнениям (4) соответствует устройство фазовой автоподстройки частоты, в кольце слежения которой включены нелинейные фильтры. Назначение фильтров состоит в формировании значений разностей вероятностей $Z_1 = P_{H_1}(0) - P_{H_1}(1)$, $Z_2 = P_{H_2}(0) - P_{H_2}(1)$ дискретных процессов $H_1(t)$ и $H_2(t)$. За счет взаимодействия слем, формирующих Z и $\frac{d(\Delta T^*)}{dt}$, достигается инвариантность дискриминатора следящей схемы к изменению состояний дискретных параметров $H_1(t)$ и $H_2(t)$. Передача синхросигналов в схеме обеспечивается передающим распределителем (Кр), корректировка выходных сигналов которого осуществляется в соответствии с выражением (6).

Литература

1. Язловецкий Я.С., Новиков Б.П., Чердынцев В.А. "Устройство синхронизации равнодоступной многоадресной системы радиосвязи", заявка 4218913-24-09 (050749), положительное решение.
2. Морозовский В.Т. Многосвязные системы автоматического регулирования. - М.: Энергия, 1970.
3. Чердынцев В.А. Проектирование радиотехнических систем со сложными сигналами. - Минск: Высшая школа, 1979.
4. Юрьевич Е.И. Теория автоматического управления. - М.: Энергия, Ленинградское отделение, 1969.

УДК 621.396

ХАРАКТЕРИСТИКИ ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА, РАБОТАЮЩЕГО В УСЛОВИЯХ МЕЛКОГО МОРЯ

Я.М.Ковальчук, А.Н.Кубасов, А.В.Миначева

В работе рассмотрены статистические характеристики фазового суммарно-разностного пеленгатора с инерционной автоматической регулировкой усиления, работающего в условиях мелкого моря. Предполагается, что на входе пеленгатора дей-

ствует аддитивная смесь многолучевого медленно флуктуирующего эхосигнала, реверберационной помехи и белого гауссова шума. Качество работы пеленгатора будем характеризовать дисперсией ошибки измерения пеленга σ_{ψ}^2 при нулевых рассогласованиях.

Используя аппроксимацию пеленгационной характеристики $\alpha(\psi)$ прямой линией, нетрудно получить связь между дисперсией σ_{ψ}^2 напряжения на выходе фазового детектора и соответственно дисперсией σ_{ψ}^2 ошибки измерения пеленга:

$$\sigma_{\psi}^2 = \frac{\sigma_{\psi}^2}{[\alpha'(0)]^2} \quad (1)$$

Пеленгационная характеристика исследуемого пеленгатора и ее производная определяются следующими выражениями [1]:

$$\alpha(\psi) = \operatorname{tg} \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \psi \right), \quad (2)$$

где λ - длина волны; d - расстояние между фазовыми центрами антенн;

$$\alpha'(\psi) = \frac{\frac{\pi d}{\lambda} \cos(\psi)}{\cos^2 \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \psi \right)}; \quad \alpha'(0) = \frac{\pi d}{\lambda} \quad (3)$$

Сигналы \tilde{r}_1 и \tilde{r}_2 , действующие на входах согласованных фильтров (СФ) по обоим каналам пеленгатора (рис.1), представ-

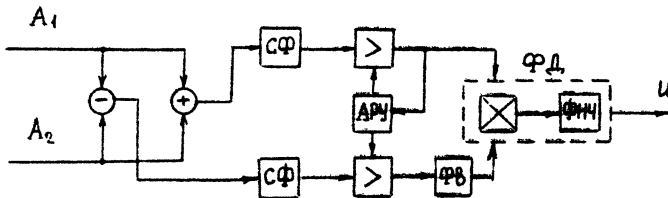


Рис.1

ляют собой сумму многолучевого, медленно флуктуирующего эхосигнала $\sqrt{E} \sum_{i=1}^K \tilde{b}_{i1} f(t - \tau_{i1}) e^{j\omega_i t}$, реверберационной помехи $\tilde{n}(t)$ и белого гауссова шума $\tilde{w}(t)$:

$$\tilde{r}_1 = \sqrt{E} \sum_{i=1}^K \tilde{b}_{i1} f(t - \tau_{i1}) e^{j\omega_i t} + \tilde{n}_1(t) + \tilde{w}_1(t), \quad (4)$$

$$\tilde{r}_2 = \sqrt{E} \sum_{i=1}^K \tilde{b}_{i2} f(t - \tau_{i2}) e^{j\omega_i t} + \tilde{n}_2(t) + \tilde{w}_2(t),$$

где E - энергия зондирующего сигнала; \tilde{b}_i - статистически независимые комплексные гауссовы случайные величины с нулевым средним; $\tilde{f}(t)$ - комплексная огибающая зондирующего сигнала, нормированная по энергии; τ_i и ω_i - задержка и доплеровский сдвиг i -го элементарного эхосигнала.

Система АРУ инерционная и не изменяет плотность вероятности распределения сигнала на входах фазового детектора (ФД). Поэтому процессы на входах ФД по обоим каналам в конкретный момент времени представляют собой коррелированные нормально распределенные величины с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсиями σ_1^2 и σ_2^2 .

Для определения дисперсий σ_g^2 низкочастотных составляющих сигнала на выходе перемножителя ФД воспользуемся выражением для корреляционной функции \mathcal{K}_{uv} произведения случайных величин $U=f_1(x)$, $v=f_2(y)$ после нелинейного преобразования x и y [2]:

$$\mathcal{K}_{uv} = \sum_{s=0}^{\infty} \frac{1}{s!} \langle f_1^{(s)}(x) \rangle \langle f_2^{(s)}(y) \rangle V_{xy}^s, \quad (5)$$

где $f_1^{(s)}(x)$ - означает взятие s -кратной производной от $f_1(x)$; $\langle \cdot \rangle$ - символ математического ожидания; V_{xy} - ковариационная функция величин x и y .

Подставляя в выражение (5) в качестве функции $f_1(x) = x^2$ и $f_2(y) = y^2$ и вычитая из него квадрат математического ожидания процесса на выходе перемножителя, получим выражение для дисперсии σ_g^2 с учетом нормировки по мощности суммарного канала:

$$\sigma_g^2 = (1 + R^2) \cdot \sigma_2^2 / \sigma_1^2, \quad (6)$$

где σ_1^2 , σ_2^2 - дисперсии сигналов на выходах СФ соответственно по суммарному и разностному каналам; R - коэффициент взаимной корреляции между сигналами на выходах СФ по суммарному и разностному каналам.

Дисперсии σ_1^2 и σ_2^2 определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= \sum_{i=1}^K E_{i1} + \sigma_{1p}^2 + N_0, \\ \sigma_2^2 &= \sum_{i=1}^K E_{i2} + \sigma_{2p}^2 + N_0, \end{aligned} \quad (7)$$

где E_{i1} и E_{i2} - дисперсии сигналов i -го луча на выходах СФ по суммарному и разностному каналам соответственно; G_{1p} и G_{2p} - дисперсии реверберационной помехи на выходах по суммарному и разностному каналам соответственно; N_0 - спектральная плотность белого шума.

Дисперсия реверберационной помехи равна [3]:

$$B_p^2 = E \iint S(f, \tau) \cdot \theta(\tau - \tau_p; f - f) df d\tau, \quad (8)$$

где $S(f, \tau)$ - функция рассеяния реверберационной помехи;

$$\theta(\tau, f) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} f(t - \tau/2) \tilde{f}^*(t + \tau/2) e^{-j2\pi f t} dt \right|^2 -$$

- функция неопределенности зондирующего сигнала; τ_p и f_p - задержка и доплеровский сдвиг частоты, на которые настроен СФ.

Величина коэффициента корреляции R определяется значениями компонент сигнала реверберационной помехи на входах перемножителя:

$$R = \frac{\sum_{i=1}^K \sqrt{E_{i1} E_{i2} + K_p}}{G_1 G_2}, \quad (9)$$

где K_p - взаимная корреляционная функция реверберационной помехи между сигналами на выходах СФ по суммарному и разностному каналам.

Реверберационная помеха, как известно, создается в результате рассеяния зондирующего сигнала от большого количества неоднородностей, расположенных в толще воды и на границе раздела двух сред.

Для описания свойств рассеивающих элементов будем использовать импульсную характеристику:

$$\tilde{h}(t, \tau) = \tilde{f} \exp \{ j\omega_0 [t - T_0(s)] \varepsilon(s) - j\omega_0 T_0(s) \} \delta(\tau - T_0(s)), \quad (10)$$

где $\varepsilon(s)$ - относительный доплеровский сдвиг частоты; $T_0(s)$ - задержка распространения сигнала в канале; \tilde{f} - величина, характеризующая комплексное поперечное сечение рассеивателей; $\delta(\tau)$ - дельта-функция.

Учитывая только первичную волну в реверберационной помехе, можно получить следующее выражение для взаимной корреляционной функции:

$$K_p = \int_S \frac{E G_T(d, \psi) G_{R1}(d, \psi)^{1/2} G_{R2}(d, \psi)^{1/2} \lambda^2}{(4\pi)^2 L_T^2 L_R^2} \exp\{-\beta(f_0)(L_T + L_R)\} \times \quad (11)$$

$$\times M(d) \theta\{T_0(S) - T_\Phi; f_0 \cdot [\varepsilon_\Phi - \varepsilon(S)]\} dS,$$

где

$G_T(d, \psi)$ – диаграмма направленности по мощности передающей антенны; $G_{R1}(d, \psi), G_{R2}(d, \psi)$ – эквивалентные диаграммы направленности по мощности приемных антенн соответственно суммарного и разностного каналов [4]:

$$G_{R1}(d, \psi) = 2g(d, \psi) \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \psi\right);$$

$$G_{R2}(d, \psi) = 2g(d, \psi) \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \psi\right);$$

$g(d, \psi)$ – диаграмма направленности антенн A_1 и A_2 ; $\beta(f_0)$ – коэффициент затухания звука в воде; L_T – расстояние от передатчика до рассеивателя; L_R – расстояние от рассеивателя до приемника; $M(d)$ – сила рассеяния поверхности; ε_Φ, T_Φ – относительный доплеровский сдвиг частоты и задержка, на которые настроен СФ.

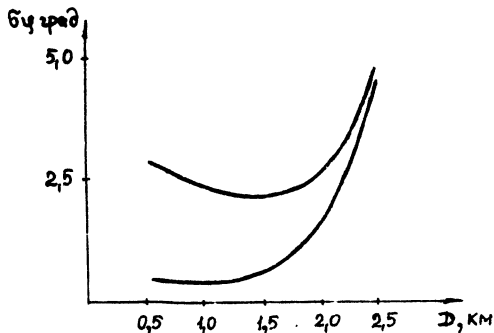


Рис. 2

Приведенная выше методика позволяет оценить ошибки пеленга фазового суммарно-разностного пеленгатора в условиях воздействия реверберационной помехи. В качестве примера на рис. 2 приведены зависимости среднеквадратической ошибки пеленгования $\delta \psi$ от дальности до цели D для простого (кривая 1) и сложного (кривая 2) сигналов. Зависимости имеют экстремальный характер, который определяется соотношениями мощностей сигнала, помехи и шума. На близких дальностях пре-

обладающее влияние оказывает реверберационная помеха от границ раздела, на больших расстояниях преобладают объемная реверберация и шум.

Литература

1. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация.- М.: Радио и связь , 1984, С.312.
2. Малахов А.Н. Кумулянтный анализ случайных негауссовых процессов и их преобразований.- М.: Советское радио , 1978, 376с.
3. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. т.Ш. Пер.с англ. под ред. проф.Горяинова В.Г.- М.: Советское радио , 1977, 664с.
4. Евсиков Ю.А., Чапурский В.В. Преобразование случайных процессов в радиотехнических устройствах.- М.: Высшая школа , 1977, 264с.

УДК 621.396

КВАНТОВАНИЕ ПО УРОВНЮ В ЦИФРОВЫХ СОГЛАСОВАННЫХ ФИЛЬТРАХ

В.А.Першиков, Г.К.Чигарьков

Сложные сигналы находят широкое применение в системах связи и локации в целях повышения помехоустойчивости и разрешающей способности радиосистем различного назначения. Как правило, первичная обработка сигналов в таких системах заключается в согласованной фильтрации. Несмотря на то, что согласованный фильтр является оптимальным приемником при условии равномерной спектральной плотности аддитивной помехи в рабочей полосе частот, он является важной составной частью многих практически оптимальных приемников. Широкое использование сложных сигналов стало возможным благодаря достижениям в области методов и аппаратуры цифровой обработки сигналов. Для обеспечения эффективной цифровой реализации согласованных фильтров необходимо учитывать влияние квантования

входных аналоговых сигналов по уровню на рабочие характеристики фильтра. При этом следует учитывать, что использование малоразрядных кодов для представления аналоговых входных сигналов существенно сокращает объем аппаратуры и снижает требования к быстродействию элементной базы. Однако квантование по уровню с большим шагом может существенно повлиять на качественные показатели фильтра.

При анализе эффектов квантования в цифровых согласованных фильтрах в общем случае необходимо учитывать как квантование входного сигнала, так и квантования коэффициентов импульсной характеристики аналогового согласованного фильтра-прототипа. В частном, но наиболее широко распространенном случае оптимального приема фазоманипулированных (ФМ) сигналов, погрешности квантования коэффициентов импульсной характеристики согласованного фильтра отсутствуют, что существенно упрощает анализ эффектов квантования.

В соответствии с алгоритмом согласованной фильтрации импульсная реакция согласованного фильтра должна быть равна с точностью до коэффициента обращенной во времени копии ожидаемого сигнала, т.е. согласованный фильтр должен иметь конечную импульсную характеристику. Следовательно, при анализе необходимо рассмотреть алгоритмы реализации цифровых фильтров с конечными импульсными характеристиками (КИХ - фильтры). Существуют два традиционных подхода к реализации КИХ - фильтров, первый из которых основан на прямом вычислении свертки последовательности отсчетов входного сигнала с отсчетами импульсной реакции согласованного фильтра непосредственно во временной области, а второй осуществляется путем косвенного вычисления свертки с использованием алгоритмов быстрого вычисления прямого и обратного дискретного преобразования Фурье (алгоритмов БПФ).

Вопрос о выборе того или иного метода должен решаться комплексно с учетом параметров обнаруживаемого сигнала, ограничений на аппаратные затраты и потребляемую мощность. Существуют задачи, для которых можно сделать однозначный выбор в пользу одного из указанных методов, например, в радиолокации преимущественно используются методы построения цифровых согласованных фильтров с использованием алгоритмов БПФ, пос-

кольку параметры используемых сигналов таковы, что существующая элементная база не позволяет реализовать цифровые согласованные фильтры прямым вычислением свертки в реальном масштабе времени. При решении других задач оказывается, что методы построения цифровых согласованных фильтров путем прямого вычисления свертки могут обеспечить реализацию устройств, обладающих предпочтительными характеристиками. Рассмотрим влияние эффектов квантования в цифровых согласованных фильтрах ФМ - сигналов, реализованных путем прямого вычисления свертки с учетом обработки квадратурных составляющих входного сигнала.

Квантование входного сигнала осуществляется в АЦП, который можно рассматривать как нелинейный безынерционный элемент со ступенчато изменяющейся характеристикой преобразования. В этой нелинейной характеристике преобразования можно выделить линейную часть и периодическую пилообразную нелинейность, которую можно представить рядом Фурье:

$$\Delta x = \frac{\Delta}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cdot \sin \frac{2\pi k x}{\Delta}, \quad (I)$$

где Δ - шаг квантования; x - аргумент характеристики преобразования.

Сигнал $u(t)$ на входе согласованного фильтра содержит полезный сигнал и аддитивную помеху:

$$u(t) = aS(t, \tau, \Omega) + \xi(t),$$

где τ - запаздывание полезного сигнала; Ω - доплеровское смещение; a - амплитуда; $\xi(t)$ - стационарная гауссова помеха с нулевым математическим ожиданием, дисперсией σ^2 , корреляционной функцией $R(t_2 - t_1) = \sigma^2 r(t_2 - t_1)$.

Комплексная огибающая ФМ-сигналов с двумя значениями фаз имеет следующий вид:

$$S(t) = e^{i\varphi(t)} = \cos \varphi(t) = \begin{cases} 1, & \varphi(t) = 0, \\ -1, & \varphi(t) = \pi. \end{cases}$$

Единственность огибающей обеспечивает нулевую погрешность квантования опорного сигнала при двух уровнях квантования. Полезный ФМ-сигнал на входе устройства может быть представлен как:

$$S(t, \tau, \Omega) = e^{i[\varphi(t-\tau) + \Omega t]} = e^{i\psi(t)}$$

Тогда квадратурное представление входного сигнала можно записать:

$$u(t) = u_c(t) + i u_k(t) = a \cos \psi(t) + \xi_c(t) + i [a \sin \psi(t) + \xi_k(t)]$$

На выходе АЦП имеем:

$$u_{\Delta}(t) = u(t) + \Delta u(t),$$

где $\Delta u(t)$ - погрешность квантования.

С учетом (I):

$$\Delta u(t) = \frac{\Delta}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \left\{ \sin \left[\frac{2\pi k}{\Delta} u_c(t) \right] + i \sin \left[\frac{2\pi k}{\Delta} u_k(t) \right] \right\}$$

Сигнал на выходе цифрового согласованного фильтра можно представить:

$$L_{\Delta}(\tau, \Omega) = a \Psi(\tau, \Omega) + \eta(t) + \Delta L,$$

где $\Psi(\tau, \Omega)$ - функция неопределенности полезного сигнала и $\eta(t)$ - флуктуационная составляющая, обусловленная аддитивной помехой, соответствуют отклику идеального (аналогового) согласованного фильтра.

$$\Delta L = \int_0^T \Delta u(t) S^*(t) dt$$

характеризует флуктуационную составляющую выходного сигнала, обусловленную квантованием.

Для анализа эффектов квантования были найдены соотношения для математического ожидания $m_{\Delta u}(t)$, автокорреляционной функции $R_{\Delta u}(t_1, t_2)$ шума квантования и взаимокорреляционной функции шума квантования и аддитивной помехи $R_{\Delta u \xi}(t_1, t_2)$:

$$m_{\Delta u}(t) = \frac{2\Delta}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} e^{-\left(\frac{\pi k \sigma}{\Delta}\right)^2} \cdot \frac{(-1)^n}{k} \cdot J_{2n+1} \left(\frac{2\pi k a}{\Delta} \right) \cdot e^{i(-1)^n (2n+1) \psi(t)}$$

$$R_{\Delta u}(t_1, t_2) = 2\sigma^2 \chi(t_2 - t_1) \sum_{k=1}^{\infty} e^{-\left(\frac{\pi k \sigma}{\Delta}\right)^2} \left[J_0 \left(\frac{2\pi k a}{\Delta} \right) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n} \left(\frac{2\pi k a}{\Delta} \right) \cos k n \psi(t_1) \right],$$

$$R_{\Delta u}(t_1, t_2) = \chi(t_2 - t_1) \left(\frac{\Delta}{\pi} \right)^2 \left\{ \frac{\pi^2}{6} + e^{-\left(\frac{\pi \sigma}{\Delta}\right)^2} \times \left[\cos \left(\frac{2\pi a}{\Delta} \cos \psi(t_1) \right) + \cos \left(\frac{2\pi a}{\Delta} \sin \psi(t_1) \right) \right] \right\} - \chi(t_2 - t_1) \cdot |m_{\Delta u}(t_1)|$$

Причем последнее соотношение получено при следующем допущении относительно автокорреляционной функции аддитивной помехи:

$$R_2(t_2 - t_1) = \sigma^2 \cdot \chi(t_2 - t_1) = \begin{cases} \sigma^2, & |t_2 - t_1| < \frac{1}{\Delta\omega}, \\ 0, & |t_2 - t_1| > \frac{1}{\Delta\omega}, \end{cases}$$

где $\Delta\omega$ - эффективная полоса пропускания приемного тракта.

Эти выражения существенно упрощаются для случая ФМ-сигналов при нулевом доплеровском сдвиге, причем нестационарность шума квантования сохраняется только в его математическом ожидании и не проявляется в корреляционных моментах. Кроме того, обычно при приеме сигналов их уровень нормируется системой АРУ. Поэтому справедливы следующие соотношения:

$$a + b = \frac{N}{2} \Delta = 1, \quad a = \frac{\rho}{\rho + 1}, \quad b = \frac{1}{\rho + 1}, \quad \Delta = \frac{2}{N},$$

где N - число уровней квантования; $\rho = \frac{a}{b}$ - отношение сигнал/помеха на входе устройства.

С помощью нормированных параметров статистические характеристики шума квантования можем записать следующим образом:

$$m_{\Delta u}(t) = -S(t - \tau) \cdot \frac{2}{\pi N} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{e^{-\left(\frac{\pi k N}{2(\rho+1)}\right)^2}}{k} \cdot \sin \frac{\pi k N}{\rho+1},$$

$$R_{\Delta u}(t_2 - t_1) = \frac{\chi(t_2 - t_1)}{(\rho+1)^2} \sum_{k=1}^{\infty} e^{-\left(\frac{\pi k N}{2(\rho+1)}\right)^2} \cdot \left(1 + \cos \frac{\pi k N}{\rho+1}\right)$$

$$R_{\Delta u}(t_2 - t_1) = \frac{\chi(t_2 - t_1)}{(\rho+1)^2} \cdot \left(\frac{2(\rho+1)}{\pi N}\right)^2 \cdot \left[\frac{\pi^2}{6} + e^{-\left(\frac{\pi N}{2(\rho+1)}\right)^2} \times \right.$$

$$\left. \times \left(1 + \cos \frac{\pi N}{\rho+1}\right)\right] - \chi(t_2 - t_1) \cdot |m_{\Delta u}(t_2)|^2.$$

При малых отношениях сигнал/помеха ряды быстро сходятся и при расчетах можно ограничиться их первыми членами, а при больших соотношениях сигнал/помеха были получены асимптотические формулы:

$$m_{\Delta u}(t) = -S(t - \tau) \cdot \frac{0,3427}{N},$$

$$R_{\Delta u}(t_2 - t_1) = \frac{\chi(t_2 - t_1)}{(\rho+1)^2} \cdot \frac{\rho+1}{\sqrt{\rho} \cdot N},$$

$$R_{\Delta u}(t_2 - t_1) = \frac{\chi(t_2 - t_1)}{(\rho+1)^2} \cdot \left(\frac{\rho+1}{N}\right)^2 \cdot \frac{8}{\pi^2}.$$

Полученные соотношения были использованы для оценки математического ожидания и дисперсии флюктуационной составляющей:

ΔL на выходе цифрового согласованного фильтра и эквивалентного приведенного ко входу отношения сигнал/помеха ρ_{Σ} . Ниже приводится таблица зависимости ρ_{Σ} от ρ при различном числе уровней квантования.

Качественный анализ полученных результатов говорит о том, что при малых отношениях сигнал/помеха влиянием шумов квантования часто можно пренебречь, для каждого конкретного значения числа уровней квантования существует свое предельное эквивалентное отношение сигнал/помеха, которое не может быть превышено.

Таблица

$n \setminus \rho$	-6	0	6	12	18	24	30	36
2	-7,4	-2,2	0	0,2	0,4	0,9	1,4	1,8
4	-6,4	-0,7	4,6	8,5	8,9	9,1	9,6	10,1
8	-6,0	0,0	5,4	11,0	15,3	16,4	16,8	17,5
10	-6,0	0,0	5,9	11,7	17,2	21,6	22,6	22,9

Конкретные значения эквивалентного отношения сигнал/помеха могут быть использованы при оценке помехоустойчивости цифровых согласованных фильтров ФМ-сигналов.

УДК 621.396.6.001.57

ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМЫЙ СИНТЕЗАТОР СИГНАЛОВ
НА БАЗЕ СИСТЕМЫ КАМАК

Я.М.Ковальчук, А.Д.Осищев, А.В.Шульгин

В практике полунатурного моделирования систем используются мобильно перестраиваемые имитаторы широкого класса радиосигналов и помех, работающие под управлением программной части модели. Для тех многомашинных стендов полунатурного моделирования (СМ), где вопросы автоматизации исследований, организации машинно-независимого интерфейса, обмена информа-

цией и синхронизации функционирования блоков модели решаются на базе системы КАМАК [1], целесообразно разрабатывать имитаторы в стандарте КАМАК, органически вписывающиеся в модульную структуру СПМ. Программно-управляемый аппаратный синтез выбранных для конкретного машинного эксперимента сигналов обеспечивается при этом соответствующим набором как штатных модулей КАМАК [2], так и специально разработанных блоков, смонтированных непосредственно на серийно выпускаемых макетных модулях КАМАК.

На рис.1 представлена обобщенная структурная схема синтезатора непрерывных и импульсных сигналов с амплитудной, угловой и смешанной модуляцией при имитации источника с произвольно меняющимся от выборки к выборке числом каналов. Исходная информация для синтеза поступает от ЭВМ, реализующей программную часть модели, в виде массивов сигнальных отсчетов, параметров отдельных компонент, числа компонент и т.д. С помощью интерфейса КАМАК информационные файлы передаются на микроЭВМ ДВК-2М (см.рис.1), которая управляет аппаратной частью модели через контроллер крейта КК-60. Кроме генераторов шума (ГШ) и тактовых импульсов (ТИ), синтезатор содержит модуль многоканального таймера-синхронизатора (МТС) и ряд модулей формирования низкочастотного (ФНС) и высокочастотного (ФВС) сигналов, количество которых определяется сложностью многокомпонентного объекта имитации.

ФНС состоит из двух идентичных независимых каналов, имеющих цифровой (ЦУ) и аналоговый (АУ) узлы, и общей для обоих каналов интерфейсной части (ИЧ) со стороны магистрали КАМАК (см.рис.2, где показан 1 канал). Различающая каналы по субадресам ИЧ включает буфер данных (БД), связанный с информационными шинами $W I \rightarrow W I_6$, и дешифратор адресов и функций $N A F$ команд (ДШ), поступающих по шинам N , A и F . По магистральным линиям $S I$ и $S 2$ ИЧ принимает соответствующие сигналы синхронизации. Основными блоками ЦУ являются буферная память стековой организации типа $FIFO$ емкостью $IK I_2p$ (БП) и отдельно адресуемый регистр масштаба амплитуд (РМА). "Прокручивание" регистров стека (РС) БП осуществляется счетчиком адресов (СА), сброс которого производится программно или управляющим битом БП. Считывание данных из БП, фиксирующ-

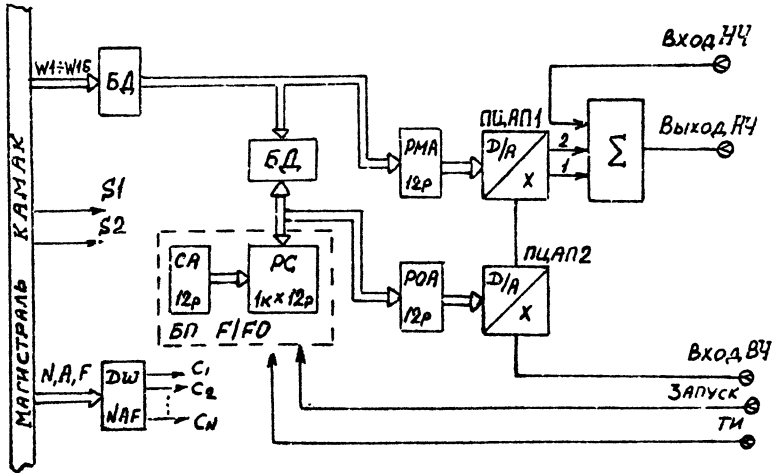


Рис. 1

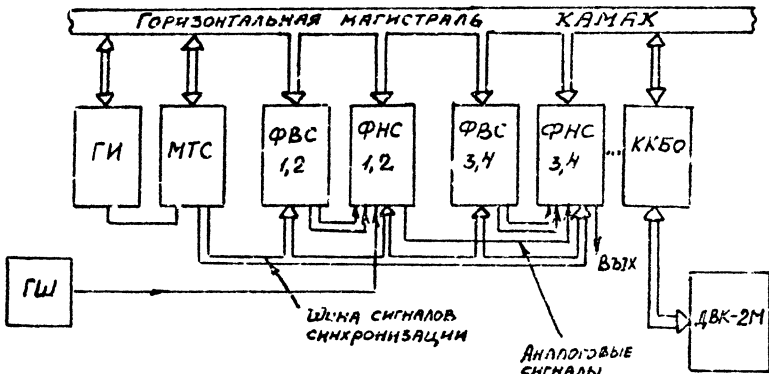


Рис. 2

щихся затем в регистре отсчетов РОА, может производиться как программно (аналогично загрузке), так и по внешнему синхросигналу (ТИ), который одновременно продвигает и адрес БП.

АУ состоит из управляемого аттенуатора ПЦАП1 и амплитудного модулятора ПЦАП2, выполненных на перемноживающих цифроаналоговых преобразователях в режиме 4-квadrантного перемножения, и выходного сумматора (Σ) на операционном усилителе. Опорным напряжением ПЦАП2 является сигнал с выхода ФВС (вход ВЧ), а ПЦАП1 - выходной сигнал ПЦАП2. Блок Σ суммирует выходные сигналы двух каналов и имеет внешний вход для наращивания сложности выходного сигнала ФНС.

Структурная схема модуля формирования высокочастотного сигнала (ФВС) представлена на рис.3 (показан I из двух идентичных каналов). Кроме аналогичного рассмотренному в ФНС, ФВС имеет генератор гармонического сигнала (ГГС), частота которого управляется 10-разрядным кодом, и 12-разрядный сумматор (СМ), в котором складываются коды частот из регистра сдвига частоты (РСЧ) и регистра отсчетов частоты (РОЧ), фиксирующего коды частоты массива, сформированного в БП.

Перед машинным экспериментом в БП модулей формирования ФНС и ФВС через ДВК-2М программно размещаются отсчеты амплитуды и частоты, соответствующие выбранному зондирующему сигналу. Регистры РМА и РСЧ используются для управления амплитудой и частотой, а программный режим считывания информации из БП - взаимным положением во времени компонент синтезируемого многосимпульсного сигнала по результатам каждого цикла работы программной части поднатурной модели. Одновременная работа нескольких формирователей сигналов обеспечивается многоканальным (по числу ФС) таймером - синхронизатором (рис.4). Основным в структуре МТС является блок программируемых трехканальных шестирежимных интегральных таймеров (БИТ). Количество БИС в блоке БИТ определяется числом сигнальных формирователей и легко наращивается. Два режима таймера позволяют производить аппаратный, а четыре - программный перезапуск. Кроме 2 N каналов запуска и тактирования ФНС и ФВС, два канала БИТ выделяются для аппаратного или программного управления работой МТС, а еще один канал - для отправки через формирователь Ф сигнала запроса (L AM) по шине статуса L

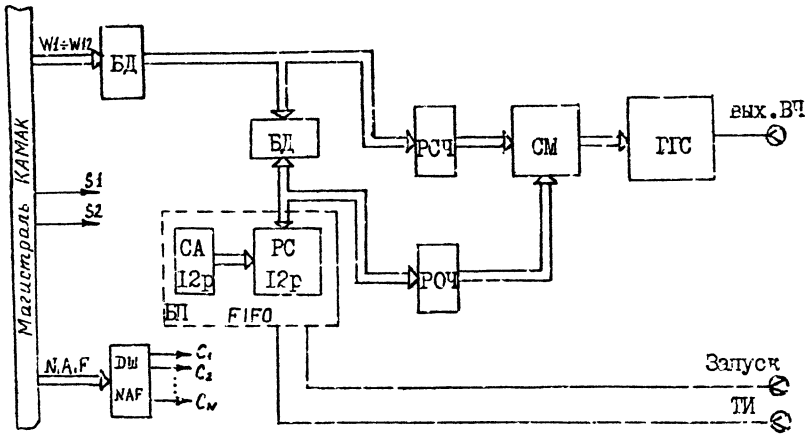


Рис. 3

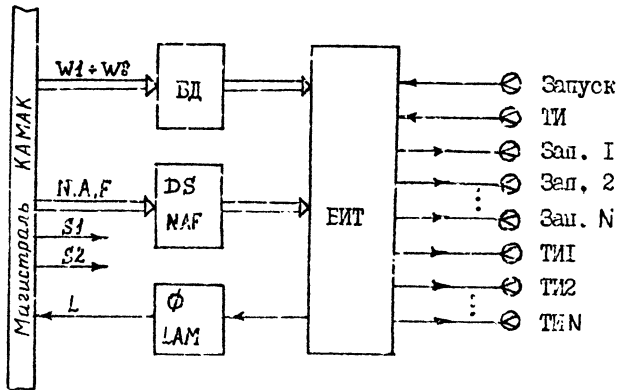


Рис. 4

на организации аппаратного прерывания управляющей ЭЕМ.

Программное обеспечение (ПО) синтезатора, являющееся составной частью ПО СПМ, представляет собой пакет процедур на языке ПАСКАЛЬ/ОСДБК, разработанных для каждого модуля КАМАК, включая стандартные. Автономные процедуры обеспечивают задания режимов, ввод данных, инициализацию, обработку результатов машинного эксперимента по сигналу прерывания и т.д.

Литература

1. Виноградов В.И. Информационно-вычислительные системы: Распределенные модульные системы автоматизации. - М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. ГОСТ 26.201-80. Система КАМАК. Крейт и сменные блоки.

УДК 621.396

ИЗМЕРИТЕЛЬ ВЗАИМНОЙ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОВ С ДИСКРЕТНЫМ КАНАЛОМ СВЯЗИ

В.Ф.Миропольский

Для широкого круга практических задач представляет интерес оптимизация измерителей первичных параметров в многопозиционных радиотехнических системах (МРС), реализующих пространственно-временную обработку сигналов при использовании в составе систем каналов связи с ограниченной пропускной способностью.

Рассмотрим двухпозиционную МРС, включающую в себя (рис.1) источник сигнала и два приемника, объединенных каналом связи. Будем считать, что совместная обработка сигналов осуществляется в приемнике ПРМ 1, а в приемнике ПРМ 2 осуществляются необходимые операции над сигналом для согласования его с возможностями канала связи: частотная и временная селекция, нормировка амплитуды, аналого-цифровое преобразование. Подобная постановка задачи характерна для пассивных МРС или МРС, использующих сигналы с неизвестными или случайными параметрами.

Для совместной обработки в ПРМ 1, таким образом, имеются два сигнала:

$$\left. \begin{aligned} \xi_1(t) &= S(t, \lambda_1) + n_1(t), \\ \xi_2(t) &= H\{S(t, \lambda_2) + n_2(t)\}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь $n_1(t)$ и $n_2(t)$ - шумы наблюдения, $H\{\dots\}$ - оператор преобразований над сигналом, которые осуществляются в ПРМ 2.

Если на основании данных наблюдения требуется сделать наилучшую в каком-либо смысле оценку параметра \hat{a} , зависящую от разности $\lambda_1 - \lambda_2$, то согласно [1] искомого решения следует искать путем сравнения множества линейных комбинаций функций правдоподобия $P(a_i) = P(\xi_1, \xi_2, a_i)$, $i=1, \dots, N$.

Сделав продуктивное предположение о гауссовости ошибок оценки \hat{a} , что позволяет перейти к логарифмам функций правдоподобия, а также учитывая, что обратное преобразование $H^{-1}\{\dots\}$ может не существовать, можно записать уравнение для максимально-правдоподобной оценки \hat{a} в виде:

$$\left. \begin{aligned} L(\hat{a}) &= \max_{(a_i)} \{L(a_i)\}, \\ L(a_i) &= - \int_{t_0}^{t_0+T} [H\{\xi_1^{(i)}(t)\} - \xi_2(t)]^2 dt. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Здесь $\xi_1^{(i)}(t)$ - сформированный из $\xi_1(t)$ "опорный" сигнал, необходимый для формирования функции правдоподобия:

$$\xi_1^{(i)}(t) = S(t, \lambda_1, a_i) + n_{1i}(t).$$

Отметим, что при наличии канала связи возможности формирования опорного сигнала в ПРМ 2 ограничены.

Для современных МРС характерно использование цифровых каналов связи. Операции аналого-цифрового преобразования соответствует следующая форма оператора $H\{\dots\}$:

$$\begin{aligned} H\{\xi(t)\} &= \omega(t) \cdot [\xi(t) + n_q(t)], \\ \omega(t) &= \sum_{j=0}^M \delta(t_0 - T_j). \end{aligned}$$

Здесь $\omega(t)$ - гребневая функция Дирака, $n_q(t)$ - шумы квантования.

Учитывая фильтрующее свойство дельта-функции, уравнение (2) можно записать в виде:

$$L(\hat{a}) = \max_{(a_i)} \left\{ \sum_{j=0}^M \xi_j \cdot \xi_{2j} \right\},$$

$$\left. \begin{aligned} \xi_{1j} &= S(t - T_j, \lambda_1 - a_i) + n_1(t - T_j) + n_{1qj}, \\ \xi_{2j} &= S(t - T_j, \lambda_2) + n_2(t - T_j) + n_{2qj}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Уравнение (3) определяет оптимальную структуру измерителя параметра и предполагает генерацию в ПФМ I набора из N "опорных" сигналов с различными значениями параметра a_i из сигнала xi_j(t).

В дальномерных МРС или комбинированных МРС с дальномерным каналом искомым параметром является разность хода или время взаимной задержки сигналов tau_hat. Для этого случая можно записать:

$$\xi_{ij} = S(t - T_j - \tau_i) + n_2(t - T_j - \tau_i) + n_{iqj}.$$

здесь tau_i - значение задержки i -го "опорного" сигнала, вырабатываемого из xi_j(t), n_{iqj} - соответствующее значение ошибки квантования.

Оператор преобразования H{...} для сигнала xi_j(t) приобретает вид:

$$H\{\xi_j(t)\} = \omega_j(t) \cdot [\xi_j(t) + n_{qj}(t)],$$

$$\omega_j(t) = \sum_{i=0}^M \sum_{k=0}^M S(t - T_j - \tau_i).$$

В случае, когда дискретизация осуществляется через равные промежутки времени

$$T_j = \Delta_2 \cdot j,$$

$$\tau_i = \Delta_1 \cdot i.$$

Очевидно, что обычному корреляционному измерителю соответствует Delta_1 = Delta_2. Выбор параметров Delta_1 и Delta_2 для рассматриваемой МРС с ограниченным быстродействием каналов связи должен осуществляться по-другому. Величина Delta_1 определяется требованиями к точности оценки задержки, зависит от области априорной неопределенности по задержке, от допустимого числа каналов (или времени обработки) измерителя. Величина Delta_2 определяется из требований, предъявляемых к кодированию сигнала, зависит от спектральных характеристик сигнала, свойств помехи и самым существенным образом влияет на эффективность использования канала связи.

Допустимо предположение, что точность оценки параметра tau_hat (или a_hat - в общем случае) связана с точностью оценки R_hat_i

$$\hat{R}_i = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^M \xi_{1j} \cdot \xi_{2j}$$

Дисперсия оценки \hat{R}_i согласно [2] равна:

$$\sigma_R = \xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2.$$

При этом составляющая ошибки ξ_1 определяется в основном соотношением времени корреляции сигнала и произведением $\Delta_i M$, то есть качеством усреднения.

Составляющие ошибки ξ_2 и ξ_3 определяются шумами квантования сигналов в ПРМ I и ПРМ 2 и зависят от шага квантования, мощности сигнала и распределения мгновенных значений сигнала. Если канал связи организован так, что возможно увеличение числа отсчетов M за счет сокращения количества разрядов представления сигнала, что эквивалентно увеличению шага квантования, величины ξ_1 и ξ_3 оказываются связанными. Оставив этот случай пока в стороне, рассмотрим соотношения между этими ошибками.

В [2,3] приведены соответствующие расчетные соотношения. Результаты расчетов для гауссовой аппроксимации сигналов с гауссовым спектром приведены на рис.2. Объем выборки $M = 1000$.

Пунктиром показана корреляционная функция исходного сигнала, что позволяет получить представление о зависимости ошибки ξ_1 от соотношения времени корреляции и шага дискретизации.

Приведенная величина ξ_2^2 соответствует двухпозиционному коду для представления сигнала. Анализируя зависимость от величины шага дискретизации, можно прийти к выводу, что при относительно небольших выборках, примерно в пределах $M \leq 10^4$, ошибка усреднения может существенно превышать ошибку квантования в случае, если период дискретизации меньше времени корреляции процесса. Видно, что с увеличением периода дискретизации до значений, превышающих период Котельникова, можно в значительной степени снизить эту составляющую ошибки. Этот вывод хорошо согласуется с информационным подходом к оптимизации использования канала связи, согласно которому максимальный объем передаваемой информации будет соответствовать случаю независимых отсчетов.

Выбор величины Δ_i в меньшей степени связан с параметрами обработки сигналов и свойствами канала связи и, видимо,

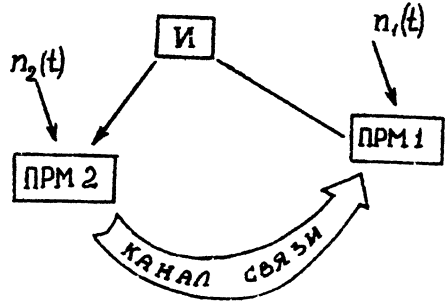


Рис. 1

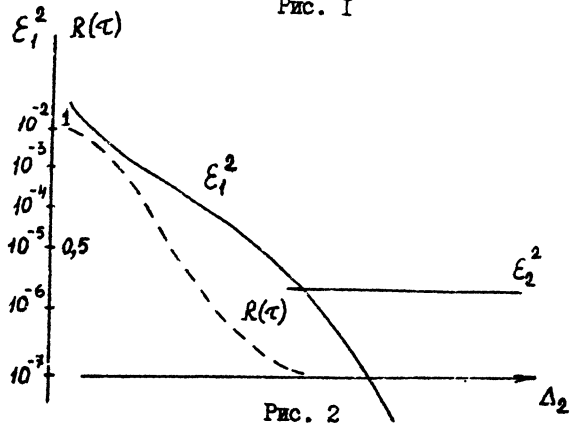


Рис. 2

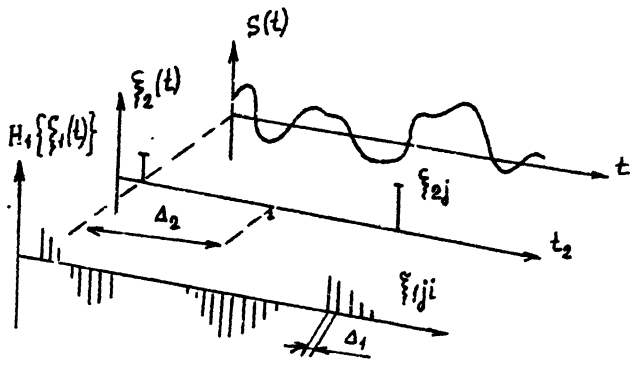


Рис. 3

в большинстве случаев можно пользоваться соотношением [3]

$$\Delta_2 = T_k / 5 \div 6,$$

где T_k - период Котельникова.

Таким образом, можно сформулировать вывод, что при существенных ограничениях быстродействия каналов связи в дальномерной МРС или при ограниченном объеме выборки ретранслируемого сигнала лучшим качеством работы обладает корреляционный измеритель задержек с различным шагом дискретизации для опорного и ретранслируемого сигналов.

Для иллюстрации работы такого измерителя рассмотрим рис.3, где показаны условно исходный сигнал $\xi(t)$, сигнал $\xi_2(t)$, передаваемый по каналу связи в виде редких отсчетов ξ_{2j} , и сформированный в ПРМ I сигнал:

$$\xi_1^{(i)} = \xi_1(t) \psi_i(t),$$

$$\psi_i = \sum_j^M \sum_l^N \delta(t_0 - \Delta_j - \Delta_l)$$

на каждый из M отсчетов ξ_{2j} взятых с шагом по оси времени Δ_2 , имеющий N отсчетов ξ_{lj} с шагом по оси времени Δ_1 .

Литература

1. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптации информационных систем.- М.: Радио и связь, 1977.
2. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях.- М.: Мир, 1983.
3. Куликов Е. Методы измерения случайных процессов.- М.: Радио и связь, 1986.

УДК 621.396

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

М.И.Мусянков

Активные элементы цепей (транзисторы, диоды) могут быть представлены различными схемными моделями, состоящими из пас-

сивных двухполюсников и зависимых источников. Применение той или иной модели обусловлено компромиссом между двумя противоречивыми требованиями: достаточно высокой степенью точности отображения реальных процессов и предельной простотой модели.

При разработке моделей электронных компонентов обычно используются два подхода. Один из них основан на представлении активного прибора в виде "черного ящика", что позволяет не рассматривать внутренние физические процессы. При другом подходе информацию, необходимую для построения модели активного элемента, извлекают, анализируя протекающие внутри него процессы.

Если рассматривать активный элемент как трехполюсник, то зависимости между переменными составляющими токов и напряжений на входе и выходе элемента можно отобразить в виде системы W параметров, под которой подразумевается любая из шести систем параметров, используемых в конкретных схемах (Y, Z, H, A, G, B) [1]. Указанные параметры можно определить либо экспериментальным путем (для конкретных условий), либо расчетным путем (с помощью физической схемы замещения транзистора). Расчетный путь в большинстве случаев предпочтительнее, так как позволяет получить аналитические выражения для параметров трехполюсника, что важно при анализе влияния различных факторов на характеристики аппаратуры, включающей в себя транзисторные каскады.

Схема замещения транзистора существенно усложняется при работе в более высоком частотном диапазоне, так как появляется необходимость учитывать различные паразитные элементы, существенно влияющие на параметры прибора. При усложнении схемы затруднен также и расчет W — параметров транзистора. При таком расчете приходится использовать вычислительную технику.

Расчет W — параметров транзистора проводят либо непосредственно по законам Кирхгофа, либо используя матричный аппарат. В обоих случаях вычисления довольно трудоемки. Задачу можно достаточно просто решить, если ввести в рассмотрение полиномиальное представление соответствующих элементов матриц. В этом случае каждый элемент системы выражается как отношение полиномов, причем полином знаменателя для всех параметров

данной системы одинаков.

Пусть, например, транзистор - как трехполюсник (рис.1) - представлен системой Y -параметров с помощью полиномов $A(p)$, $B(p)$, $C(p)$, $D(p)$, $\Gamma(p)$:

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} = \Gamma^{-1}(p) \begin{pmatrix} A(p) & B(p) \\ C(p) & D(p) \end{pmatrix}.$$

Здесь A , B , C , D , Γ - полиномы оператора $p(p \rightarrow j\omega)$ для конкретной схемы замещения транзистора (рис.2).

Введем еще один полином $E(p)$, определив его как

$$E(p) \cdot \Gamma(p) = A(p) \cdot D(p) - B(p) \cdot C(p).$$

Оказывается, что введение указанных шести характеристических полиномов позволяет полностью определить любую из систем W -параметров, причем в каждой системе используется только пять полиномов (см. табл.1).

Таблица 1

Система параметров	Y	Z	H	G	A	B
Элементы системы	$\begin{vmatrix} A & B \\ C & D \\ \hline \Gamma \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} D & -B \\ -C & A \\ \hline E \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} \Gamma & -B \\ C & E \\ \hline A \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} E & B \\ -C & \Gamma \\ \hline D \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} D & \Gamma \\ E & A \\ \hline -C \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} -A & -\Gamma \\ E & -D \\ \hline B \end{vmatrix}$

Характеристические полиномы для транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером (ОЭ), связаны простыми соотношениями с характеристическими полиномами транзистора, включенного как по схеме с общей базой (ОБ), так и по схеме с общим коллектором (ОК) (см. табл.2).

Таблица 2

ОЭ \leftrightarrow ОБ	ОЭ \leftrightarrow ОК	ОБ \leftrightarrow ОК	ОК \leftrightarrow ОБ
$\bar{A} = A+B+C+D$	$\bar{A} = A$	$\bar{A} = A+B+C+D$	$\bar{A} = D$
$\bar{B} = -(B+D)$	$\bar{B} = -(B+A)$	$\bar{B} = -(C+A)$	$\bar{B} = -(C+D)$
$\bar{C} = -(C+D)$	$\bar{C} = -(C+A)$	$\bar{C} = -(B+A)$	$\bar{C} = -(B+D)$
$\bar{D} = D$	$\bar{D} = A+B+C+D$	$\bar{D} = A$	$\bar{D} = A+B+C+D$
	$\bar{\Gamma} = \Gamma$		$\bar{E} = E$

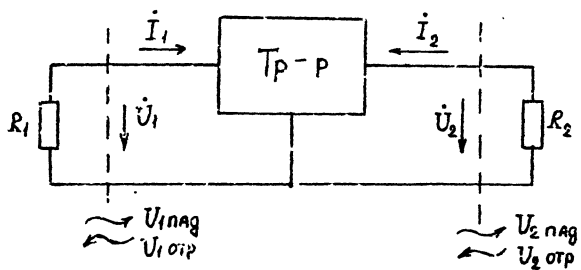


Рис. 1

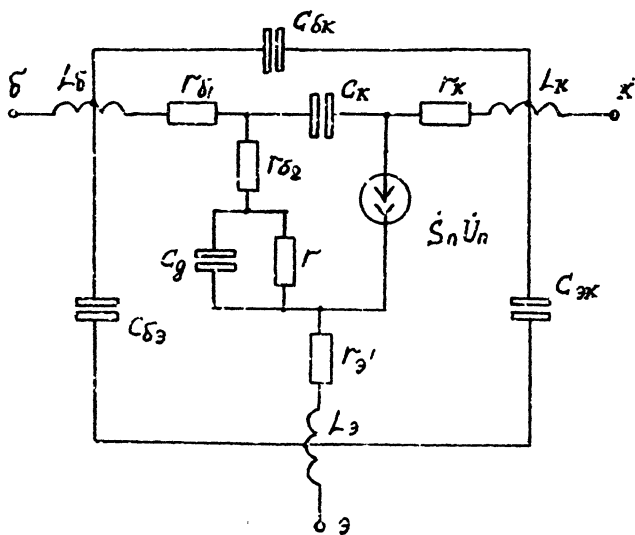


Рис. 2

Кроме рассмотренных систем параметров, в радиотехнике СВЧ диапазона широко используется еще одна система - система параметров рассеяния (S). В этой системе исследуются падающие и отраженные волны для трехполосника, нагруженного на сопротивления R_1 и R_2 (рис.1). Параметры рассеяния можно рассчитать через любую из шести систем параметров четырехполосников, а, следовательно, и выразить их через введенные характеристические полиномы:

$$(S) = \bar{K}^{-1} \begin{pmatrix} \bar{\Gamma} + \bar{D} - (\bar{A} + \bar{E}) & -2\bar{B} \\ -2\bar{C} & \bar{\Gamma} + \bar{A} - (\bar{D} + \bar{E}) \end{pmatrix}.$$

Здесь обозначено: $\bar{A} = R_1 A$, $\bar{B} = \sqrt{R_1 R_2} B$, $\bar{D} = R_2 D$, $\bar{C} = \sqrt{R_1 R_2} C$, $\bar{\Gamma} = \Gamma$, $\bar{E} = R_1 R_2 E$, $\bar{K} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + \bar{D}$.

На основании проведенных исследований можно предложить простой алгоритм расчета параметров схемы замещения транзистора. В полной схеме (рис.2) выделяется элементарный трехполосник, для которого вычисляются параметры по какой-либо системе и определяются исходные характеристические полиномы. Далее поочередно к полюсам подключаются элементы схемы. Для схемы с подключенным элементом вычисляются новые характеристические полиномы в зависимости от вида подсоединенного элемента и места его включения. В зависимости от схемы включения транзистора полученные характеристические полиномы пересчитывают по соотношениям, представленным в таблице 2. По таблице 1 получают необходимую систему параметров транзистора.

Рассмотренный алгоритм расчета параметров достаточно просто реализуется на малых и средних ЭВМ. В качестве примера рассмотрим малосигнальные S-параметры СВЧ транзистора (рис.2) включенного по схеме ОБ. Для исходных данных: $I_{\kappa} = 50 \text{ мА}$, $\varphi^0 = 20^\circ$, $\beta_0 = 30$, $f_T = 11 \text{ ГГц}$, $C_K = 0.36 \text{ пФ}$, $r'_B = 5 \text{ Ом}$, $C_{э \text{ откр}} = 5 \text{ пФ}$, $r_K = 2 \text{ Ом}$, $r_{б1} = 0.8 \text{ Ом}$, $r_{б2} = 4.2 \text{ Ом}$, $L_{э} = L_{\kappa} = 0.5 \text{ нГ}$, $L_{б} = 0.3 \text{ нГ}$, $C_{кз} = 0.1 \text{ пФ}$, $C_1 = 0.2 \text{ пФ}$, $C_2 = 0.3 \text{ пФ}$ расчет характеристических полиномов для открытой области (а) и области отсечки (з) транзистора [2] на ЭВМ дает:

$$A_3^a = \frac{193}{198} + \frac{8.6}{0.9} p + \frac{0.4}{0.3} \cdot 10^{-2} p^2 + \frac{0.7 \cdot 10^{-2}}{0.6 \cdot 10^{-3}} p^3 + \frac{0.9 \cdot 10^{-4}}{0.8 \cdot 10^{-6}} p^4 +$$

$$+ \frac{1 \cdot 10^{-6}}{0.7 \cdot 10^{-7}} p^5 + \frac{0.8 \cdot 10^{-8}}{0.3 \cdot 10^{-10}} p^6 + \frac{0.1 \cdot 10^{-11}}{0} p^7,$$

$$-B_3^a = \frac{0.4}{0.3} p + \frac{0.2}{0.2} \cdot 10^{-2} p^2 + \frac{0.4 \cdot 10^{-2}}{0.2 \cdot 10^{-3}} p^3 + \frac{0.6 \cdot 10^{-4}}{0.5 \cdot 10^{-6}} p^4 + \frac{0.3 \cdot 10^{-6}}{0.4 \cdot 10^{-7}} p^5 +$$

$$+ \frac{0.2 \cdot 10^{-8}}{0.2 \cdot 10^{-10}} p^6 + \frac{0.7 \cdot 10^{-12}}{0} p^7,$$

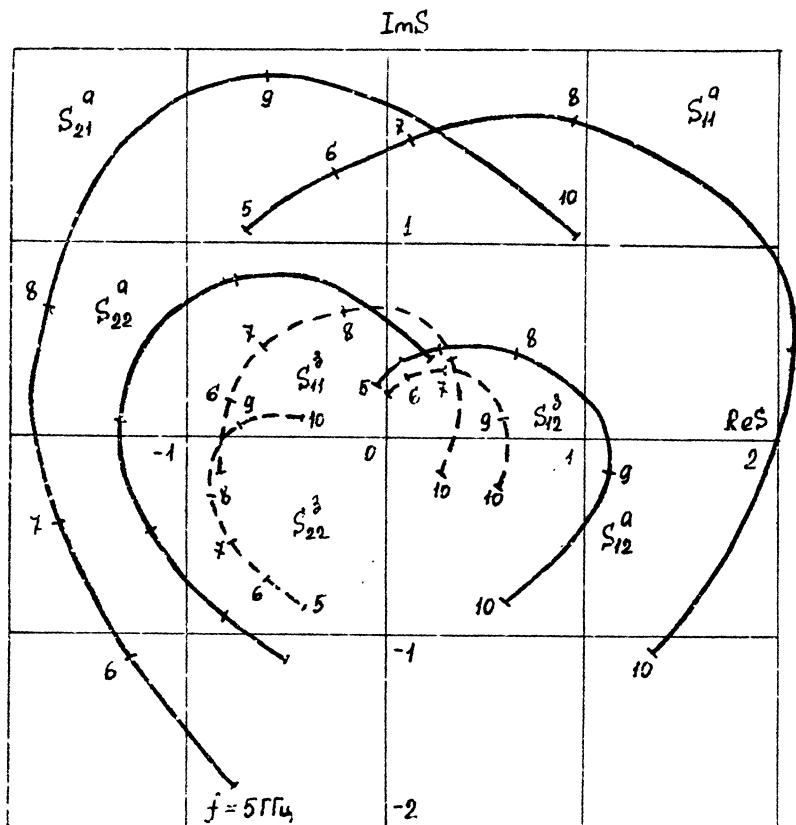


Рис. 2

$$\begin{aligned}
 -C_3^a &= -594 + 1.3 P + 0.2 \cdot 10^{-2} P^2 + 0.4 \cdot 10^{-2} P^3 + 0.6 \cdot 10^{-6} P^4 + 0.6 \cdot 10^{-6} P^5 + \\
 &\quad + 0.2 \cdot 10^{-8} P^6 + 0.7 \cdot 10^{-12} P^7, \\
 D_3^a &= 0.6 + 0.3 P + 0.5 \cdot 10^{-2} P^2 + 0.6 \cdot 10^{-4} P^3 + 0.6 \cdot 10^{-6} P^4 + 0.2 \cdot 10^{-8} P^5 + \\
 &\quad + 0.7 \cdot 10^{-10} P^6 + 0.2 \cdot 10^{-12} P^7, \\
 \Gamma_3^a &= 594 + 355 P + 6.8 P^2 + 0.2 \cdot 10^{-2} P^3 + 0.1 \cdot 10^{-2} P^4 + 0.6 \cdot 10^{-5} P^5 + 0.2 \cdot 10^{-8} P^6 \\
 E_3^a &= 0.4 \cdot 10^{-3} P + 0.6 \cdot 10^{-3} P^2 + 0.1 \cdot 10^{-3} P^3 + 0.2 \cdot 10^{-5} P^4 + 0.1 \cdot 10^{-7} P^5 + \\
 &\quad + 0.1 \cdot 10^{-9} P^6 + 0.4 \cdot 10^{-12} P^7.
 \end{aligned}$$

По результатам расчета полиномов для рассмотренного СВЧ транзистора на рис.3 показаны малосигнальные S -параметры в активной S_{ij}^a и закрытой S_{ij}^z областях работы транзистора.

Введенные характеристические полиномы полностью описывают эквивалентные схемы транзисторов любой сложности, при этом не представляет особых трудностей определение частотных, переходных и импульсных характеристик активного элемента.

Литература

1. Попов В.П. Основы теории цепей.- М.: Высшая школа, 1985, 496 с.
2. Бсгачев В.М., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности.- М.: Энергия, 1978, 344 с.

УДК 621.396

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМА ЗАТУХАНИЯ СОБСТВЕННЫХ КОЛЕБАНИЙ РЕЗОНАНСНЫХ СИСТЕМ

Ю.А.Мантефель, Л.Е.Бахаров, Д.В.Михайлов, А.И.Оренцкий

В современных приборах отображения информации широко используются электронно-лучевые трубки (ЭЛТ) с большим углом отклонения, что реализуется с помощью магнитного отклонения луча [1]. Объем отображаемой информации оказывается прямо-

пропорциональным мощности, потребляемой выходным каскадом развертки, и определяется временем, затрачиваемым на изменение энергии магнитного поля отклоняющих катушек ЭЛТ. Для характеристики этого времени полагаем, что время полной локализации энергии магнитного поля соответствует отклонению луча на край экрана ЭЛТ.

Отклоняющая катушка состоит из индуктивности и неотделимой от нее собственной емкости. Питается отклоняющая система выходным усилителем, работающим в режиме сильной обратной связи по току и потому при анализе его следует считать генератором тока с бесконечным сопротивлением. Собственным сопротивлением отклоняющей катушки для упрощения расчетов пренебрегаем.

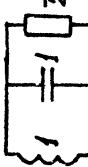


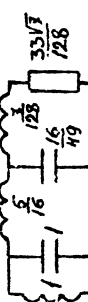
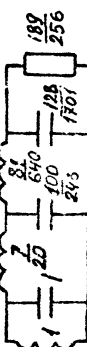
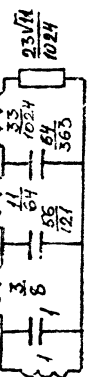
Для локализации накопленной энергии магнитного поля колебательный контур обычно шунтируется активным сопротивлением. В зависимости от величины шунтирующего сопротивления режим локализации накопленной энергии может быть либо колебательным, либо апериодическим. Часто полагают целесообразным [2] использовать критический режим затухания. В критическом режиме процессы в такой схеме (табл. I, $m = 2$) описываются дифференциальными уравнениями второго порядка, имеющими кратные корни. Возможность ускорения процесса локализации энергии магнитного поля оказалась реализуемой при усложнении вида цепи, шунтирующей колебательный контур. В [3] была рассмотрена одна из возможных схем (табл. I, $m = 3$).

В табл. I приведен ряд шунтирующих цепей, дающих по мере их усложнения прогрессирующее уменьшение времени локализации энергии. Во всех схемах имеет место критический режим, соответствующий случаю парных корней второго, третьего и более высоких порядков.

Для расчета затухания тока в индуктивности отклоняющей катушки использовался операторный метод, позволяющий определить изображение тока, а теория вычетов позволила определить зависимость тока от времени (оригинал, соответствующий данному изображению), приведенную на рис. I.

Поскольку целью расчета является сопоставление результатов, даваемых схемами различных порядков и определение параметров схем, то для упрощения расчетов полагаем, что пара-

Таблица I

№	Схема	МОХ в ИНДУКТИВНОСТИ и НАПРЯЖЕНИЕ ПО НОУ	ВРЕМЯ ПРИ УРОВНЕ 10 ⁻³ А	10 ⁻² А	10 ⁻³ А	10 ⁻⁴ А
1		$I_L = (1+t)e^{-t}$ $U_L = -te^{-t}$	3,890	6,638	9,233	11,756
2		$I_L = (1+\sqrt{5}t + t^2)e^{-\sqrt{5}t}$ $U_L = -(t + \sqrt{3}t^2)e^{-\sqrt{5}t}$	2,858	4,632	6,258	7,815
3		$I_L = (1+\sqrt{5}t + 2t^2 + \frac{\sqrt{5}}{3}t^3)e^{-\sqrt{5}t}$ $U_L = -(t + \sqrt{5}t^2 + \frac{5}{3}t^3)e^{-\sqrt{5}t}$	2,599	4,096	5,442	6,715
4		$I_L = (1+\sqrt{5}t + 3t^2 + \frac{2\sqrt{5}}{3}t^3 + \frac{7}{15}t^4)e^{-\sqrt{5}t}$ $U_L = -(t + \sqrt{5}t^2 + \frac{14}{5}t^3 + \frac{7\sqrt{5}}{15}t^4)e^{-\sqrt{5}t}$	2,479	3,837	5,039	6,176
5		$I_L = (1+3t+4t^2+3t^3 + \frac{9}{8}t^4 + \frac{9}{35}t^5)e^{-3t}$ $U_L = -(t+3t^2 + \frac{2}{7}t^3 + \frac{18}{7}t^4 + \frac{2}{35}t^5)e^{-3t}$	2,409	3,682	4,896	5,833
6		$I_L = (1+\sqrt{11}t + 5t^2 + \frac{4\sqrt{11}}{3}t^3 + \frac{22}{45}t^4 + \frac{11\sqrt{11}}{45}t^5 + \frac{121}{845}t^6)e^{-\sqrt{11}t}$ $U_L = -(t + \sqrt{11}t^2 + \frac{44}{9}t^3 + \frac{11\sqrt{11}}{9}t^4 + \frac{2285}{1527}t^5 + \frac{1331}{845}t^6)e^{-\sqrt{11}t}$	2,369	3,589	4,644	5,620

метры катушки и тока имеют единичные значения.

Номиналы элементов схемы определяются из системы нелинейных алгебраических уравнений. Решение целесообразно проводить методом подстановок, т.к. при использовании метода итераций нет уверенности в сходимости итерационного процесса. Несомненным достоинством метода подстановок является возможность получения точных значений номиналов и их дальнейшего использования для вывода целого ряда общих закономерностей при анализе этой последовательности схем.

Для схемы с бесконечным числом реактивных элементов целиком расчет произвести невозможно (на практике оказывается достаточным использование схем, представленных в табл. I). Однако, несмотря на это, представляет значительный интерес величина времени τ , в течение которого ток достигает некоторого фиксированного уровня. Эмпирическая зависимость $\frac{1}{\tau} = f\left(\frac{1}{m}\right)$ приведена на рис. 2. Она построена по данным таблицы I, полученным расчетным путем. С помощью экстраполяции в область $\frac{1}{m} = 0$ ($m = \infty$) можно оценить искомое время для бесконечной схемы. Например, для $i_L = 10^{-2} i_{\max}$ $\tau \approx 3,2$ с, а для $i_L = 10^{-4} i_{\max}$ $\tau \approx 4,7$ с. Таким образом, удается определить тот теоретический предел, быстрее которого процесс локализации энергии идти не будет (при любом порядке аналогичных схем).

К числу интересных закономерностей, обнаруженных в данном ряде схем, следует отнести и аналитические выражения для тока в индуктивности и напряжения на ней для схемы произвольного порядка m :

$$i_L(t) = \left(1 + \sqrt{2m-3}t + (m-2)t^2 + \frac{(m-3)\sqrt{2m-3}}{3}t^3 + \sum_{i=4}^{m-2} A_i t^i + \frac{(\sqrt{2m-3})^{m-3}}{\prod_{k=2}^{m-1} \sqrt{2k-3}} t^{m-1}\right) \cdot e^{-\sqrt{2m-3}t},$$

$$U_L(t) = \left(-t - \sqrt{2m-3}t^2 - \frac{9-9m+2m^2}{3}t^3 + \sum_{i=4}^{m-2} A_i t^i t^{i-1} - \sqrt{2m-3} \sum_{i=4}^{m-2} A_i t^i + \frac{(m-1)(\sqrt{2m-3})^{m-3}}{\prod_{k=2}^{m-1} \sqrt{2k-3}} t^{m-2}\right) \cdot e^{-\sqrt{2m-3}t}$$

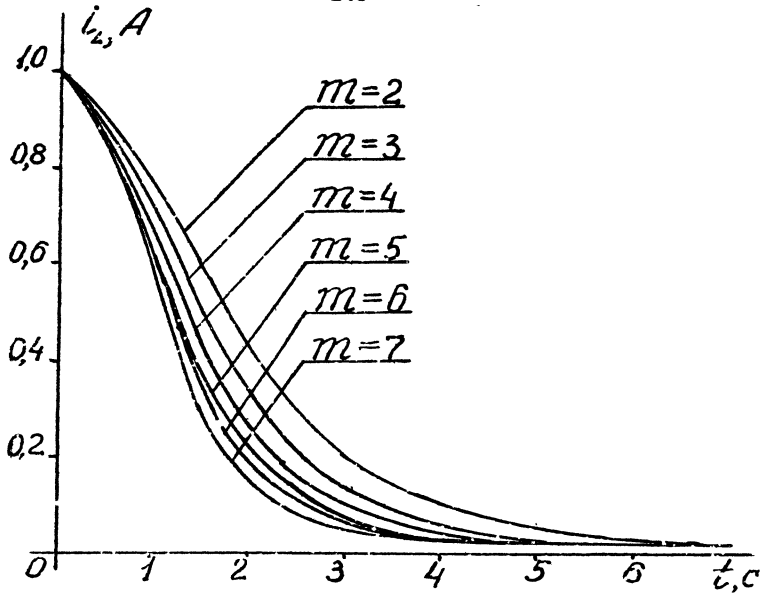


Рис. 1

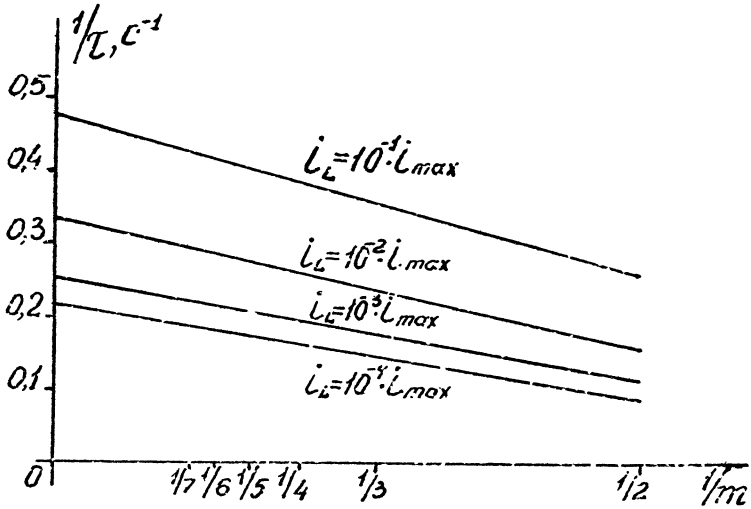


Рис. 2

$$- \frac{(\sqrt{2m-3})^{m-2}}{\prod_{k=2}^{m-1} \sqrt{2k-3}} t^{m-1} \cdot e^{-\sqrt{2m-3}t},$$

где A_i — коэффициенты, которые не удалось определить.

Было проведено исследование зависимости времени затухания колебаний от отклонения величины сопротивления с целью изучения устойчивости работы схем. Для каждой из них была составлена система дифференциальных уравнений, которая решалась на ЭВМ методом Рунге-Кутты. Результаты подтвердили гипотезу об увеличении критичности к разбросу сопротивлений с увеличением порядка схемы.

Выводы. 1. С усложнением структуры цепи, шунтирующей колебательный контур, увеличивается напряжение на этом контуре, в результате чего возрастает выделяемая на сопротивлении активная мощность и ускоряется процесс затухания колебаний.

2. В практических целях приходится выбирать между сложностью реализации схемы и необходимым временем затухания колебаний. С ростом шунтирующей цепи быстро уменьшается скорость затухания колебаний и возрастает критичность схем к отклонениям величины сопротивления.

3. Пользуясь указанными методиками и результатами расчетов, представляется возможным обеспечить оптимальный режим работы резонансной системы по необходимому критерию.

Литература

1. Нор С. Электронные дисплеи. — М.: Мир, 1982.
2. Фролкин В.Т., Попов Л.Н. Импульсные устройства. — М.: Радио и связь, 1981.
3. Мантейфель Ю.А. О демпфировании колебательных систем. Радиотехника, т.29, №6, 1974.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Современные радиоэлектронные устройства и системы решают весьма широкий круг задач приема и обработки различной информации. Поэтому результаты опубликованных в настоящем сборнике работ по оптимизации параметров и технических характеристик указанных устройств и систем представляют несомненный практический интерес.

Материалы сборника, в частности, свидетельствуют о следующем:

1. Использование нелинейной фильтрации в задаче выделения случайных импульсных потоков из шума существенно повышает вероятность правильного обнаружения пиков сигнала при заданном уровне вероятности ложных тревог (статья Т.Б. Борукаева, В.Н. Васюкова, С.А. Подстригаило).

2. Наилучшее качество различения импульсных сигналов на фоне аддитивного широкополосного шума обеспечивает метод максимального правдоподобия, а в присутствии мощной коррелированной помехи - метод череспериодной компенсации (Ю.А. Цифринов А.Л. Потемкин, С.Ю. Сколов).

3. Адаптивный фильтр, синтезированный с учетом приближенного описания изменяющихся во времени статистических характеристик сообщения, в несколько раз эффективнее по времени адаптации фильтра, построенного в предположении постоянства указанных характеристик (С.Е. Первачев).

4. Показано, что в цифровых согласованных фильтрах ФМ-сигналов для каждого значения числа уровней квантования существует свое предельное эквивалентное отношение сигнал/помеха, которое не может быть превышено (В.А. Першиков, Г.К. Чагарьков).

5. Результаты, полученные в статье Ю.Ф. Миропольского, показывают, что при существенных ограничениях быстродействия каналов связи в дальнорейсной многопозиционной системе лучшим качеством работы обладает корреляционный измеритель с различным шагом дискретизации для опорного и ретранслируемого сигналов.

В сборнике также содержится ряд теоретических работ, имеющих самостоятельное значение для развития теории радио-

электронных устройств и систем (А.С.Кулешов, В.А.Казаков, Е.Б.Лизуков, А.А.Парамонсв, А.Ф.Котов, С.А.Решетняк, Г.Н.Третьяков, Е.С.Беспалов, Д.В.Астрецов, В.Д.Егоренков, Е.И.Ковалев, Ю.В.Аверьяков, Т.С.Федосова, В.А.Чердынцев, Б.П.Новиков, Я.С.Язловецкий, Н.С.Бычкова, Е.А.Кунина, Е.В.Прокофьев, Л.И.Сибирякова, Я.М.Ковальчук, А.Н.Кубасов, А.В.Миначева, А.Д.Осиinceв, А.В.Шульгин, М.И.Мусянков, Ю.А.Мантейфель, Л.Е.Бахаров, Д.В.Михайлов, А.И.Орецкий).

Результаты большинства работ сборника представлены в виде, удобном для выполнения инженерных расчетов, в том числе и с использованием вычислительной техники.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
1. Борукаев Т.Б., Васюков В.Н., Подстригайло С.А. Выделение случайных импульсных потоков из шума	4
2. Кулешов А.С., Казаков В.А. Модификация гистограммного алгоритма обработки изображений	9
3. Лизунов В.Б. Оптимальная фильтрация когерентных и некогерентных сигналов, излучаемых несколькими источниками в пассивной многопозиционной радиотехнической системе	15
4. Парамонов А.А. Помехоустойчивость приема сигналов МНФ при погрешностях синхронизации	20
5. Нифонтов Ю.А., Потемкин А.В., Соколов С.Ю. Квазиоптимальные алгоритмы классификации импульсных сигналов произвольной формы	26
6. Первачев С.В. Анализ поведения адаптивного фильтра при изменении статистических характеристик сообщения во времени	32
7. Котов А.Ф., Решетняк С.А., Третьяков Г.Н. Срыв слежения в системе автоселекции с фильтром второго порядка ...	39
8. Беспалов Е.С. Анализ нелинейных режимов ФАПЧ с двухканальной цепью фильтрации	46
9. Астрцов Д.В., Егоренков В.Д., Ковалев Е.И. Действие флуктуаций амплитуды сигнала на систему фазовой автоподстройки частоты	52
10. Аверьянов Ю.В., Федосова Т.С. Об экспериментальном определении циклических колебаний в системе ФАПЧ с ГДЧ	56
11. Бычкова Н.С., Кузина Е.А., Прокофьев Е.В., Сибирякова Л.Д. Особенности динамики астатической системы периодической автоподстройки частоты (ПАП)	63
12. Чердынцев В.А., Новиков Б.П., Язлогецкий Я.С. Синтез устройства синхронизации многосвязанной системы	68
13. Ковальчук Я.М., Куоасов А.Н., Миначева А.В. Характеристики фазового пеленгатора, работающего в условиях мелкого моря	75
14. Перликов В.А., Чигарьков Г.К. Квантование по уровню в цифровых согласованных фильтрах	80
15. Ковальчук Я.М., Осипцев А.Д., Шульгин А.В. Програм-	

но-управляемый синтезатор сигналов на базе системы КАМАК ..	85
16. Миропольский Ю.Ф. Измеритель взаимной задержки сигналов с дискретным каналом связи	90
17. Мусянков М.И. Расчет параметров активных элементов	95
18. Мантейфель Ю.А., Бахаров Л.Е., Михайлов Д.В., Орещкий А.И. Исследование режима затухания собственных колебаний резонансных систем	101
Заключение	107

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

Редактор А.Ф.Котов
Литературный редактор Л.В.Омельянович

Свод.тем.пл.1990 г.

Подписано в печать 23.10.90. Формат 30 X 84 1/16.

Бумага оберточная. Печать офсетная. Усл.печ.л. 6,51.

Усл.кр.-отт. 26,04. Уч.-изд.л. 7,0. Тираж 300 экз.

Заказ 1063. Цена 80 к.

Московский институт радиотехники, электроники и автоматики
117454 Москва, просп. Вернадского, 78.

80 к.