

Fr. 6.7
615

ISSN 0136-3549
0320-3441

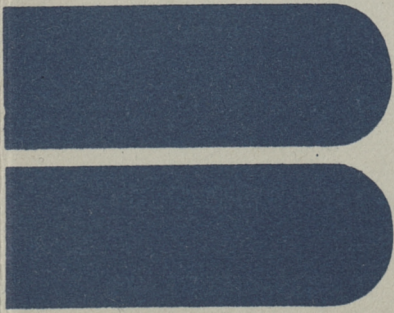
TALLINNA
POLÜTEHNILISE INSTITUUDI
TOIMETISED

615

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
ИНСТИТУТА

ТРИ
'86

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА
РЕГИСТРАЦИИ, ПЕРЕДАЧИ,
ОБРАБОТКИ И ПРЕДСТАВЛЕНИЯ
ИНФОРМАЦИИ



615

**ТПИ
'86**

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

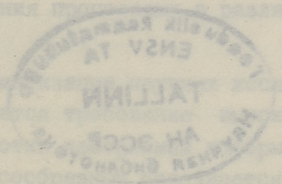
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621



●

**МЕТОДЫ
И
УСТРОЙСТВА
РЕГИСТРАЦИИ,
ПЕРЕДАЧИ,
ОБРАБОТКИ
И
ПРЕДСТАВЛЕНИЯ
ИНФОРМАЦИИ**



Радиотехника X1

Таллин, 1986



ТАЛЛИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
Труды ТПИ № 615

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА РЕГИСТРАЦИИ, ПЕРЕДАЧИ,
ОБРАБОТКИ И ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Радиотехника XI

На русском языке

Отв. ред. Я. Умборг. Техн. ред. М. Тамме

Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 27.11.85

Подписано к печати 27.03.86

МВ- 02491

Формат 60x90/16

Печ. л. 7,5 + 0,5 приложение

Уч.-изд. л. 6,6

Тираж 400

Зак. № 336

Цена 1 руб.

Таллинский политехнический институт,
200108 Таллин, Эхитаяте tee, 5

Ротапринт ТПИ, 200006 Таллин, ул. Коскла, 2/9

© Таллинский политехнический институт, 1986

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА С ГИБКОЙ
АРХИТЕКТУРОЙ ДЛЯ ЭКСПРЕСС-ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В
КОМПЛЕКСАХ АВТОМАТИЗАЦИИ НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Одним из важнейших направлений современного научно-технического прогресса является решение задач автоматизации измерения, контроля и управления процессами в различных областях народного хозяйства.

Сюда относится и задача автоматизации научных исследований. Характерным для нее является требование высокой скорости и точности сбора и обработки измеряемой информации (сигналов). Экономически целесообразным оказывается создание измерительно-вычислительных комплексов на базе микроЭВМ.

Выпускаемые промышленностью комплексы обладают недостаточным быстродействием для ряда задач. Для преодоления этого недостатка целесообразно ввести в состав комплекса специализированные цифровые устройства с гибкой архитектурой для экспресс-обработки сигналов [1, 2, 3]. Такие устройства реализуют функции сбора и сжатия информации в темпе ее поступления, выполняя с очень высокой скоростью заданный набор алгоритмов обработки сигналов. Тем самым входящая в состав комплекса микроЭВМ в значительной степени разгружается. Это позволяет комплексу в целом решать более сложные задачи автоматизации эксперимента, например, увеличить объем обрабатываемой информации или количество возможных алгоритмов обработки, повысить оперативность управления экспериментом.

Учитывая изложенное на кафедре радиотехники ТПИ и в СКБ вычислительной техники Института кибернетики АН ЭССР в течение ряда лет ведется разработка теоретических основ построения цифровых комплексов для экспресс-обработки сиг-

налов, создание алгоритмов и структур таких устройств, разработка и изготовление аппаратных средств комплексов и специализированного программного обеспечения микроЭВМ [4].

Разработанные аппаратные средства представляют собой ряд специализированных цифровых функциональных узлов и специпроцессоров, выполняющих преобразования, характерные для задач обработки сигналов и работающих, в основном, с микропрограммным управлением.

К характерным преобразованиям относятся различные формы временной и спектрально-корреляционной обработки сигналов, например:

- фильтрация и разделение сигналов;
- статистическая обработка сигнала;
- детектирование;
- накопление [5];
- быстрое прямое и обратное преобразование Фурье [6,7];
- вычисление амплитуд и фаз [8];
- выделение доплеровских каналов и т.д.

Для обеспечения работы комплексов необходимы также быстрые аналого-цифровые преобразователи (АЦП), система АРУ, устройства связи с ЭВМ высшего уровня (УС), формирователи задающих сигналов (ФЗС), устройства управления (УУ).

В виду больших информативных возможностей в качестве выходного устройства применено цветное видеографическое устройство (ЦВГУ) [9].

Связь оператора с комплексом осуществляется через дисплей микроЭВМ и ЦВГУ в диалоговом режиме [4, 10]. Оператор имеет возможность осуществить регистрацию сигнала и обработку отрезка сигнала объемом до 16 К слов или в поточном режиме в темпе поступления сигнала. При этом возможно программно изменить структуру комплекса и параметры отдельных функциональных блоков, что позволяет программно осуществить адаптивное управление процессом обработки сигнала.

При создании программного обеспечения (ПО) важным является оптимальный выбор между аппаратными и программными средствами, которые определяются исходными данными. Программный пакет целесообразно создать в виде единого загрузочного модуля, состоящего из ряда составных подпрограмм.

Подпрограммы состоят из программ управления, программ экспресс-обработки, программ основной обработки сигналов, программ идентификации и классификации, программ отображения результатов эксперимента, программы моделирования и диагностики.

Учитывая, что в разработанных комплексах применена микроЭВМ "Электроника-60", системное программное обеспечение дополняет ее операционную систему.

Модульный принцип построения аппаратурных и программных средств позволяет подбирать конфигурацию комплексов в зависимости от решаемой задачи. Благодаря гибкой структуре подобные комплексы находят применение в физике, гидроакустике, геологии, медицине, радиолокации и других областях науки и техники.

Л и т е р а т у р а

1. Герм Э.И., Нийнсалу У.А. Быстродействующий спектрально-корреляционный анализатор эхо-сигналов. См. наст. сб., с. 31.

2. Арро И.О., Ваннас В.В. Экспресс-обработка сигналов микроконтроллером "МОСТ". См. наст. сб., с. 27.

3. Хейнрихсен В.Р., Рооси А.Р. Автоматизированный измерительный комплекс на базе ЭВМ, -Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 582, с. 49-54.

4. Нийнсалу У.А. Программное обеспечение микроЭВМ для цифровой обработки эхо-сигналов. См. наст. сб., с. 35.

5. Лумберг Т.И., Хейнрихсен В.Р. Моделирование накопления цифровых сигналов. -Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 582, с. 43-47.

6. Нийнсалу У.А. Реализация поточного спектрального анализатора с помощью БПФ. -Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 582, с. 33-37.

7. Нийнсалу У.А. Использование БПФ для корреляционной обработки. -Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 582, с. 39-42.

8. Ратасепп Я.А., Герм Э.И. Амплитудное и фазовое преобразование квадратурных составляющих сигнала. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 582, с. 17-21.

9. Лойтме О.К. Использование цветового кодирования для отображения эхо-сигналов в темпе эксперимента. См. наст. сб., с. 57.

10. Лумберг Т.И. Диалоговые средства управления экспериментом. См. наст. сб., с. 45.

V. Heinrichsen

Special Fast Digital Signal Processing
System for Automatic Research Equipment

Abstract

Some aspects of building and use of digital signal processing systems are described. The parameters of the system are given.

ПРИНЦИП ИНВАРИАНТНОСТИ И ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА

Качество обнаружения сигнала [1] однозначно определяется порогом, который зависит от критерия обнаружения и помех. При отсутствии априорных данных о характеристиках помех приходится обнаружитель строить адаптивным [2].

Покажем, что задачу адаптации в ряде случаев можно решать применением свойств статистической инвариантности некоторых видов функциональных преобразований относительно помех.

1. Принцип инвариантности. Пусть имеется двумерный вектор со случайными компонентами (ξ_1, ξ_2) , плотностью распределения $W(x_1, x_2)$. Введем произвольные преобразования F_1 и F_2 , причем

$$\eta = F_1(\xi_1, \xi_2) \text{ и } \delta = F_2(\xi_1, \xi_2), F_1 \neq F_2.$$

F_1 и F_2 считаем статистически инвариантными в узком смысле, когда процессы η и δ обладают следующими свойствами:

A. $E(\eta) = E(\delta)$,

B. $D(\eta) = D(\delta)$,

а в широком смысле, когда удовлетворяется еще дополнительное условие:

C. $W(y) \equiv W(z)$.

Здесь: E - среднее значение; D - дисперсия,

$W(y)$ - плотность распределения величины η ,

$W(z)$ - плотность распределения величины δ .

2. Рассмотрим следующую пару преобразований:

$$\eta = \xi_1 + \xi_2, \quad \delta = \xi_1 - \xi_2.$$

Поскольку $E(\eta) = E(\xi_1) + E(\xi_2)$

и $E(\delta) = E(\xi_1) - E(\xi_2)$,

то для удовлетворения условия А требуется, чтобы $E(\xi_2) = 0$, причем $E(\xi_1)$ может быть произвольным.

$$D(\eta) = D(\xi_1) + 2R\sqrt{D(\xi_1)D(\xi_2)} + D(\xi_2),$$

$$D(\delta) = D(\xi_1) - 2R\sqrt{D(\xi_1)D(\xi_2)} + D(\xi_2).$$

Условие В удовлетворяется, когда коэффициент корреляции $R = 0$.

Таким образом, η и δ являются статистически эквивалентными в узком смысле (благодаря инвариантности F_1 и F_2) если $E(\xi_2) = R = 0$ независимо от распределения ξ_1 и ξ_2 .

Третье условие выполняется [3], когда

$$W(y) = \int_{-\infty}^{\infty} W(u, y-u) du = W(z) = \int_{-\infty}^{\infty} W(u, y+u) du.$$

Заменой переменной интегрирования условие равенства плотностей распределений можно записать в следующем виде:

$$\int_{-\infty}^{\infty} W(y-v, v) dv = \int_{-\infty}^{\infty} W(v-y, v) dv, \quad \forall y \in \{-\infty, \infty\}.$$

Из этого равенства вытекает достаточное условие

$$W(-u, v) \equiv W(u, v),$$

т.е. $W(u, v)$ должна быть четной функцией относительно первого аргумента.

3. Приложение. Предположим, что на вход обнаружителя поступает реализация следующего вида:

$$X_k(t) = s[t + (\kappa - 1)T, \bar{\varphi}_\kappa] + n_\kappa(t),$$

где κ - номер реализаций, $\kappa = 1, 2, \dots$,

T - период повторения (больше интервала корреляции помехи),

$\bar{\varphi}_\kappa$ - вектор параметров,

$s(t)$ - полезный сигнал,

$n(t)$ - помеха,

t - текущее время.

3.1. Пусть $\bar{\varphi}_\kappa = \text{const}$, $E[n_\kappa(t)] = 0$, $R = 0$,

$$s[t + (j-1)T, \varphi_j] = s[t + (\kappa-1)T, \bar{\varphi}_\kappa], \quad \forall j, \kappa.$$

Тогда $\eta_{\kappa i}(t) = 2 \cdot s[t + (\kappa-1)T, \bar{\varphi}_\kappa] + n_\kappa(t) + n_{\kappa-i}(t)$,

$$\delta_{\kappa i}(t) = n_\kappa(t) - n_{\kappa-i}(t).$$

Благодаря статистической эквивалентности $\eta_{ki}(t)$ и $\delta_{ki}(t)$ относительно шумов, обнаружение сигнала можно осуществить по реализации $\eta_{ki}(t)$, а вычисление порога по $\delta_{ki}(t)$.

$$3.2. \bar{\varphi}_k \neq \text{const}, E[\eta_k(t)] = R = 0,$$

$$s[t + (k-1)T, \bar{\varphi}_k] = A(t_k) \cos[W_0 t + \bar{\varphi}_k],$$

$$A(t_k) \equiv A(t), \omega_0 [t + (k-1)T] \equiv \omega_0 t.$$

Тогда $d_{ki}(t) = s_k(t) - s_{k-i}(t) =$

$$= 2A(t_k) \sin\left(\frac{\bar{\varphi}_k - \bar{\varphi}_{k-i}}{2}\right) \sin\left(\omega_0 t + \frac{\bar{\varphi}_k + \bar{\varphi}_{k-i}}{2}\right),$$

$$c_{ki}(t) = s_k(t) + s_{k-i}(t) = 2A(t_k) \cos\left(\frac{\bar{\varphi}_k - \bar{\varphi}_{k-i}}{2}\right) \cos\left(\omega_0 t + \frac{\bar{\varphi}_k + \bar{\varphi}_{k-i}}{2}\right),$$

$$\eta_{ki}(t) = c_{ki}(t) + n_k(t) + n_{k-i}(t),$$

$$\delta_{ki}(t) = d_{ki}(t) + n_k(t) - n_{k-i}(t).$$

Если $\bar{\varphi}_k - \bar{\varphi}_{k-1} = \Delta \bar{\varphi}_i = \text{const.}$,

можно выделить реализации, содержащие информацию о сигнале и только о помехе путем повторного применения процедуры сложения-вычитания относительно $\eta_{ki}(t)$ и $\delta_{ki}(t)$

$$y_{kpi}(t) = \eta_{k+p,i}(t) + \eta_{k,i}(t) =$$

$$= 2c_{ki}(t) + n_{k+p}(t) + n_{k+p-i}(t) + n_k(t) + n_{k-i}(t),$$

$$e_{kpi}(t) = \eta_{k+p,i}(t) - \eta_{k,i}(t) =$$

$$= n_{k+p}(t) + n_{k+p-i}(t) - n_k(t) - n_{k-i}(t),$$

$$g_{kpi}(t) = \delta_{k+p,i}(t) + \delta_{k,i}(t) =$$

$$= 2d_{ki}(t) + n_{k+p}(t) - n_{k+p-i}(t) + n_k(t) - n_{k-i}(t),$$

$$u_{kpi}(t) = \delta_{k+p,i}(t) - \delta_{k,i}(t) =$$

$$= n_{k+p}(t) - n_{k+p-i}(t) - n_k(t) + n_{k-i}(t).$$

Нетрудно заметить, что при $p=i$ $e_{kpi}(t)$ опишет шум в канале $G_{kpi}(t)$ точно.

Теперь по $u_{kpi}(t)$ вырабатывается порог для обнаружения $c_{ki}(t)$, а по $e_{kpi}(t)$ для $d_{ki}(t)$.

Заключение. Показано, что путем выбора пары функциональных преобразований при их инвариантности в указанном здесь смысле можно при последовательной обработке повторяемых реализаций выделить самостоятельные каналы, сигналы в которых являются статистически эквивалентными помехами тех реализаций, по которым осуществляется обнаружение. Это позволяет вырабатывать порог обнаружителя, исходя из заданно-

го критерия в ряде случаев точно (нормальное распределение помехи).

Очевидно, если принимаемую реализацию отождествлять с сигналом, отраженным от некоторого объекта, то первый случай дает алгоритмы обработки, когда объекты неподвижны, а второй – когда объекты неподвижны или перемещаются с постоянной скоростью.

Л и т е р а т у р а

1. Теория обнаружения сигналов / Под ред. П.А. Бакута. М., Высшая школа, 1984.

2. Стратанович Р.Л. Принципы адаптивного приема. М., Советское радио, 1973.

3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М., Советское радио, 1969.

I. Arro

Das Invariantprinzip und die Signalauffindung

Zusammenfassung

Es wird gezeigt, daß durch die Wahl einiger Paare der invarianten Umwandlungen bei der aufeinanderfolgenden Verarbeitung der wiederholten Realisierungen man die selbständigen Kanäle aussondern kann, in denen Signale statistisch äquivalent dem Rauschen deren Realisierungen sind, nach denen die Auffindung erfolgt. Das erlaubt in einigen Fällen die Schwelle genau zu bestimmen.

ОПТИМАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ КОМПЛЕКСНОЙ ОГИБАЮЩЕЙ СИНХРОННЫМИ ДЕТЕКТОРАМИ

Введение

Разделение принятого случайного процесса

$$s(t) = a_c(t) \cos \omega_0 t + a_s(t) \sin \omega_0 t \quad (1)$$

на квадратурные компоненты $a_c(t)$ и $a_s(t)$

$$\begin{aligned} a_c(t) &= s(t) \cos \omega_0 t + \hat{s}(t) \sin \omega_0 t \\ a_s(t) &= s(t) \sin \omega_0 t - \hat{s}(t) \sin \omega_0 t, \end{aligned} \quad (2)$$

где $\hat{s}(t) = L[s(t)]$ - преобразование Гильберта над сигналом $s(t)$, часто производится приближенно при помощи синхронных детекторов со сдвинутыми по фазе опорными сигналами и с последующей отфильтровкой низкочастотных компонент $y_c(t)$ и $y_s(t)$ - рис. 1.

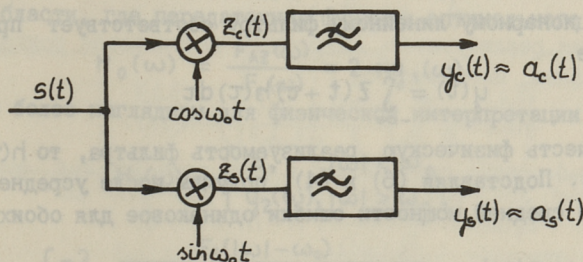


Рис. 1. Схема выделения комплексной огибающей при помощи синхронных детекторов.

Показано [1, 2], что такая схема не является оптимальной и меньшую погрешность дает определение (2) с приближенным выполнением преобразования Гильберта [3].

Оптимальной при реализации считается схема, гарантирующая заданную точность при наименьших затратах. Полностью решить эту проблему значительно сложнее, так как реализация тех или иных схем зависит от быстро развивающейся элементной базы. Далее ищем ответ на вопрос - какова максимальная точность схемы на рис. I и как эту точность обеспечить?

Формулировка задачи

Ошибка выделения комплексной огибающей как случайный процесс

$$\tilde{\epsilon}(t) = y_c(t) - a_c(t) + iy_s(t) - ia_s(t) = \epsilon_c(t) + i\epsilon_s(t) \quad (3)$$

характеризуется средней мощностью [4]

$$\begin{aligned} \mu &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} m_1 \{ |\tilde{\epsilon}(t)| \} dt = \\ &= \langle m_1 \{ \epsilon_c^2(t) \} \rangle + \langle m_1 \{ \epsilon_s^2(t) \} \rangle = \epsilon_c + \epsilon_s, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\langle m_1 \{ \cdot \} \rangle$ - операция усреднения по времени функции $m_1 \{ \cdot \}$, обозначающей среднюю по вероятности.

Оптимальным считаем комплексный (двухканальный) фильтр с импульсным откликом

$$\tilde{h}(\tau) = h_c(\tau) + ih_s(\tau), \quad (5)$$

минимизирующим уравнение (4). Поставленная задача сводится к независимому отысканию двух импульсных откликов $h_{c0}(\tau)$ и $h_{s0}(\tau)$ минимизирующие соответственно ϵ_c и ϵ_s .

Стационарному линейному фильтру соответствует преобразование

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t+\tau) h(\tau) d\tau \quad (6)$$

и если учесть физическую реализуемость фильтра, то $h(\tau) = 0$ при $\tau < 0$. Подставляя (6) в (4), получим после усреднения уравнение средней мощности ошибки одинаковое для обоих каналов

$$\epsilon = \iint_{-\infty}^{\infty} h(u)h(v)B_z(u-v)dudv - 2\int_{-\infty}^{\infty} h(u)B_{Az}(u)du + B_A(0), \quad (7)$$

где $B_z(\tau)$, $B_{Az}(\tau)$ и $B_A(\tau)$ - усредненные по времени корреляционные функции в общем случае нестационарных случайных процессов $z(t)$ и $a(t)$ в одном из каналов детектора - рис. I.

Функции $B_z(\tau)$ и $B_{Az}(\tau)$ обладают всеми свойствами корреляционных функций стационарных случайных процессов [4] и условие минимума ошибки (7) удовлетворяется стационарным фильтром отклик которого $h_o(\tau)$ определяется решением уравнения оптимальной фильтрации Винера-Хопфа [1]

$$\int_{-\infty}^{\infty} h_o(u) B_z(\tau - u) du = B_{Az}(\tau), \quad (8)$$

к которому при требовании физической реализуемости добавляется условие $h(\tau) = 0$ при $\tau < 0$.

Оптимальный фильтр

Корреляционные функции $B_z(\tau)$, $B_{Az}(\tau)$ и $B_A(\tau)$, входящие в (7)-(8) для обоих каналов схемы на рис. 1, определяются полностью корреляционной функцией входного процесса $B_s(\tau)$

$$\begin{aligned} B_{zC}(\tau) &= B_{zS}(\tau) = B_z(\tau) = \frac{1}{2} B_s(\tau) \cos \omega_0 \tau \\ B_{AzC}(\tau) &= B_{AzS}(\tau) = B_{Az}(\tau) = B_z(\tau) + \frac{1}{2} B_{\hat{s}S}(\tau) \sin \omega_0 \tau \quad (9) \\ B_{AC}(\tau) &= B_{AS}(\tau) = B_A(\tau) = 2 B_{Az}(\tau), \end{aligned}$$

где $B_{\hat{s}S}(\tau) = \hat{B}_s(\tau) = L[B_s(\tau)]$.

Следовательно, при одинаковых фильтрах $h_s(\tau) = h_c(\tau)$ ошибки ε_c и ε_s равны ($\mu = 2\varepsilon$), а оптимальные фильтры являются одинаковыми для обоих каналов $h_{oC}(\tau) = h_{oS}(\tau) = h_o(\tau)$.

Решить интегральное уравнение (8) удобнее в спектральной области, где передаточная функция оптимального фильтра

$$H_o(\omega) = \frac{F_{Az}(\omega)}{F_z(\omega)} = 2 + q_1(\omega) \quad (10a)$$

или в более наглядном для физической интерпретации в виде

$$H_o(\omega) = \begin{cases} 2, & |\omega| < \omega_0 \\ q_2(\omega), & |\omega| > \omega_0, \end{cases} \quad (10б)$$

где

$$q_1(\omega) = \begin{cases} -2 \frac{F_s(|\omega| - \omega_0)}{F_s(|\omega| + \omega_0) + F_s(|\omega| - \omega_0)}, & |\omega| > \omega_0 \\ 0, & |\omega| < \omega_0 \end{cases} \quad (10в)$$

и

$$q_2(\omega) = \frac{F_s(|\omega| + \omega_0)}{F_s(|\omega| + \omega_0) + F_s(|\omega| - \omega_0)}.$$

Спектральные плотности средних мощностей $F_z(\omega)$ и $F_{Az}(\omega)$ в (10a) определялись через соответствующие корреляционные функции (9) формулами Винера-Хинчина.

При отсутствии постоянного составляющего в сигнале $s(t)$, функция $H_0(\omega)$ в точке $\omega = \omega_0$ непрерывна и для сигналов, для которых выделение комплексной огибающей представляет практический интерес $\lim_{\omega \rightarrow \infty} H_0(\omega) = 0$. Вместо двухкратного усиления в полосе $|\omega| < \omega_0$ можно использовать опорные сигналы с двойными амплитудами $2\cos\omega_0 t$ и $2\sin\omega_0 t$. При этом оптимальная передаточная функция

$$H'_0(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_0 \\ q_2(\omega), & |\omega| > \omega_0. \end{cases} \quad (II)$$

Отсутствие мнимой части в функциях $H_0(\omega)$ и $H'_0(\omega)$ является признаком физической нереализуемости подобного фильтра.

Условие физической реализуемости

Решение уравнения (8) с дополнительным условием $h(u) = 0$ при $\tau < 0$ приведено в [1], где передаточная функция реализуемого оптимального фильтра $H_p(\omega)$ ищется в виде последовательного соединения двух фильтров ($H_p(\omega) = H_1(\omega) \cdot H_2(\omega)$).

Функцию передачи отбеливающего фильтра $H_1(\omega) = \chi(\omega)$ определяют спектральной факторизацией

$$F_z(\omega) = |\chi(\omega)|^2 \quad \chi(\omega) = |\chi(\omega)| e^{i\varphi(\omega)}, \quad (I2)$$

которая осуществима только при несингулярных процессах, т.е. для которых выполняется условие Винера-Паллея

$$\int_0^{\infty} \frac{|\ln F_s(\omega)|}{1+\omega^2} d\omega < \infty. \quad (I3)$$

Физическая реализуемость фильтра H_1 достигается подходящим выбором фазы, например [5]

$$\varphi(\omega) = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\ln F_z(u) - \ln F_z(\omega)}{u^2 - \omega^2} d\omega. \quad (I4)$$

Если $F_s(\omega)$ можно представить в виде рациональной функции

$$F_s(\omega) = \frac{P_m(\omega^2)}{P_n(\omega^2)}, \quad n - m = r > 0, \quad (I5)$$

где $P_m(\cdot)$ и $P_n(\cdot)$ - полиномы степени m и n , то функцию $F_z(\omega) = F_s(\omega + \omega_0) + F_s(\omega - \omega_0)$ можно представить в виде произведения

$$F_z(\omega) = c^2 \frac{\prod_i (\omega^2 - \alpha_i^2)}{\prod_j (\omega^2 - \beta_j^2)}, \quad (I6)$$

где через α_i^2 и β_j^2 обозначены корни полиномов $P_m(\cdot)$ и $P_n(\cdot)$. Теперь факторизация производится формулой

$$\chi(\omega) = c \frac{\prod_i (\omega - \alpha_i)}{\prod_j (\omega - \beta_j)}. \quad (I7)$$

Передаточная функция фильтра H_2 определяется уравнением

$$H_2(\omega) = \int_0^{\infty} h_2(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau, \quad (I8)$$

где импульсная реакция

$$h_2(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\chi(\omega)| [2 + q_1(\omega)] e^{i[\varphi(\omega) + \omega\tau]} d\omega. \quad (I9)$$

Если в качестве $F_5(\omega)$ брать более широкий класс функций, то мы можем встретиться с сингулярными случайными процессами, для которых фильтры H_1 и H_2 отсутствуют (интегралы в формулах (I3)-(I4) расходятся). Например, если $F_5(\omega)$, а следовательно, и $F_z(\omega)$ убывают при $\omega \rightarrow \infty$ пропорционально $e^{-\alpha\omega}$, где $\alpha > 0$, то условие (I3) не выполняется. Это значит, что в данном случае $\sqrt{F_z(\omega)}$ не может быть амплитудно-частотной характеристикой ни одного реального фильтра. Последнее заставляет искать другие пути реализации, теперь уже квазиоптимальных фильтров.

Квазиоптимальный трансверсальный фильтр

Процесс $Z(t)$ на выходе идеальных умножителей имеет спектр средней мощности $F_z(\omega)$, из состава которого необходимо при помощи фильтра $H_0(\omega)$ выделить низкочастотные компоненты - рис. 2. При отсутствии высокочастотных шумов мож-

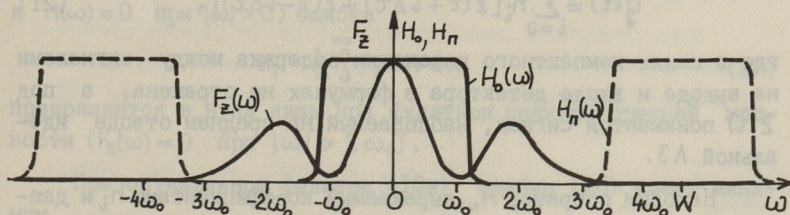


Рис. 2. Фильтрация низкочастотных компонент.

но выбрать достаточный для подавления высокочастотных компонент период W и использовать для фильтрации функцию $H_n(\omega)$, являющуюся периодическим продолжением передаточной функции оптимального фильтра H_0 . Периодическую функцию $H_n(\omega)$ можно разложить в тригонометрический ряд Фурье

$$H_n(\omega) = \sum_{i=0}^{\infty} h_i \cos i \Delta \tau, \quad \Delta \tau = \frac{2\pi}{W}. \quad (20)$$

Если ограничиваться первыми $N+1$ членами в разложении (20), то соответствующая передаточная функция $H_N(\omega)$ может быть реализована в виде трансверсального фильтра на базе линии задержек (ЛЗ) — рис. 3.

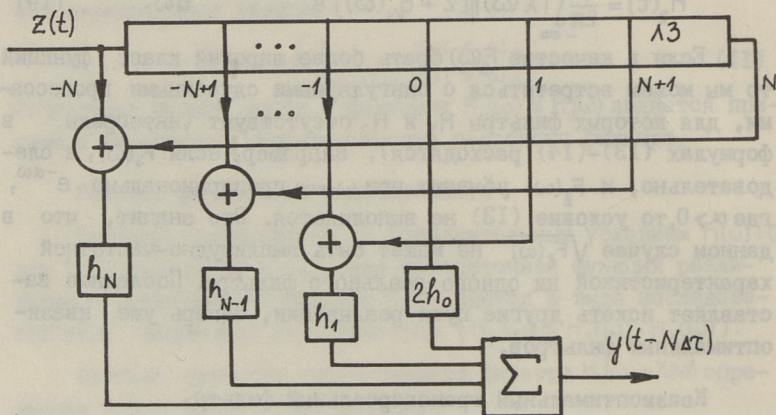


Рис. 3. Фильтр на базе линии задержек с $2N+1$ отводами.

Во временной области фильтру H_N соответствует преобразование

$$y(t) = \sum_{i=0}^N h_i [z(t + i \Delta \tau) + z(t - i \Delta \tau)], \quad (21)$$

где в целях компактного изложения задержка между сигналами на выходе и входе детектора в формулах не отражена, а под $z(t)$ понимается сигнал, наблюдаемый на среднем отводе идеальной ЛЗ.

Находим оператор H_N , выражаемый коэффициентами h_i и дающий минимум среднеквадратической погрешности (4) на выходах обоих каналов. Вектор оптимальных коэффициентов H_0 получается решением системы линейных уравнений $N+1$ порядка

$$R_z H_0 = R_{Az}, \quad (22)$$

где элементы корреляционной матрицы R_z и вектора взаимной корреляции R_{Az} определяются отсчетами соответствующих нормированных корреляционных функций $\rho_z(\tau)$ и $\rho_{Az}(\tau)$

$$r_{ij} = \rho_z [(i+j)\Delta\tau] + \rho_z [(i-j)\Delta\tau], \quad r_j = \rho_{Az}(j\Delta\tau) \quad (23)$$

$$\rho_z(\tau) = B_0^{-1} B_z(\tau), \quad \rho_{Az}(\tau) = B_0^{-1} B_{Az}(\tau), \quad B_0 = B_z(0) = B_{Az}(0) = 0,5 B_A(0)$$

Полученные оптимальные коэффициенты одинаковы для обоих каналов.

Погрешность детектора

Средняя мощность ошибки в одном канале вычисляется формулой (7), которая с учетом (9) принимает вид

$$\begin{aligned} \varepsilon = & \frac{1}{2} \iint_{-\infty}^{\infty} h(u) h(v) B_s(u-v) \cos \omega_0(u-v) du dv + B_s(0) - \\ & - \int_{-\infty}^{\infty} h(u) [B_s(u) \cos \omega_0 u + B_{\hat{s}s}(u) \sin \omega_0 u] du. \end{aligned} \quad (24)$$

В частотной области ошибка (7) определяется формулой:

$$\varepsilon = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \{ |H(\omega)|^2 F_z(\omega) - 2 \operatorname{Re} [H(\omega)] \cdot F_{Az}(\omega) + F_A(\omega) \} d\omega, \quad (25)$$

которая с учетом (9)-(10) принимает вид

$$\begin{aligned} \varepsilon = & \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_0} F_z(\omega) |H(\omega) - 2|^2 d\omega + \frac{1}{\pi} \int_{2\omega_0}^{\infty} F_s(\omega) d\omega + \\ & + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_0} \{ |H(\omega)|^2 F_z(\omega) - \operatorname{Re} [H(\omega)] F_s(\omega + \omega_0) \} d\omega. \end{aligned} \quad (26)$$

При идеальном фильтре низких частот ($H(\omega) = \text{const}$ при $|\omega| < \omega_0$ и $H(\omega) = 0$ при $|\omega| > 0$) ошибка

$$\varepsilon_r = \frac{1}{\pi} \int_{2\omega_0}^{\infty} F_s(\omega) d\omega \quad (27)$$

превращается в нуль лишь при финитном спектре средней мощности ($F_s(\omega) = 0$ при $|\omega| > 2\omega_0$).

При оптимальном фильтре (10а) ошибка (26) имеет минимум

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{\pi} \int_{2\omega_0}^{\infty} \frac{F_s(\omega) \cdot F_s(\omega - 2\omega_0)}{F_s(\omega) + F_s(\omega - 2\omega_0)} d\omega < \varepsilon_r. \quad (28)$$

Физический реализуемый оптимальный фильтр дает погрешность

$$\varepsilon_p = \varepsilon_0 + \int_{-\infty}^0 h_2^2(\tau) d\tau, \quad (29)$$

где ухудшение качества определяется через ту часть импульсной реакции (19), которая отсекается в формуле (18) в силу условия физической реализуемости.

При реализации трансверсального фильтра $N+1$ коэффициентами, образующими вектор H_N , погрешность в одном канале

$$\varepsilon_N = 2B_0(H_N R_z H_N - 2R_{AZ} H_N + 1), \quad (30)$$

где матрица R_z и вектор R_{AZ} определены по (22)-(23). При оптимальных коэффициентах, вычисленных по (22) погрешность (30) имеет минимум

$$\varepsilon_{N0} = 2B_0(1 - R_{AZ} H_0) = 2B_0(1 - H_0 R_z H_0) = 2B_0(1 - R_{AZ} R_{AZ}^{-1} R_{AZ}) > \varepsilon_0. \quad (31)$$

Заключение

При практической реализации схемы на рис. 1 необходимо учитывать дополнительные погрешности умножителей и линии задержек, которые не были рассмотрены. В первом приближении эти погрешности не являются принципиальными и могут быть преодолены ценой увеличения затрат.

Перечисленные недостатки отпадают в цифровом детекторе, где вместо ЛЗ используются регистры сдвига, а вместо аналоговых умножителей и сумматоров - соответствующие цифровые схемы. Задержки $\Delta\tau$ могут быть теперь лишь кратными с интервалом дискретизации Δt в АЦП. Наиболее экономным получается цифровой детектор при $\Delta t = \pi/2\omega_0$. Тогда сложные цифровые умножители можно опустить, так как опорные сигналы $\cos\omega_0 i \Delta t$ и $\sin\omega_0 i \Delta t$ принимают значения $-1, 0$ или 1 .

Если требуемая точность детектора не гарантируется рассмотренным фильтром, то необходимо реализовать детектор с приближенным выполнением преобразования Гильберта [3].

Л и т е р а т у р а

1. Френкс Л. Теория сигналов. М., Сов. радио, 1974. 344 с.

2. Вакман Д.Е. О наилучшем реализуемом приближении к преобразованию Гильберта. - Радиотехника и электроника, 1976, № 7, с. 1417-1426.

3. Суллакатко Т.Ю. Исследование детектора комплексной огибающей. - Радиотехника, 1984, № 2, с. 38-40.

4. Грибанов Ю.И., Мальков В.Л. Спектральный анализ случайных процессов. М., Энергия, 1974. 240 с.

5. Вайнштейн Л.А., Зубаков В.Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех. М., Сов. радио, 1960. 448 с.

T. Sullakatko

Optimal Complex Filter in Output
of the Phase-Sensitive Detector

Abstract

A least-square synthesis of quadrature receiving system using identical filters on both channels to produce baseband complex signal is presented.

$$s(t, u_k, \theta, \varepsilon) = \sqrt{E/T} \sin[\omega_0 t + \varphi(t, u_k) + \theta]$$

где E - энергия сигнала на интервале модуляции T ;
 ω_0 - центральная частота;
 t - текущее время;

$$\varphi(t, u_k) = \frac{\pi}{2} \left[\sum_{i=0}^{k-1} u_i + u_k \left(\frac{t + \varepsilon}{T} - k \right) \right]$$

фаза, зависящая от последовательности информационных символов $u_k = \{u_0, u_1, \dots, u_k\}$;
 θ, ε - случайные сдвиги фаз несущей и тактовой частот, равномерно распределенные в интервале $[-\pi; \pi]$.

Принятый сигнал:

$$r(t) = s(t, u_k, \theta, \varepsilon) + n(t)$$

где $n(t)$ - ограниченный по частоте гауссов шум с равномерным спектральным уровнем $N/2$ от $-B$ до $+B$ Hz.

Образуем вектор $r = \{r_i\}$ путем равномерной дискретизации сигнала $r(t)$ в N точках на временном интервале $(0; KT)$.

СИСТЕМЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ НЕСУЩЕЙ И ТАКТОВОЙ
СИНХРОНИЗАЦИИ В ПРИЕМНИКЕ МЧМ

Когерентный прием позволяет в полной мере использовать свойства МЧМ-сигнала. Система восстановления несущей (ВН) должна вырабатывать местный сигнал, близкий по частоте и фазе с приходящим. Кроме того, необходима тактовая синхронизация (ТС), дающая информацию о моментах начала и конца передачи информационного символа.

В спектре МЧМ-сигнала отсутствуют дискретные составляющие на несущей и тактовой частотах. Поэтому их традиционное выделение при помощи узкополосных систем ФАПЧ невозможно.

Переданный МЧМ-сигнал может быть представлен в виде [1,

$$2]: \quad s(t, \underline{u}_k, \theta, \varepsilon) = \sqrt{2E/T} \sin[\omega_0 t + \varphi(t, \underline{u}_k) + \theta],$$

$$kT - \varepsilon < t \leq (k+1)T - \varepsilon, \quad (1)$$

где E - энергия сигнала на интервале манипуляции T ;

ω_0 - центральная частота;

t - текущее время;

$$\varphi(t, \underline{u}_k) = \frac{\pi}{2} \left[\sum_{i=0}^{k-1} u_i + u_k \left(\frac{t + \varepsilon}{T} - k \right) \right] -$$

- фаза, зависящая от последовательности информационных символов $\underline{u}_k = \{u_0, u_1, \dots, u_k\}$;

θ, ε - случайные сдвиги фаз несущей и тактовой частот, равномерно распределенные в интервале $[-\pi; \pi]$.

Принимаемый сигнал:

$$r(t) = s(t, \underline{u}_k, \theta, \varepsilon) + n(t), \quad (2)$$

где $r(t)$ - ограниченный по частоте гауссов шум с равномерным спектром мощности $N/2$ от $-B$ до $+B$ Нз.

Образуем вектор $r = \vec{s} - \vec{n}$ путем равномерной дискретизации сигнала $\vec{r}(t)$ в N точках на временном интервале $(0; kT)$.

Оценка фазы несущей и тактовой частот по максимуму апостериорной вероятности (МАН-оценка) [3] состоит в определении значений θ и ε , максимизирующих плотность распределения апостериорной плотности вероятности θ и ε при данном векторе \vec{r} . По правилу Байеса

$$P(\theta, \varepsilon | \vec{r}) = P(\vec{r} | \theta, \varepsilon) P(\theta, \varepsilon) / P(\vec{r}), \quad (3)$$

где

$$P(\vec{r} | \theta, \varepsilon) = \int_{-\infty}^{\infty} P(\vec{r} | \underline{u}_k, \theta, \varepsilon) P(\underline{u}_k) d\underline{u}_k. \quad (4)$$

Вектор \vec{S} однозначно определен последовательностью информационных символов и фазами несущей и тактовой частот. Тогда:

$$P(\vec{r} | \underline{u}_k, \theta, \varepsilon) = P(\vec{r} | \vec{S}) = - \frac{1}{(2\pi N_0 B)^{N/2}} \exp\left(-\frac{1}{N_0} \times \left(\sum_{i=1}^N r_i^2 \Delta t + \sum_{i=1}^N s_i^2 \Delta t - 2 \sum_{i=1}^N r_i s_i \Delta t\right)\right), \quad (5)$$

где $\Delta t = \frac{1}{2B}$ - интервал дискретизации.

Так как $s(t)$ - процесс с постоянной огибающей, то при $\Delta t \ll T$ первое и второе слагаемые под знаком экспоненты не зависят от θ и ε , т.е.

$$P(\vec{r} | \underline{u}_k, \theta, \varepsilon) = C_0(\vec{r}) \exp\left[\frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^N r(t_i) s(t_i, \underline{u}_k, \theta, \varepsilon) \Delta t\right], \quad (6)$$

где $C_0(\vec{r})$ - функция только \vec{r} .

Если известна оценка $\hat{\underline{u}}_k$ переданной последовательности информационных символов \underline{u}_k , то выражение (4) может быть записано в виде

$$P(\vec{r} | \theta, \varepsilon) = C_0(\vec{r}) \exp\left[\frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^N r(t_i) s(t_i, \hat{\underline{u}}_k, \theta, \varepsilon) \Delta t\right]. \quad (7)$$

Таким образом, возникает обратная связь по решению.

Необходимые условия, которым должны удовлетворять величины $\hat{\theta}$ и $\hat{\varepsilon}$, чтобы быть МАН-оценками θ и ε соответственно:

$$\left. \frac{\partial \ln P(\vec{r} | \theta, \varepsilon)}{\partial \theta} \right|_{\substack{\theta = \hat{\theta} \\ \varepsilon = \hat{\varepsilon}}} = 0, \quad \left. \frac{\partial \ln P(\vec{r} | \theta, \varepsilon)}{\partial \varepsilon} \right|_{\substack{\theta = \hat{\theta} \\ \varepsilon = \hat{\varepsilon}}} = 0, \quad (8)$$

что эквивалентно

$$\sum_{i=1}^N r(t_i) \left. \frac{\partial s(t_i, \hat{u}_k, \theta, \varepsilon)}{\partial \theta} \right|_{\substack{\theta = \hat{\theta} \\ \varepsilon = \hat{\varepsilon}}} = 0, \quad \sum_{i=1}^N r(t_i) \left. \frac{\partial s(t_i, \hat{u}_k, \theta, \varepsilon)}{\partial \varepsilon} \right|_{\substack{\theta = \hat{\theta} \\ \varepsilon = \hat{\varepsilon}}} = 0, \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{k-1} e_n(\theta) &= \sum_{i=1}^N \frac{\partial s(t_i, \hat{u}_k, \theta, \varepsilon)}{\partial \theta} = \\ &= \sum_{i=1}^N \sqrt{2E/T} \cos[\omega_0 t_i + \varphi(t_i, \hat{u}_k) \hat{\theta}] r(t_i), \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{k-1} e_n(\varepsilon) &= \sum_{i=1}^N \frac{\partial s(t_i, \hat{u}_k, \theta, \varepsilon)}{\partial \varepsilon} = \\ &= \sum_{i=1}^N \sqrt{2E/T} \hat{u}_k \frac{\pi}{2T} \cos[\omega_0 t_i + \varphi(t_i, \hat{u}_k) + \hat{\theta}] r(t_i). \end{aligned} \quad (11)$$

Левые части выражений (10) и (11) могут быть рассмотрены как сигналы ошибок, значения которых нужно стремиться сделать нулевыми, управляя оценками $\hat{\theta}$ и $\hat{\varepsilon}$.

В детекторе Витерби [4] расчет метрики ветви производится в каждом интервале манипуляции для всех возможных u_n , x_n :

$$\lambda(x_n, u_n) = \sum_{i=1}^{N/k} r(t_i) \sin[\omega_0 t_i + \varphi(t_i, u_n) + \hat{\theta}_n], \quad (12)$$

где x_n - начальная фаза в n -ом интервале манипуляции. Обозначим:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{cc} &= \sum_{i=1}^{N/k} r(t_i) \cos(\omega_0 t_i + \hat{\theta}_n) \cos\left[\frac{\pi}{2T}(t_i + \hat{\varepsilon})\right], \\ x_{cs} &= \sum_{i=1}^{N/k} r(t_i) \cos(\omega_0 t_i + \hat{\theta}_n) \sin\left[\frac{\pi}{2T}(t_i + \hat{\varepsilon})\right], \end{aligned} \quad (13)$$

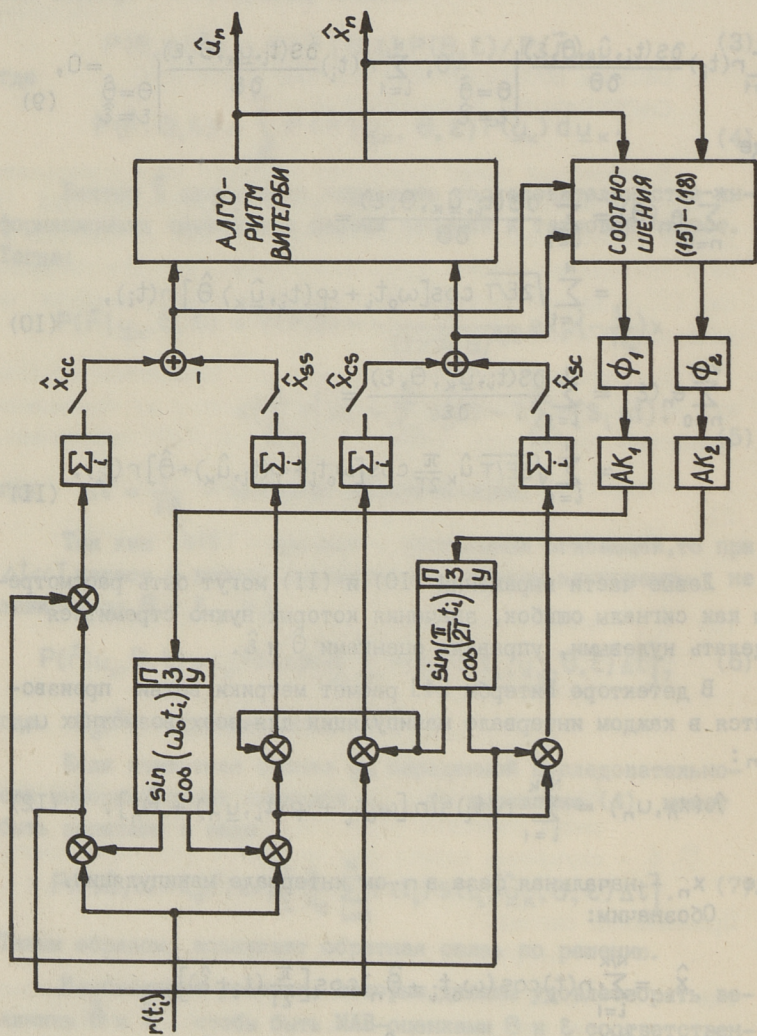


Рис. 1. Приемник МЧМ с системами ТС и ВВ.

$$\hat{x}_{sc} = \sum_{i=1}^{N/K} r(t_i) \sin(\omega_0 t_i + \hat{\theta}_n) \cos \left[\frac{\pi}{2T} (t_i + \hat{\varepsilon}) \right],$$

$$\hat{x}_{ss} = \sum_{i=1}^{N/K} r(t_i) \sin(\omega_0 t_i + \hat{\theta}_n) \sin \left[\frac{\pi}{2T} (t_i + \hat{\varepsilon}) \right],$$

тогда

$$\lambda(x_n, u_n) = -(\hat{x}_{cc} - \hat{x}_{ss}) \sin(x_n) + (\hat{x}_{cs} + \hat{x}_{sc}) \cos(x_n), \quad (I4)$$

$$e_n(\theta) = (\hat{x}_{cc} - \hat{x}_{ss}) \cos(\hat{x}_n) - (\hat{x}_{cs} + \hat{x}_{sc}) \sin(\hat{x}_n), \quad (I5)$$

$$e_n(\varepsilon) = \hat{u}_n e_n(\theta), \quad (I6)$$

$$e(\theta) = \sum_{n=0}^{K-1} e_n(\theta), \quad (I7)$$

$$e(\varepsilon) = \sum_{n=0}^{K-1} e_n(\varepsilon). \quad (I8)$$

На рис. I представлена структура приемника с детектором Витерби и, в отличие от [5], автономными системами НН и ТС. Принимаемый сигнал смешивается с сигналами местных генераторов

$$\cos(\omega_0 t_i), \sin(\omega_0 t_i), \cos\left(\frac{\pi}{2T} t_i\right), \sin\left(\frac{\pi}{2T} t_i\right),$$

образуя четыре квадратурные компоненты, поступающие на соответствующие сумматоры как цифровые аналоги интеграторов. Значения сигналов местных генераторов хранятся в соответствующих ПЗУ. Каждые K интервалов манипуляции соответствующие адресные контроллеры АК корректируют текущие адреса на основании отфильтрованных значений сигналов фазовых ошибок $e(\theta)$ и $e(\varepsilon)$ фильтрами Φ_1 и Φ_2 соответственно. В конце каждого интервала манипуляции на выходе детектора Витерби появляются оценки \hat{u}_k и \hat{x}_k , последовательность которых, согласно (I5)–(I8) участвует в определении сигналов фазовых ошибок $e(\theta)$ и $e(\varepsilon)$ через каждые K интервалов.

В итоге получена структура приемника МЧМ с оптимальными автономными системами тактовой синхронизации и восстановления несущей.

Л и т е р а т у р а

И. С м о л я н с к и й Л.Э. Сигнал с квадратурно-фазовой манипуляцией. – Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982. № 540, с. 45–51.

2. Крохин В.В., Беляев В.Ю. и др. Методы модуляции и приема цифровых частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой. - Зарубежная радиоэлектроника, 1982, № 4.

3. Van Trees H.L. Detection, estimation and modulation theory. Part I. New York, Wiley, 1968.

4. Forney G.D. The Viterbi algorithm. - IEEE Transactions on Communications, 1972, N 3.

5. Morigiro Y., Nakajima S., Fukuya N. - IEEE Transactions on Communications, v. COM-27, 1979, N 10.

L. Smolyansky

Simultaneous Carrier and Symbol Timing Synchronisations in MSK Receiver

Abstract

The structure of MSK (Minimum Shift Keying) digital receiver with Viterbi detector and simultaneous carrier and symbol timing synchronisations is derived using the maximum a posteriori estimation theory.

ЭКСПРЕСС-ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОМ
"МОСТ"

Микроконтроллер обработки сигналов "МОСТ" [1, 2] предназначен для электрического и информационного согласования двухканального радиометрического приемника с универсальной микроЭВМ "Электроника 60", цифровой обработки и сжатия объемов передаваемых данных.

Аппаратно, в цифровом виде, выполняются следующие функциональные преобразования:

- контроль переполнения аналогово-цифрового преобразователя (АЦП);
- выработка сигнала для автоматического согласования уровней входных сигналов с входным динамическим диапазоном АЦП;
- выделение квадратурных составляющих двух входных сигналов;
- вычисление амплитуды и фазы по квадратурным составляющим;
- одновременное скользящее усреднение четырех массивов;
- накопление последовательных реализаций (8 массивов длиной I к слов каждый);
- вычисление усредненных характеристик реализаций фазы, модуля фазы, квадратурных составляющих и квадратов квадратурных составляющих (мощности) входных сигналов.

Аппаратно реализованные функциональные преобразования осуществляются над II -разрядными (один разряд знаковый) входными словами в темпе поступления входного потока данных. Результаты преобразований нормируются и выходные слова имеют длину II разрядов.

В целях выявления основных носителей и сокращения объема передаваемой от "МОСТ" к потребителю информации разработан специальный пакет прикладных программ.

Следует отметить, что функциональные возможности "МОСТ" значительно шире, и рассматриваемые программы обработки решают лишь первоочередные задачи при обнаружении радиоимпульса.

Конкретный вариант программы обработки сигнала образуется в ходе его диалогового генерирования оператором на основе заранее подготовленных подпрограмм. Условно подпрограммы обработки можно разбить на следующие четыре подкласса:

- подпрограммы сглаживания и фильтрации сигнала;
- подпрограммы вычисления порога;
- подпрограммы порогового обнаружения сигнала;
- подпрограммы вторичной обработки.

Подпрограммы сглаживания сигнала выполняют медианную обработку по трем или пяти точкам, либо весовую обработку окном Гана. Фильтрация сигнала осуществляется на базе прямого и обратного быстрого преобразования Фурье с промежуточным взвешиванием в частотной области.

Подпрограммы вычисления порога используют результаты оценки средних значений и дисперсий помех в квадратурных каналах. Исходя из четырехпараметрического распределения помехи [1] вычислены коэффициенты аппроксимации для вычисления порога по критерию Неймана-Пирсона для пяти разных уровней ложных тревог. Имеется возможность провести обнаружение по амплитуде, по квадратурным составляющим или по фазе. Подпрограммы порогового обнаружения сигнала обеспечивают поиск адреса максимального элемента массива или начального и конечного адресов групп, превышающих порог. Используя названные подпрограммы последовательно, выделяются адреса максимальных элементов групп. Если структура сигнала более сложная и группа содержит множество экстремальных элементов, то для нахождения адресов множества максимальных элементов в группе, следует пользоваться подпрограммой выделения адреса максимального элемента с отбраковкой. Здесь введены дополнительные параметры отбраковки NP1 и NP2 до и после максимума, соответственно. Суть названных параметров заключается

в следующем: выпуклость характеризуется двумя отличительными участками – участком роста до максимума и спада после него. Поскольку сигнал принимается на фоне шумов, то отмеченные участки искажаются, т.е. там, где наблюдается тенденция роста, возникают провалы, а на участках спада выбросы. Чтобы сделать заключение о наличии максимума, мы должны ввести в алгоритм соответствующее решающее правило, которое было бы инвариантным относительно выше отмеченных искажений. NP1, NP2 и являются регулируемыми параметрами решающего правила. Если на участке роста (рис. 1) отсчеты сигнала убывают в интервале, меньшем NP1, то этот участок игнорируется.

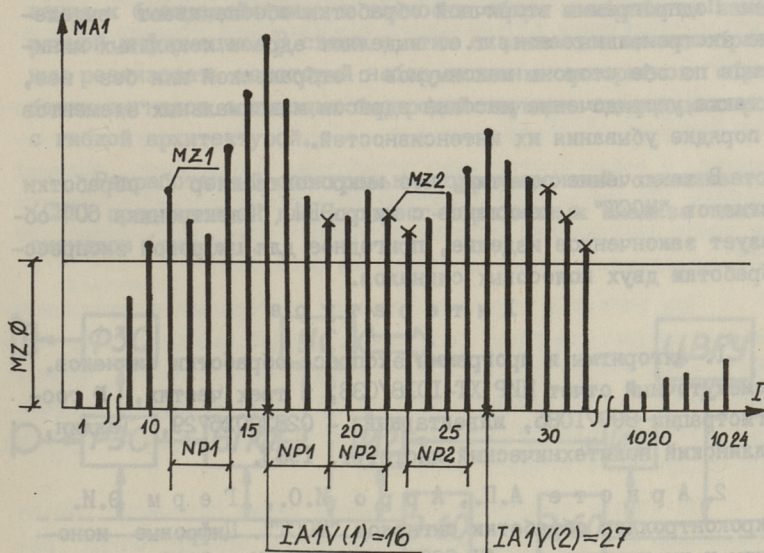


Рис. 1. Поиск адресов максимальных элементов массива с отбраковкой. NP1=NP2=3.

При длительности убывания, равной, или большей NP1, принимается решение о наличии максимума и фиксируется адрес экстремального элемента (на рис. 1, адрес равен SAI(I) = 16, здесь MZφ – порог обнаружения, MZ1, MZ2 – текущие пороги, большие MZφ). После максимума, на участке убывания, игнорируются выбросы в интервале, меньшем NP2 (рис. 1). При появлении тенденции роста в равном или большем, чем NP2

интервале, алгоритм переходит в режим выявления адреса следующего максимального элемента. Как видно из рис. 1, отбраковка сопровождается эффектом сглаживания, но следует обратить внимание на то, что такая обработка является нелинейной.

В общем случае $NP1$ и $NP2$ могут быть неравными и произвольными положительными целыми числами. При $NP1=NP2=1$ на один элемент массива в процессе обработки не игнорируется и адреса всех максимальных элементов выявляются.

Следует отметить, что введение отбраковки увеличивает время расчета не более 50 % по сравнению с алгоритмом выделения адреса глобального максимума массива.

Подпрограммы вторичной обработки обеспечивают выделение экстремальных зон, т.е. выделяют адреса локальных минимумов по обе стороны максимумов с отбраковкой или без нее, а также упорядочение массива адресов максимальных элементов в порядке убывания их интенсивностей.

В заключение отметим, что микроконтроллер обработки сигналов "МОСТ" в комплексе с микроЭВМ "Электроника 60" образует законченное изделие, пригодное для цифровой экспресс-обработки двух полосовых сигналов.

Л и т е р а т у р а

1. Алгоритмы и программы экспресс-обработки сигналов. Промежуточный отчет НИР ХТ-1018/038, в трех частях, № госрегистрации 80071085, инвентарный - 02830026729, Таллин, Таллинский политехнический институт, 1983.

2. А р и с т е А.П., А р р о И.О., Г е р м Э.И. Микроконтроллер обработки сигналов "МОСТ". Цифровые ионозонды и их применение. АН СССР, ИЗМИРАН, М., 1986.

I. Arro, V. Vannas

Signals Express-processing
with Microcontroller "MOST"

Abstract

This article presents the principal functional converting realized by microcontroller hardware. Also the data of microcontroller software are given.

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ СПЕКТРАЛЬНО-КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗАТОР ЭХО-СИГНАЛОВ

Характерными для многих задач являются высокие требования к быстрдействию и точности сбора и обработки измеряемой информации. В связи с этим оказывается целесообразным реализовать некоторый набор типичных алгоритмов обработки сигналов с помощью быстродействующих спецпроцессоров с гибкой архитектурой.

Разработанный спектрально-корреляционный анализатор (СКА) предназначен для экспресс-обработки и анализа эхо-сигналов (рис. 1).

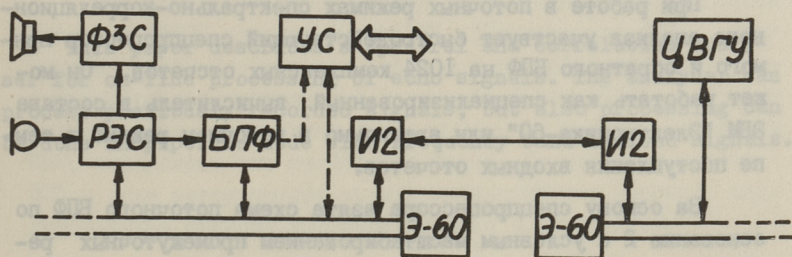


Рис. 1. Структура спектрально-корреляционного анализатора.

Он состоит из формирователя зондирующих сигналов (ФЗС) для управления излучателем, регистратора эхо-сигналов (РЭС), блока быстрого преобразования Фурье (БПФ), двух ЭВМ типа "Электроника-60" (Э-60) с интерфейсными платами И2 и стандартными устройствами, и цветного видеографического устройства (ЦВГУ). С помощью устройства связи (УС) СКА может быть связан с ЭВМ более высокого уровня.

В состав РЭС входит усилитель сигналов с регулируемым коэффициентом усиления от 0 до 60 дБ, 10-разрядный аналого-во-цифровой преобразователь, цифровой квадратурный детектор, вычислитель амплитуды с точностью 7 разрядов, запоминающее устройство объемом 16К слов с возможностью накопления данных до 32 раз.

Работой СКА управляет оператор с помощью ЭВМ системы. СКА может работать в следующих основных режимах: экспресс-обработка эхо-сигналов и их регистрация для вторичной обработки, поточный спектральный анализ сигналов, поточный корреляционный анализ сигналов. Во всех режимах может использоваться автоматическое регулирование усиления (АРУ) для установления оптимального коэффициента усиления усилителя.

В режиме регистрации сигналов после записи производится спектрально-корреляционный анализ в 16 доплеровских каналах, а также другие виды обработки. В поточных режимах работы СКА проводится спектрально-корреляционная обработка в темпе поступления входных отсчетов, при этом данные от РЭС передаются непосредственно на блок БПФ.

При работе в поточных режимах спектрально-корреляционного анализа участвует быстродействующий спецпроцессор прямого и обратного БПФ на 1024 комплексных отсчетов. Он может работать как специализированный вычислитель в составе ЭВМ "Электроника-60" или автономно в поточном режиме в темпе поступления входных отсчетов.

За основу спецпроцессора взята схема поточного БПФ по основанию 2 с условным масштабированием промежуточных результатов. Входные отсчеты представляются в формате фиксированной длиной 11 или 12 разрядов, а промежуточные результаты 16 разрядов.

Вывод результатов в виде графиков спектральных и корреляционных функций производится с помощью ЦВГУ. Связь между двумя ЭВМ реализована на основе стандартного интерфейса И2 и позволяет обмениваться данными со скоростью около 2000 слов в секунду.

Конструктивно блоки РЭС и БПФ размещены в стойке комплекта 15ВУМС-28 вместе с ЭВМ "Электроника-60", а ЦВГУ

размещено в отдельной тумбе, что позволяет работать с ЦВГУ также автономно без ЭВМ системы.

Применение спецпроцессора БПФ и метода поточной обработки позволило получить высокие скорости обработки. В поточных режимах частота поступления комплексных отсчетов входного сигнала процессора БПФ может достигать 500 КГц при спектральной обработке и 100 КГц при корреляционной обработке. Однако высокая скорость обработки требует наличия быстродействующих устройств вывода информации. При данной конфигурации устройств темп обработки в целом ограничивается скоростью вывода и представления информации.

E. Germ, U. Niinsalu

High Speed Spectral and Correlation
Analyser of Echo Signals

Abstract

This paper describes a spectral and correlation analyser for on-line processing of echo signals. The analyser can process previously recorded signals, but also processing can be done in pipeline mode with frequency band-limited signals.

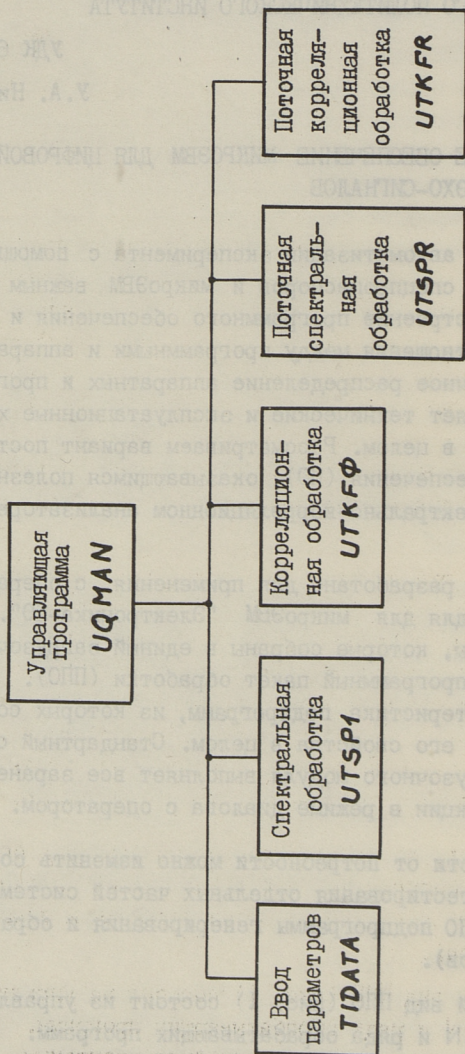
ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ МИКРОЭВМ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ
ОБРАБОТКИ ЭХО-СИГНАЛОВ

В системах автоматизации эксперимента с помощью быстродействующих спецпроцессоров и микроЭВМ важным вопросом является построение программного обеспечения и выбор правильного соотношения между программными и аппаратными средствами. Удачное распределение аппаратных и программных средств определяет технические и эксплуатационные характеристики системы в целом. Рассматриваем вариант построения программного обеспечения (ПО), оказывающимся полезным для применения в спектрально-корреляционном анализаторе эхо-сигналов [1].

ПО системы разработано для применения с операционной системой ФОДОС для для микроЭВМ "Электроника-60". Различные программы, которые собраны в единый загрузочный модуль, образуют программный пакет обработки (ППО). Номенклатура и характеристика подпрограмм, из которых составлен ППО, определяют его свойства в целом. Стандартный состав ППО в виде загрузочного модуля выполняет все заранее подготовленные функции в режиме диалога с оператором.

В зависимости от потребности можно изменить состав ППО (например, для тестирования отдельных частей системы, можно включить в ППО подпрограммы генерирования и обработки тестовых сигналов).

Стандартный вид ППО (рис. 1) состоит из управляющей программы UQMAN и ряда обрабатываемых программ. Используется оверлейная структура построения программы. Управляющая программа из основной области организует вызов нужных подпрограмм обработки, которые размещаются в первой оверлейной области. Распределение памяти в общих чертах представлено на рис. 2.



Рас. 1. Структура программного пакета обработки.

Свободная часть памяти, не занимаемая кодами программ, остается для размещения данных и может быть динамически распределена между ними. Резидентно находятся в этой области таблицы начальных данных, которые заполняются опера-

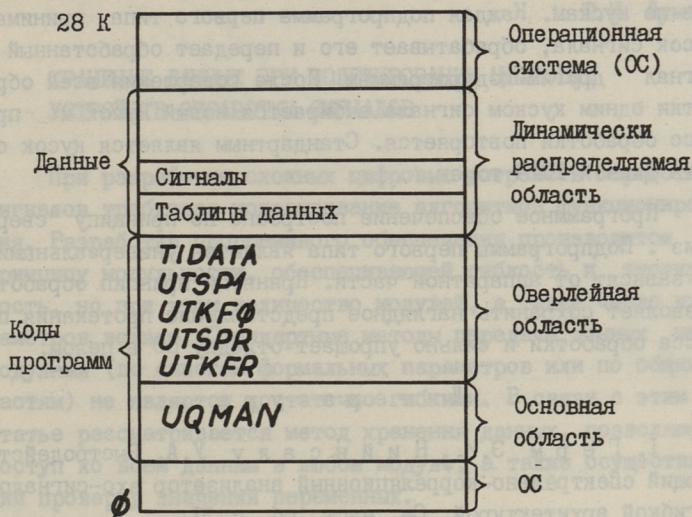


Рис. 2. Распределение памяти при загрузке ППО.

тором в ходе работы с системой. Элементы данных в таблицах различаются по именам. При вводе исходных параметров оператор может присваивать элементам данных новые значения. Первоначально данным присвоены значения по умолчанию.

В динамической памяти также размещены сигналы. Под сигналом понимают массив данных, который образуется из отсчетов какого-нибудь реального или программно генерируемого процесса. Отсчетам этого процесса предшествуют управляющие данные в этом самом массиве. Так, например, сигнал образуют записанные в памяти ЭВМ отсчеты эхо-сигнала, которым добавлена управляющая информация. В ПО обращение к каждому сигналу производится с помощью указателей начального адреса сигнала, которые собраны в общую область именем (SIGNAL).

Подпрограммы ППО целесообразно разделить на две части:

1) подпрограммы, которые производят сигналами функциональные преобразования, в результате которых возникают новые сигналы (например, подпрограмма БПФ);

2) вспомогательные подпрограммы, не требующие для своей работы сигналов.

В программной системе принят принцип обработки сигналов по кускам. Каждая подпрограмма первого типа принимает кусок сигнала, обрабатывает его и передает обработанный сигнал другим подпрограммам. После совершения всей обработки одним куском сигнала выбирается новый кусок и процесс обработки повторяется. Стандартным является кусок сигнала длиной 1024 точек.

Программное обеспечение построено по принципу "сверху вниз". Подпрограммы первого типа являются универсальными и не зависят от аппаратной части. Принятый принцип обработки позволяет сохранить наглядное представление протекания процесса обработки и сильно упрощает отладку ПО в целом.

Л и т е р а т у р а

И. Г е р м Э.И., Н и й н с а л у У.А. Быстродействующий спектрально-корреляционный анализатор эхо-сигналов с гибкой архитектурой. См. наст. сб., с. 31.

U. Niinsalu

Microcomputer Software for Digital Processing of Echo Signals

Abstract

The construction of software for microcomputer "Elektronika-60" is presented. The software has been developed for analysing echo signals. It is reasonable to connect different software modules into one piece on the level of input-output parameters which are formed by arrays of real data samples. A short description of constructed software is presented.

ХРАНЕНИЕ ДАННЫХ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ЦИФРОВЫХ
УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

При разработке сложных цифровых устройств обработки сигналов требуется моделирование алгоритмов функционирования. Разработка программного обеспечения производится по принципу модульности, обеспечивающей гибкость и тестируемость, но при этом количество модулей, а также число их параметров велико. Стандартные методы передачи данных между модулями (по спискам формальных параметров или по общим областям) не являются достаточно гибкими. В связи с этим в статье рассматривается метод хранения данных, позволяющий доступ ко всем данным в любом модуле, а также осуществляющий проверку значений переменных.

Все данные находятся в записях таблицы и идентифицируются ключами. В качестве ключа применяется шестисимвольное имя записи (если имя короче, чем 6 символов, то оставшаяся часть заполняется пробелами). В модулях моделирования и обработки сигналов получают данные или их адреса при помощи специальных подпрограмм по ключам записи.

Существует много алгоритмов поиска, например: последовательный, бинарный поиск, поиск по бинарному дереву, поиск с хешированием [1, 2]. Если сравнивать эти методы по быстрдействию и по простоте реализации, то при записях переменной длины оказывается наиболее целесообразным использовать поиск с хешированием, а коллизии следует разрешить методом цепочек [1, 3]. При этом используют хеш-таблицу, элементы которой, называемые указателями, первоначально равны нулю, собственно таблицу записей, указатель на свободное место в таблице записей P.FREE и длину свободной области L.FREE. Место указателя записи в хеш-таблице определяется хеш-функцией $h(k)$, которая при размере таблицы N удовлетворяет ус-

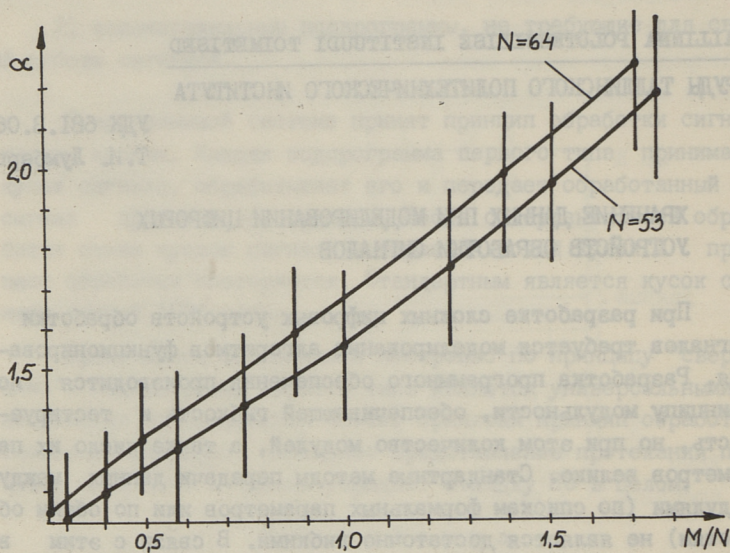


Рис. 1. Зависимость среднего числа сравнений α от заполненности таблицы.

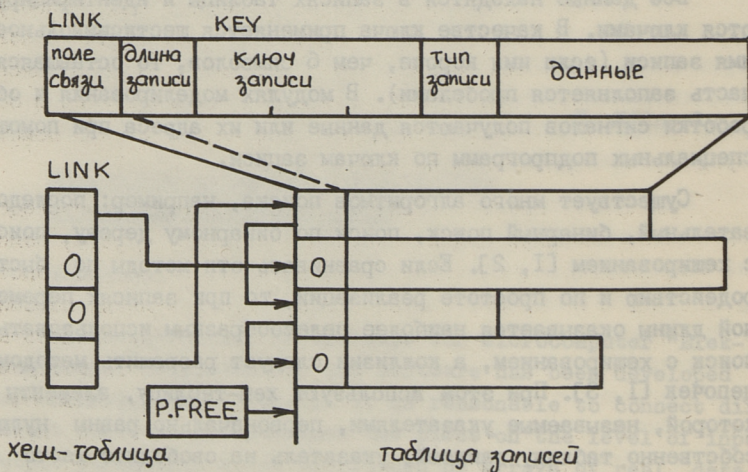


Рис. 2. Структура таблиц.

ловию $0 \leq h(k) < N$ для всех ключей k . Выбор хеш-функций зависит от типа и распределения ключей.

Проведена серия экспериментов со случайными ключами, содержащими равномерно распределенные латинские буквы от A до Z . Длина ключа являлась случайной от 3 до 6 символов, но была дополнена до 6 символов пробелами. Суммировались 3 слова, содержащие по два символа, а в качестве $h(k)$ использовался остаток деления суммы на длину хеш-таблицы N . Известно, [1, 2], что при методе остатка желательнее применять хеш-таблицы, длина которых является начальным числом. На рис. 1 приведены зависимости среднего числа сравнений α от числа записей M при $N = 53$ и $N = 64$, а также отмечены соответствующие стандартные отклонения, полученные при повторении экспериментов 50 раз. Проведены эксперименты и для ряда других начальных чисел, но они повели себя с точностью 5 % как при $N = 53$. Такие же результаты получены, если вместо суммирования применялось суммирование по модулю 2, суммирование со сдвигом или умножение.

Рассмотрим алгоритм добавления записи длиной LEN слов в таблицу по ключу k (см. рис. 2).

1. Вычисляется место указателя P в хеш-таблице по $h(k)$.
2. Если указатель $LINK(P) = 0$, то записи в таблице нет и выполняется шаг 4.
3. Если $K = KEY(P)$, то запись найдена в таблице, иначе поиск продолжается, устанавливается $P := LINK(P)$ и выполняется шаг 2.
3. Запись перемещается в таблицу, начиная $P.FREE + 1$ и устанавливается $LINK(P) := P.FREE$; $LINK(P.FREE) := 0$; $P.FREE := P.FREE + LEN + 1$; $L.FREE := L.FREE - LEN - 1$.

Приведенный алгоритм реализован на языке Макро микро-ЭВМ "Электроника-60". Практическое время поиска (выполнение шагов 1-3 и некоторых проверок) определяется, как $I + 0.07\alpha$ миллисекунд, где α - число сравнений.

Записи в таблицах могут содержать непосредственно данные или их указатели. Использование указателей позволяет включить в таблицу любую информацию.

По организации данные разделяются как переменные, векторы и сигналы. Сигналами называем массивы со специальной

структурой. Они содержат инфо-блок и m реализации. Инфо-блок содержит дополнительную информацию и позволяет стандартизировать модули обработки сигналов. Структура одного типа инфо-блока приведена в таблице.

Т а б л и ц а

Структура массива представляющего сигнал

Индекс массива	Тип числа	Содержимое
I	целое	тип информационного блока = I
2	целое	индекс массива ν , где находится $y_1[0]$
3	веществ.	начальное значение аргумента x_0
5	веществ.	шаг аргумента Δx
7	веществ.	коэфф. нормирования амплитуды A
9	веществ.	коэфф. нормирования аргумента T
II	целое	длина элемента $y[i]$ в словах (I-целое, 2-вещественное число) l
I2	целое	длина реализации n
I3	целое	размерность сигнала d
I4	целое	число реализации m
...		произвольная информация

I. реализация

$$\nu \left| \begin{array}{l} \text{по II} \\ \text{по II} \end{array} \right| \begin{array}{l} y_1[0] \\ y_1[1] \end{array} \quad (d \text{ элементов по } l \text{ слов})$$

...

m реализация

$$\nu + d \cdot l \cdot n \cdot (m-1) \left| \text{---} \right| y_m[0]$$

Каждая реализация y_j представляет значения d -мерной функции $\psi(x^*, \lambda)$, где λ -постоянные параметры в течение одной реализации, а x^* -линейно возрастающий аргумент:

$$y_j[i] = A \varphi(x[i] * T, \lambda_j), \quad j=1 \dots m$$

$$x[i] = (i-1) * \Delta x + x_0, \quad i=1 \dots n,$$

где x_0 и Δx - соответственно начальное значение и шаг аргумента;

A и T - коэффициенты нормирования.

Использование коэффициентов A и T расширяет диапазон зна-

чений q_j и связывает их с реальным миром при исследовании экспериментальных данных.

По типам переменные разделяются как целые, вещественные и комплексные числа, текстовые строки и переменные перечисляемого типа. Значением переменного перечисляемого типа является порядковый номер элемента из множества текстовых строк S . Например, из множества S ('ДА', 'НЕТ', 'ИЛИ') строке 'ИЛИ' соответствует значение перечисляемого типа 3. Кроме значения в таблице могут быть и значения по умолчанию, интервалы или множества допустимых значений. Занесение значений в таблицу производится со специальными модулями, которые проверяют допустимость нового значения q . Если при создании записи был определен допустимый интервал (q_{\min}, q_{\max}) , то проверяется условие $q_{\min} \leq q \leq q_{\max}$, а если было определено множество допустимых значений $q_i, i = 1 \dots n_q$ ($n_q \leq 30$), то q считается допустимым, если $\exists q_i: 1 \leq i \leq n_q: q = q_i$. Если q недопустимо, то его в таблицу не заносят. Такая проверка уменьшает число ошибок при диалоговом вводе данных.

Приведенная методика позволяет строить унифицированные модули цифрового моделирования различных систем, и оказалась необходимой при разработке программ интерактивного управления и ввода данных [4].

Л и т е р а т у р а

1. Т р е м б л е Ж., С о р е н с о н П. Введение в структуры данных. М., Машиностроение, 1982. 784 с.
2. К н у т Д. Искусство программирования. Т. 3. Сортировка и поиск. М., Мир, 1978. 846 с.
3. Г р и с Д. Конструирование компиляторов для цифровых вычислительных машин. М., Мир, 1975. 544 с.
4. Л у м б е р г Т.И. Диалоговые средства управления экспериментом. См. наст. сб., с. 45-49.

Data Storage in Digital Signal
Processors Simulating

Abstract

A method for data and signals storage and transfer is presented. It allows data access in all the modules. An automatic data check is provided before data storing. Data access time is 1.5 milliseconds by using the "Elektronika-60" microcomputer.

ДИАЛОГОВЫЕ СРЕДСТВА УПРАВЛЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТОМ

В последние годы создаются специализированные информационно-вычислительные системы, которые позволяют управлять процессами, объектами в реальном масштабе времени. Одним типом таких систем являются цифровые процессоры обработки сигналов (ЦПОС), работающие в темпе эксперимента.

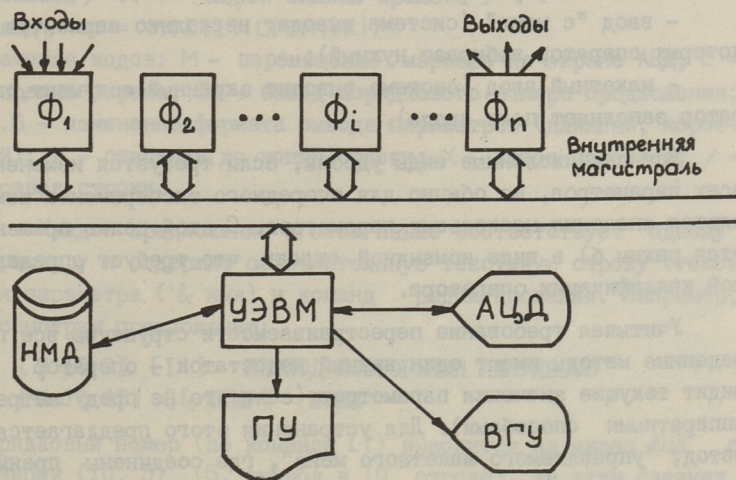


Рис. 1. Структура цифрового процессора обработки сигналов.

Структура такого ЦПОС приведена на рис. 1, где $\Phi_i; 1 \leq i \leq n$ – функциональные блоки преобразования и обработки (например: коммутаторы, АЦП, ЦАП, процессоры БПФ, цифровые фильтры, корреляторы и т.д.); УЭВМ – управляющая ЭВМ, в состав которой входят: алфавитно-цифровой дисплей (АЦД), для управления экспериментом, видеографическое устройство (ВГУ) для вывода результатов эксперимента в наглядной форме, печатающее

устройство (ПУ) для протоколирования эксперимента и накопитель на магнитных дисках (НМД) для загрузки программ и хранения результатов эксперимента.

Перед каждым экспериментом оператор устанавливает нужные параметры системы при помощи АЦД в диалоговом режиме. Управление диалогом в системе "человек-ЭВМ" осуществляется в трех основных режимах [1]:

- а) ведущая ЭВМ (для неподготовленного оператора);
- б) ведущий человек (для опытного оператора);
- в) режим "равных партнеров" (переключаются режимы а) и б) либо автоматически, либо по требованию оператора).

К режиму а) относятся следующие виды диалога:

- ввод "с подсказкой" (система напоминает оператору наименование и формат данных);
- ввод "с меню" (система выводит несколько вариантов, с которых оператор выбирает нужный);
- макетный ввод (система выводит экранный документ, оператор заполняет поля ввода).

Все перечисленные виды удобны, если требуется изменение всех параметров, но обычно для очередного эксперимента изменяются значения нескольких параметров. С этой целью применяется режим б) в виде командной строки, что требует определенной квалификации оператора.

Учитывая требование перестраиваемости структуры все приведенные методы имеют один важный недостаток - оператор не видит текущие значения параметров (если это не предусмотрено аппаратными способами). Для устранения этого предлагается метод, "управляемого макетного меню", где соединены преимущества макетного ввода и командного режима. При этом методе все параметры сгруппированы по назначению или по функциональным блокам. Каждая группа параметров представляется на отдельной странице АЦД, которая имеет фиксированную или перестраиваемую структуру. Последняя требуется, если в группе параметры изменяют структуру аппаратуры и некоторые параметры будут незначимыми.

Структура страницы описывается специальным языком. Приведем форму Бэкуса-Наура (БНФ) [2] этого языка, где *ⁿ()

указывает, что утверждение может повториться до n раз и $+^n() = *^n() | \emptyset$.

$\langle \text{страница} \rangle ::= *(\langle \text{предложение} \rangle)$
 $\langle \text{предложение} \rangle ::= *(+ (\langle \text{команда} \rangle \langle \text{текст} \rangle + (\langle \text{команда} \rangle))$
 $\langle \text{команда} \rangle ::= [\langle \text{тело команды} \rangle]$
 $\langle \text{команда} \rangle ::= [\& \langle \text{имя} \rangle +^1 (\langle \text{вектор управления} \rangle)]$
 $\langle \text{вектор управления} \rangle ::= ! \langle \text{вып} \rangle +^9 (, \langle \text{число} \rangle , \langle \text{вып} \rangle)$
 $\langle \text{тело команды} \rangle ::= \langle \text{код} \rangle | \langle \text{код} \rangle \langle \text{параметр} \rangle$
 $\langle \text{тело команды} \rangle ::= \langle \text{код} \rangle \langle \text{параметр} \rangle , \langle \text{параметр} \rangle$
 $\langle \text{параметр} \rangle ::= \langle \text{целое число} \rangle$
 $\langle \text{вып} \rangle ::= \langle \text{целое число} \rangle$
 $\langle \text{число} \rangle ::= \langle \text{целое число} \rangle$
 $\langle \text{текст} \rangle ::= *(\langle \text{символ} \rangle)$
 $\langle \text{имя} \rangle ::= *^6 (\langle \text{символ} \rangle)$
 $\langle \text{символ} \rangle ::= \text{любой символ кроме []}$
 $\langle \text{код} \rangle ::= \text{M|E|I|I|L|S|K|X|/}$

значение кодов: M - перемещение маркера на экране АЦД; E - стирание экрана; I1 - вывод порядкового номера предложения; L, S - изменение формата вывода параметров (длинный, короткий); K - стирание до конца строки; X - вывод пробелов; / - перевод строки.

Каждое предложение в этом языке соответствует одному параметру и содержит объяснительную текстовую строку (текст), имя параметра (& имя) и команд редактирования. Например, рассмотрим предложение:

```
[M IO 5] [I1]. ПЕРИОД ПОВТОРЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ  
[M IO 45] [& TIMP] МСЕК
```

Порядковый номер (по команде I1) выводится на экран АЦД с позиции (I0, 5) (5. символ в I0. строке), за этим следует текст и с позиции (I0, 45) значение параметра (& TIMP) и единица измерения. Все параметры и предложения хранятся в таблицах, описанных в [3].

Перестройка структуры страницы выводимого на экран АЦД производится по вектору управления: $m_0, v_1, m_1, \dots, v_i, m_i, \dots, v_n, m_n$ ($n=1 \dots 9$). Пусть v значение параметра текущего предложения. Если $\exists v_i: 1 \leq i \leq n: v = v_i$, то следующим выводится предложение с номером m_i , иначе с m_0 . При отсутствии управляющего вектора выводится следующее предложение. После вывода страницы

оператор может изменить значение любого параметра введением его порядкового номера и значения. Возможная картина на экране АЦД приведена на рис. 2.

1.	КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОБРАБОТКА	0
2.	ОПОРНЫЙ СИГНАЛ ОТ (0...16 К)	0
ИССЛЕДУЕМЫЙ СИГНАЛ		
ПРОМЕЖУТОК (0...16 К)		
3.	- ОТ	4 К
4.	- ДО	16 К
5.	СТЕПЕНЬ ПЕРЕКРЫТИЯ	.5000
6.	ТИП ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКИ	0
7.	РАЗМЕР БПФ	1 К
8.	ШАГ ДОПЛЕРОВСКОЙ ЧАСТОТЫ	1
9.	ДОПЛЕРОВСКИЕ КАНАЛЫ +/-1...8	8
ПРИ ПОТОЧНОЙ ОБРАБОТКЕ		
10.	- НОМЕР ДОПЛЕРОВСКОГО КАНАЛА	0
11.	- ДЛИТЕЛЬНОСТЬ РЕАЛИЗАЦИИ	3.000 SEK

Рис. 2. Пример изображения на экране АЦД.

Для обеспечения достоверности введенных данных требуется их автоматический контроль. Автоматизация проверок достигается путем разработки специальных процедур, которые проверяют правильность типа и значения введенных параметров. Проверка прекращается сразу после обнаружения первой же ошибки, так как вероятность возникновения кратных ошибок низкая [4]. Все требуемые реквизиты проверки хранятся совместно со значениями в таблицах [3]. Использование приведенного языка описания позволяет формировать сценарий диалога независимо от программы управления и обеспечивает гибкость изменения структуры и реквизитов контроля.

Программное обеспечение описываемой системы реализовано на микроЭВМ "Электроника-60" и миниЭВМ СМ-4, работающих под ОС РАФОС и РАФОС-П. Инвариантность программы к АЦД обеспечивается с использованием таблиц перестройки. Практически применяются АЦД СМ7209, VDT 52100, VDU-210, I5ИЭ-00-013, но номенклатуру используемых АЦД можно легко расширить.

Л и т е р а т у р а

1. Герасимов Н.А., Полищук В.Н. Разработка программного обеспечения адаптивных диалоговых систем. Программирование, 1982, № 4, с. 44-53.

2. Лингер Р., Миллс Х., Уитт Б. Теория и практика структурного программирования. М., Мир, 1982. 406 с.

3. Лумберг Т.И. Хранение данных при моделировании цифровых устройств обработки сигналов. См. наст. сб., с. 39-44.

4. Сапожников А.С. Особенности проектирования диалоговых систем подготовки, контроля и вывода-ввода информации. Управляющие системы и машины, 1985, № 1, с. 23-27.

T. Lumberg

Dialogue Means for Experiment Control

Abstract

Some problems of experiment control for digital signal processors are observed. The processor parameters can easily be performed by using dialogue. The description of dialogue language is presented.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЦВЕТНОГО КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ
ОТОБРАЖЕНИЯ ЭХО-СИГНАЛОВ В ТЕМПЕ ЭКСПЕРИМЕНТА

В современных сложных системах "человек-машина" решающим фактором при принятии и выполнении решений стал человек со своими параметрами. Поэтому большое значение имеет вид используемой системы кодирования информации, представляемый оператору. Исходя из эффективности функционирования системы, является целесообразным осуществлять кодирование таким образом, чтобы оператору обеспечивалась максимальная надежность при скорости работы системы. Вопрос об использовании цветов в системе отображения, а также выбор цветов и их количество подчинены воздействию ряда факторов, которые далеко не всегда легко оцениваемые и которые зачастую не выяснены до сих пор. Также отсутствует однозначный критерий оптимальности для выбора цветов и их количества.

Факторами, которые необходимо учитывать при выборе категории кодирования, являются характер решаемой задачи, особенности отображаемого объекта, привычная ассоциация оператора и опыт его работы [4], а также возможные изменения состояния здоровья оператора в направлении ухудшения. Ухудшение состояния здоровья ведет к увеличению числа направленных решений и, следовательно - уменьшению работоспособности системы.

Ряд статистических исследований, в ходе которых анализировались 59 разных компонентов здоровья, доказали необходимость учитывать состояние здоровья оператора. Результаты анализа показали, что у дисплейных операторов значительно чаще по сравнению с представителями других профессий, встречаются болезни, связанные с глазами (болезненность, воспаление века, дрожание века, увеличение выделения слез) головные боли и эмоциональные отклонения [1].

Использование для кодирования отображаемой информации цвета улучшает качество изображения и эстетическое состояние. Как результат этого, улучшается восприимчивость зрителя и вместе с этим восприятие информации. Исходя из состояния здоровья оператора, можно считать использование цветов также целесообразным. На основе многократных исследований доказано воздействие цветов на психику и поведение человека, положительные результаты которых применяются успешно в областях медицины и промышленности с целью сохранения здоровья работников [2, 3].

Используя для отображения результатов цифровой обработки эхо-сигналов цветное кодирование, назовем кодирование оптимальным в случае, когда обеспечивается оператору максимальная надежность и скорость работы. На основе вышесказанного, оптимальными цветами назовем цвета, которые обеспечивают оптимальность кодирования. Применение цвета оправдано в таких случаях, когда он выполняет какую-то специальную функцию, например, цветом подчеркнуты отдельные признаки изображаемого объекта.

Исследования при кодировании информации пятью абстрактными методами (цифры, буквы, цвет, геометрические фигуры и конфигурация фигур) показали, что в задаче опознания наибольшую эффективность обеспечивает категория цвета. Между остальными методами большой разницы не оказалось [5]. В задачах поиска наиболее эффективными являлись категории числа и цвета [7].

Использование цветного кода дает лучшие результаты также в задачах обнаружения или определения места сигнала [6].

Исследованиями доказано, что использование цветного кода при отображении символического текста прежде всего не вопрос эстетики, а при некоторых цветах опознание символов лучше, чем при белом цвете [7]. В ряде случаев, как оценивание меры и формы, использование цвета ведет к ухудшению опознания.

При остальных классах задач до использования цветового кодирования необходимо проверить его эффективность по сравнению с остальными методами кодирования.

Достаточно komplицированной проблемой является определение количества и состава цветов кодирования. При выборе цветов и их количества необходимо для обеспечения эффективности работы оператора сохранить цветовым сигналом определенную разницу на основе их физических параметров. Представляемое требование ограничивает максимальный алфавит используемых цветов, несмотря на то, что человеческий глаз способен различать несколько тысяч цветовых тонов. Особую важность приобретают состав и количество используемых цветов при отображении быстродействующих сигналов в темпе эксперимента. В таком случае надежность системы в большей степени зависит от времени реакции оператора, на которую влияет время адаптации глаз. Время адаптации глаз зависит от цветов, от их количества и от их чередования. Учитывать необходимо и другие воздействия цветов на психофизиологическое состояние человека. При выборе цветов и их количества необходимо также учитывать возможности, обеспечиваемые технической реализацией.

Квалитативный и квантитативный состав цветов, отображаемых от ЭЛТ, определен параметрами люминофоров ЭЛТ. Цветовые параметры люминофоров (x, y, Y в системе МКО 1931 г.) определяют цветовую площадку, где находятся все цвета, которые возможно отображать с помощью люминофоров.

Ограничивающим фактором цветов является также объем памяти отображающего устройства, проектируемый исходя из экономических состояний. Объем памяти отображающего устройства зависит от принципа его построения и имеет прямопропорциональную зависимость от точек изображения и от представляемых цветов. Он достаточно велик. Так как стоимость элемента памяти до сих пор относительно высокая, то несмотря на усовершенствование технологии изготовления и некоторое снижение цены, стоимость памяти является значительной частью стоимости всего устройства.

Для устройства, где не применяется принцип построения с отдельной (табличной) цветовой памятью, количество отображаемых цветов NC определяется

$$NC = (2^3)^A, \quad (I)$$

где A – объем ячейки памяти на одной ЭЛ пушке (R, G, B): для определения уровней напряжений.

Весь объем цветовой памяти определяется как:

$$M = N^2 \cdot 3 \cdot A, \quad (2)$$

где N – количество точек изображения ЭЛТ.

Для устройства, где применяется принцип построений с табличной цветовой памятью, количество цветов, отображаемых без перенастройки таблицы цветов, определяется

$$NC_k = 2^{PM}, \quad (3)$$

где PM – количество ячеек памяти, соответствующих каждой точке изображения.

Весь объем цветовой памяти определяется

$$M = N^2 \cdot PM + 2^{PM} \cdot MS, \quad (4)$$

где MS – количество ячеек памяти, соответствующее каждому входу цветовой таблицы (памяти).

$$MS = K \times 3, \quad (5)$$

где

$$K = 1, 2, 3 \dots$$

Количество цветов, которые обеспечиваются отображать с помощью перенастройки цветовой таблицы, выражается

$$NC = NC_k \cdot \left(\frac{MS}{3}\right)^2. \quad (6)$$

На основе установленного критерия оптимального кодирования (оптимальным является цветное кодирование в случае, когда обеспечивается оператору максимальная надежность и скорость работы) и учитывая результаты комплексного анализа влияющих на кодирование факторов, можно представить следующие выводы:

– при обработке и представлении информации в темпе эксперимента для некоторых классов задач (опознание; поиск; обнаружение или определение места сигнала) цветное кодирование является оптимальным;

– при выборе используемых цветов и их количества необходимо учитывать особенности решаемой задачи, психофизиологические особенности оператора, воздействия цветов на психофизиологию оператора и возможности, обеспечиваемые технической реализацией и экономической калькуляцией.

Л и т е р а т у р а

1. Potential health hazards of video display terminals. NIOSH Research Report N 81-129, OHIO, 1981, June, p. 75.
2. K ü l l e r R. Non-visual effects of light and colour. Annotated bibliography. Swedish Council for Building Research. Stockholm, 1981. 240 p.
3. A l l i k J., L u u k A. Nägemispsühhologia. Tallin, Valgus, 1980. 117 lk.
4. Л о й т м е О.К. Представление графической информации на цветном растровом дисплее. Обзор об используемых системах. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 582, с. 63-70.
5. Х и т т У.Д. Оценка пяти абстрактных методов кодирования. - В сб.: Инженерная психология. М., 1964, с. 372-389.
6. Ш е р р С. Электронные дисплеи. М., Мир, 1982, с. 624.
7. С м о л я р о в А.М. Системы отображения информации и инженерная психология. М., Высшая школа, 1982. 272 с.

O. Loitme

The Application of Color Coding for Presentation of Sonar Signals in Tempo of Experiment

Abstract

The problems connected with the presentation of sonar signals in tempo of experiment on the color displays have been discussed in this article.

The purpose of using color for information coding has been analysed.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВРАЩЕНИЙ ПРИ ПРЕДСТАВЛЕНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ НА ЭКРАНЕ ДИСПЛЕЯ

При отображении сложных сигналов на экране дисплея часто возникает необходимость изменить масштаб изображения, вращать его, смещать или трансформировать для улучшения наглядности перспективного изображения объекта. Подобные операции можно проделать над двухмерным изображением объекта или с объектом в трехмерном пространстве, с дальнейшим преобразованием его к виду, пригодному для отображения на экране дисплея.

Основой для формирования различных изображений в машинной графике являются отображения точек и линий.

На плоскости точку представляют с помощью двух ее координат, в пространстве - с помощью трех координат. Координаты эти можно рассматривать как элементы матрицы (X, Y) для плоскости или (X, Y, Z) для пространства, т.е. в виде вектора-строки.

При подобном подходе рассмотрения вращения, смещения и изменения масштаба изображения используют математический аппарат, основанный на правилах матричной алгебры.

В общем случае любое выражение имеет вид:

$$AT = B,$$

где A - матрица, описывающая координаты точек объекта;

B - матрица, описывающая координаты точек объекта, после применения преобразования;

T - матрица-оператор.

При перемножении матриц выполняется геометрическое преобразование над системой точек, содержащихся в матрице A . Интерпретация матричного умножения как геометрического оператора является основой математических преобразований, используемых в машинной графике.

В большинстве случаев используются однородные координаты точек объекта, которые в трехмерном пространстве описываются в виде (X, Y, Z, I) . При этом матричное преобразование имеет вид:

$$(XYZI)T = (XYZIH). \quad (1)$$

Рассмотрим вращение объекта в трехмерном пространстве в случае, когда ось вращения проходит через начало координат. Матрица-оператор, т.е. матрица вращения примет вид [1]:

$$R = \begin{bmatrix} n_1^2 + (1 - n_1^2) \cos Q & n_1 n_2 (1 - \cos Q) + n_3 \sin Q \\ n_1 n_2 (1 - \cos Q) - n_3 \sin Q & n_2^2 + (1 - n_2^2) \cos Q \\ n_1 n_3 (1 - \cos Q) + n_2 \sin Q & n_2 n_3 (1 - \cos Q) - n_1 \sin Q \\ n_1 n_3 (1 - \cos Q) - n_2 \sin Q & n_2 n_3 (1 - \cos Q) - n_1 \sin Q \\ n_3^2 + (1 - n_3^2) \cos Q & \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где R - матрица вращения;

Q - угол вращения.

n_1, n_2, n_3 - переменные, которые характеризуют положение оси вращения.

$$n_1 = \cos \alpha$$

$$n_2 = \cos \beta$$

$$n_3 = \cos \gamma$$

α, β, γ - пространственные углы.

Из формулы (2) следует, что матрицу вращения R следует перечислять при каждом новом угле вращения Q . Однако объем вычислений оказывается значительным, а сам процесс отображения достаточно медленным. Приведенный выше вид записи матрицы вращения R является классическим и применяется во всех системах машинной графики [2, 3, 6].

Целью данного исследования являлось получение нового вида матрицы вращения, который бы позволил ускорить процесс вычислений по сравнению с классическим методом.

Предположим, что вращение происходит по часовой стрелке и известны также место оси вращений и значение угла вращения.

Пусть дан вектор $\vec{l} = [abc]$, направленный вдоль оси вращения. Длина вектора будет

$$\lambda = |\vec{l}| = \sqrt{a^2 + b^2 + c^2}, \quad (3)$$

где $a, b, c = x, y, z$ координаты вектора \vec{l} .

Для умножения векторов в матричном виде вектор \vec{l} представим матрицей L :

$$L = \begin{bmatrix} 0 & c & -b \\ -c & 0 & a \\ b & -a & 0 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Матрица L представляет линейное преобразование вида

$$xL = -\vec{x} \times \vec{l}, \quad (5)$$

где \vec{x} - любой вектор.

Используя связь между векторным и скалярным произведениями, можно написать

$$(\vec{x} \times \vec{l}) \times \vec{m} = -\vec{x} \cdot (\vec{l} \cdot \vec{m}) + (\vec{x} \cdot \vec{m}) \cdot \vec{l}. \quad (6)$$

Если $\vec{m} = \vec{l}$,

тогда $(\vec{x} \times \vec{l}) \times \vec{l} = -(\vec{x}L) \times \vec{l} = \lambda^2 L^2$.

Правая часть выражения (6)

$$-\vec{x} \cdot (\vec{l} \cdot \vec{l}) + (\vec{x} \cdot \vec{l}) \cdot \vec{l} = -x\lambda^2 + x\vec{l}^T \vec{l}.$$

В результате получаем

$$xL^2 = -x\lambda^2 + x\vec{l}^T \vec{l}.$$

Учитывая, что $\vec{l} \cdot L = 0$, получим

$$\begin{aligned} xL^3 + x\lambda^2 L &= x\vec{l}^T \vec{l} L = 0, \\ (L^2 + \lambda^2 I)L &= 0. \end{aligned} \quad (7)$$

Из выражения (7) можно выписать следующие связи:

$$\begin{aligned} L^3 &= -\lambda^2 L; & L^6 &= \lambda^4 L^2; \\ L^4 &= -\lambda^2 L^2; & L^7 &= -\lambda^6 L; \\ L^5 &= \lambda^4 L; \end{aligned} \quad (8)$$

Далее требуется найти экспоненту матрицы L . Примем во внимание, что

$$e^A = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{A^p}{p!}; \quad (9)$$

где A - любая $n \times n$ матрица [5].

Так как желается получить параметрическую характеристику вращения вокруг оси, то аргументом экспонента рассматривается $t \cdot L$.

$$\exp(tL) = I + tL + \frac{t^2 L^2}{2!} + \frac{t^3 L^3}{3!} + \dots$$

После замены связей (8)

$$\begin{aligned} \exp(tL) &= I + tL + \frac{t^2}{2!} L^2 - \frac{t^3}{3!} \lambda^2 L - \frac{t^4}{4!} \lambda^2 L^2 + \frac{t^5}{5!} \lambda^4 L + \dots \\ &= I + \left(t - \frac{\lambda^2 t^3}{3!} + \frac{\lambda^4 t^5}{5!} - \dots \right) L + \\ &+ \left(\frac{t^2}{2!} - \frac{\lambda^2 t^4}{4!} + \frac{\lambda^4 t^6}{6!} - \dots \right) L^2. \end{aligned}$$

Учитывая, что

$$\begin{aligned} \sin A &= \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p}{(2p+1)!} \cdot A^{2p+1}; \\ \cos A &= \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p}{(2p)!} \cdot A^{2p}, \quad [5] \end{aligned} \quad (10)$$

получим

$$\exp(tL) = I + \frac{\sin \lambda t}{\lambda} L + \frac{1 - \cos \lambda t}{\lambda^2} L^2. \quad (11)$$

Исследуя свойства полученного выражения, мы можем сделать следующие выводы:

- полученный результат является матрицей, на основе свойств формулы (9) [6];

- если $\vec{l} = (0, 0, 1)$, $\lambda = 1$, то выражение является формулой Эйлера для плоскости xy , где роль $\sqrt{-1}$ играет член $\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$;

- полученная матрица $\exp(tL)$ является ортогональной, так как [4]

$$\begin{aligned} L^T &= -L; \\ \det(\exp(tL)) &= +1, \end{aligned}$$

потому, что $Sp L = 0$ и $\det(\exp A) = e^{Sp A}$;

- матрица $\exp(tL)$ имеет собственный вектор \vec{l} с собственным значением 1;

- след матрицы $Sp(\exp(tL)) = 1 + 2 \cos \lambda t$

и

$$Sp(L^2) = -2\lambda^2;$$

- так как прямая ортогональная матрица представляет в пространстве вращение, то полученную матрицу можно исполь-

зовать для вращения под углом $Q = \lambda t$ вокруг оси, продолженной в направлении $[a \ b \ c]$.

Итак, матрица вращения принимает теперь вид:

$$R' = I + \frac{\sin Q}{\lambda} L + \frac{1 - \cos Q}{\lambda^2} L^2,$$

где

$$L = \begin{bmatrix} 0+c & -b \\ -c & 0 & a \\ b & -a & 0 \end{bmatrix} \quad \text{и} \quad \lambda = \sqrt{a^2 + b^2 + c^2}. \quad (12)$$

Сравнивая данное выражение с классическим видом матрицы вращения, замечаем, что при использовании его в практике требуемый вычислительный объем становится небольшим. Это преимущество проявляется тем больше, чем больше количество точек вращающегося объекта. В практике на первой стадии вычислительного процесса можно предварительно определить значения I, L и L^2 , а также λ и λ^2 . Целесообразным является выбор длины вектора в направлении оси вращения равным I . При этом $\lambda^2 = I$.

Если

$$\begin{aligned} \frac{a}{\lambda} &= \cos \alpha; \\ \frac{b}{\lambda} &= \cos \beta; \\ \frac{c}{\lambda} &= \cos \gamma; \end{aligned} \quad (13)$$

тогда a, b, c характеризованы соответствующими углами пространства, которые являются и выходными данными при определении положения оси вращения.

При вычислении элементов матриц L и L^2 целесообразно учитывать их симметрии и схожесть. В процессе вычисления необходимо для определения матрицы вращения найти у каждой углы, члены $\sin Q / \lambda$ и $(1 - \cos Q) / \lambda^2$, умножить их на соответствующие значения L и L^2 и просуммировать.

С целью ускорения процесса вычисления целесообразным является предварительное вычисление величин \sin и \cos для всех возможных углов, сохраняя значение в массиве, куда в ходе работы можно обращаться.

Полученная матрица вращения позволяет вращать объекты через произвольные углы вокруг оси, которая проходит через начала координат. Для того, чтобы вращать объекты вокруг оси, имеющей произвольное местоположение, необходимо

использовать однородные координаты и преобразовать полученную матрицу в соответствующий вид 4×4 .

Полученный в статье алгоритм был реализован на практике, на машинно-ориентированном языке Ассемблер, используя метод фиксированной запятой, с помощью ЭВМ "Электроника-60".

Полученные результаты подтверждают соответствие вида матрицы вращения поставленной цели.

Л и т е р а т у р а

1. Р о д ж е р с Д., А д а м с Дж. Математические основы машинной графики. М., Машиностроение, 1980. 241 с.

2. Э н д ж е л Й. Практическое введение в машинную графику. М., Радио и связь, 1984. 135 с.

3. Справочник по машинной графике в проектировании / Под ред. В.Е. Михайленко и А.А. Ляценко. Киев, Будивельник, 1984. 241 с.

4. Б р о н ш т е й н П.Н., С е м е н д я е в К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. М., Наука, 1981, с. 741.

5. Л а н к е с т е р П. Теория матриц. М., Наука, 1982. 272 с.

6. F u j i m o t a A., P e r r o t t C.G., I w a t a H. 3D graphics display system with depth buffer and pipeline processor. - IEEE Computer Graphics and Applications, June 1984, p.11-23.

O. Loitme

The Application of Rotation for Presentation of Results of Digital Processing on Display

Abstract

The problems connected with the rotating of graphics - information on the raster scan displays have been discussed in this article. The goal is to find the proper orthogonal matrix having a prescribed vector determining the axis of the rotation and rotating by a prescribed angle about that axis.

A new formula of rotation matrix has been presented.

ДИАЛОГОВАЯ СИСТЕМА МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ
СХЕМ "ПОИСК"

Наверное, любой инженер, проектирующий электронную схему "вручную", хочет убедиться – соответствует ли его проект тем требованиям, ради которых он делается и насколько хорошо соответствует? Как влияет отклонение тех или иных параметров схемы от расчетных? Нельзя ли улучшить проект какими-либо изменениями в схеме?

Часто попыткой ответа на такого рода вопросы служит изготовление макета и эксперименты с ним. Однако такой подход далеко не всегда позволяет дать достоверную информацию. Иногда причиной тому – помехи, паразитные связи между элементами и т.п. Иногда макет просто невозможно изготовить – например, если схема задумана как монокристаллическая. Кроме того, на целый ряд вопросов макетирование вообще не позволяет получить ответ.

Математическое моделирование электронной схемы с помощью ЭВМ позволяет значительно расширить возможность инженера-проектировщика. При этом работа в диалоге с машиной – это не только сохранение таких преимуществ работы с макетом, как возможность оперативного изменения схемы и быстрого получения ответов на возникающие вопросы, но и целый ряд принципиально новых возможностей, среди которых:

- получение информации о параметрах, которые невозможно измерить;
- машинная оптимизация требуемых свойств схемы.

Диалоговая система моделирования "ПОИСК" обладает следующими возможностями:

1. Анализ схемы в режиме постоянного тока с помощью программы `STATIC`. Программа обслуживает схемы, содержащие линейные резисторы, диоды, биполярные и полевые транзисторы, независимые источники тока. Для диодов и транзисторов имеются встроенные нелинейные модели и библиотека параметров. Программа рассчитывает узловые напряжения, малосигнальные параметры транзисторов, чувствительности узловых напряжений к изменению сопротивлений резисторов, мощности, рассеиваемые на резисторах.

2. Анализ линеаризованных схем, в частотной области с помощью программы `PCNALS`. Схема может содержать линейные резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, многообмоточные трансформаторы, зависимые источники тока, управляемые напряжением, транзисторы. Результатами анализа являются амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики коэффициента передачи, чувствительности этих характеристик к изменению параметров, входное и выходное сопротивления схемы, малые нелинейные искажения (амплитуда второй гармоники выходного сигнала). При заданных допусках на параметры производится статистический анализ.

3. Совмещенный анализ статических и частотных характеристик с помощью программы `STARCN`. Эта программа совмещает возможности двух предыдущих программ. Вначале производится расчет статического режима, затем полученная малосигнальная модель всей схемы анализируется в частотной области. Особенность программы – возможность получения "динамических" чувствительностей, учитывающих изменения статического состояния схемы.

4. Оптимизация линейных схем в частотной области. По заданным желаемым характеристикам отыскиваются соответствующие им параметры элементов схемы. Используются три программы: `GNOLIS` – для нахождения локального оптимума градиентными методами, `POISK` – для поиска глобального оптимума, методом Монте-Карло, `PEREBOR` – определяется глобальный оптимум при заданном наборе дискретных значений параметров элементов. В программах используется среднеквадратический критерий оптимизации. Желаемые характеристики можно задавать в виде "коридора". Количество варьируемых элементов не ограничивается, однако, чем их меньше – тем бы-

стрее проходит оптимизация. От размеров схемы время расчета практически не зависит.

5. Анализ линейных и нелинейных схем во временной области с помощью программы TIME. Программа выдает в табличном и графическом виде значения узловых напряжений при воздействии источников сигнала заданной формы. Особенностью программы является ускоренный расчет периодического (установившегося) процесса. Параметры нелинейных динамических моделей диодов и транзисторов хранятся в библиотеке.

Все программы написаны на языке Фортран, используют удвоенную длину машинного слова. Система "ПОИСК" создана на основе разработанного ранее одноименного пакета прикладных программ [1, 2]. Некоторые алгоритмы заменены или усовершенствованы. Так вместо метода Гаусса при решении линейризованных на каждом шаге уравнений используется более точный метод редукции [3].

Система "ПОИСК" предлагает две формы взаимодействия с пользователем.

Первая форма взаимодействия ориентирована на ввод с алфавитно-цифрового дисплея описания схемы и задания: какую информацию о работе схемы пользователь желает получить. В этом случае ЭВМ берет инициативу в "свои руки": задает вопросы, а пользователь лишь отвечает на них. В случае формально неверного ответа на вопрос выдается предупреждение о том, что информация не воспринята и представляется возможность для повторного ввода.

При составлении описания схемы элементы будут автоматически заменены их математическими моделями, взятыми из библиотеки элементов. Если в библиотеке элемент отсутствует - будут заданы соответствующие вопросы о параметрах модели.

Вторая форма взаимодействия представляет возможность пользователю "покомандовать". Он может сообщить ЭВМ свое желание, однако, лишь из числа следующих:

- описать новое задание, сохранить его на диске;
- выполнить его, или выполнить ранее сохраненное задание;

- просмотреть результаты выполнения в процессе работы программы, записывать их на магнитный диск или вывести на печать;
- внести изменения в любое их сохраненных заданий;
- просмотреть результаты, сохраненные на магнитном диске;
- уничтожить ненужные задания или результаты.

Система реализована применительно к СРВ ОС ЕС-ЭВМ. Описание схемы и задания, а также выполнение заданий осуществляется с помощью программ, написанных на Фортране (в системе они хранятся в транслированном и отредактированном виде с разрешенными внешними ссылками). Для работы программ требуется не менее 250К оперативной памяти.

Команды системы описаны в виде командных процедур СРВ. Всего в системе используется 10 команд, приведенных на рис. 1.

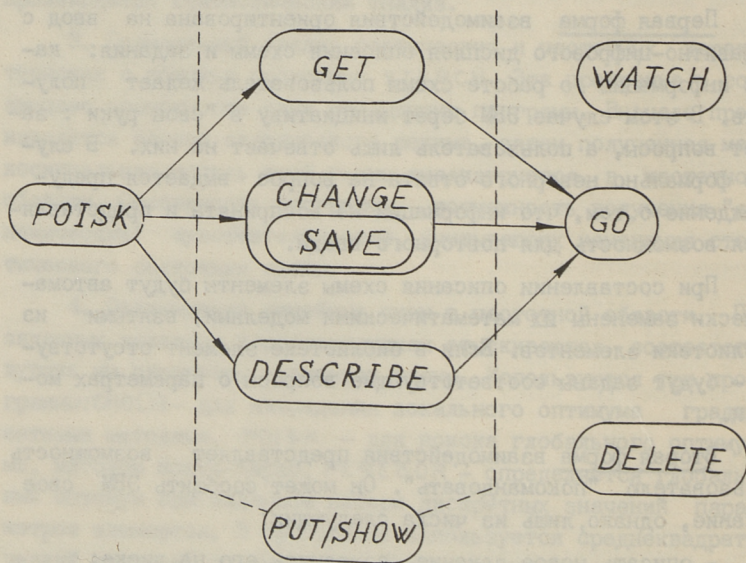


Рис. 1. Система команд в диалоге "ПОИСК".

Для того, чтобы ЭВМ поняла, что работа пойдет с системой диалогового проектирования электронных систем "ПОИСК" – подается команда POISK. Последовательность использования остальных команд произвольная и понятна из их содержания.

Для описания задания служит команда DESCRIBE, при этом заданию нужно дать имя, например, OLGA. В общем случае имя задания – это не обязательно женское имя, а любой набор букв и цифр общей длиной не более 8 символов, начинающийся с буквы, например, вроде V2KP483X. Таким образом, команда будет выглядеть так: DESCRIBE OLGA.

Все остальные команды тоже подаются с соответствующим именем, указывающим на задание, набор результатов выполнения задания или программу.

Команда CHANGE служит для изменений в задании, в SAVE для сохранения этих изменений.

Чтобы указать – куда выводить результаты – на экран или записывать на диск, служит "переключатель" из двух команд SHOW/PUT. Если ни одна из этих двух команд не подавалась, то "переключатель" установлен в положение вывода на экран (SHOW).

Выполняется задание по команде GO. Здесь именем служит имя программы и оно должно соответствовать заданию, которое будет выполняться.

Команда WATCH служит для просмотра результатов, записанных на магнитный диск.

Команда DELETE служит для уничтожения ненужных результатов или заданий.

Если необходимо выполнить задание, которое было составлено ранее перед командой GO, нужно его указать командой GET ("возьми").

Команды DESCRIBE, CHANGE, GET, DELETE, PUT, WATCH подаются всегда с именами той информации, которую они отрабатывают (создают, изменяют, распределяют, демонстрируют или уничтожают).

С помощью команды CHANGE можно изменять и дополнять не только задания, но и библиотеку параметров моделей элементов.

Вывод результатов на печатающее устройство осуществляется в соответствии с конфигурацией используемой вычислительной системы.

Л и т е р а т у р а

1. Л а к с б е р г Э.А., Э с с В.А. Структура и алгоритмы пакета прикладных программ анализа и оптимизации электронных схем "ПОИСК". - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 540, с. 31-38.

2. Л а к с б е р г Э.А., Э с с В.А. Руководство по применению пакета прикладных программ анализа и оптимизации электронных схем "ПОИСК". Таллин, ТПИ, 1983. 68 с.

3. Л а к с б е р г Э.А. Повышение точности метода узловых потенциалов при моделировании электронных схем. - Изв. ЛЭТИ. Науч. тр. / Ленингр. электротехн. ин-т им. В.И. Ульянова (Ленина), 1984, вып. 347. Автоматизированное проектирование в радиоэлектронике и приборостроении, с. 63-68.

E. Laksberg, K. Nelus, V. Ess

A Dialogue System "POISK" for Simulation of Electronic Circuits

Abstract

A general description and the main features of the dialogue system "POISK" for simulation of electronic circuits on EC-computer are considered. Some useful operation modes are proposed for the system user.

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

В работах [1, 2] из структурной модели гармонического сигнала найдены два алгоритма оценки частоты колебания и исследована их помехоустойчивость при наличии нормального шума. Эти алгоритмы оценки частоты опираются на преобразования сигнала в линейных цепях и выражаются:

$$\hat{\omega} = \frac{1}{\tau} \arccos \frac{\int_0^T [x(t) + x(t-2\tau)] \cdot x(t-\tau) dt}{2 \int_0^T x^2(t-\tau) dt}, \quad (1)$$

где T - время измерения;

τ - время задержки;

$\hat{\omega}$ - оценка частоты колебания

и

$$\hat{\omega} = \frac{1}{\tau_{RC}} \arctan \left[\frac{\int_0^T (L^2 x) \cdot (x - 2Lx) dt}{\int_0^T (x - 2Lx)^2 dt} \right], \quad (2)$$

где $L(\cdot)$ - оператор интегрирующей RC-цепи;

τ_{RC} - постоянная времени;

$$f(s) = \sqrt{-(1+s)/s}.$$

На основе (1) и (2) предположены соответствующие им дискретные алгоритмы в виде

$$\hat{\omega} = \frac{1}{\Delta t} \arccos \frac{\sum_{n=2}^{N-1} [x(n) + x(n-2)] \cdot x(n-1)}{2 \sum_{n=2}^{N-1} x^2(n-1)}, \quad (3)$$

где Δt - шаг дискретизации;

N - объем выборки

и

$$\hat{\omega} = \frac{1}{\tau_{RC}} f \left[\frac{\sum_{n=l}^{N-1} (L_1^2(x)(x-2L_1(x)))}{\sum_{n=l}^{N-1} (x-2L_1(x))^2} \right], \quad (4)$$

где L_1 получается из L при помощи билинейного преобразования. Нижние индексы суммирования l выбираем из условий затухания переходных процессов в L_1 .

Для проверки работоспособности алгоритмов оценки частоты проведено моделирование на микроЭВМ Apple-11, работающей под управлением операционной системы CP/M. Программы написаны на языке ФОРТРАН-80. Параметры моделирования следующие. Объем выборки $N = 40$ отсчетов. Кратность диапазона частот $\omega_{\max}/\omega_{\min} = 3$. Кратность диапазона амплитуд $A_{\max}/A_{\min} = 20$. Отношение сигнала к шуму (по напряжению) $\rho = 30$. Измеряемая частота - 5 значений в диапазоне $\{\omega_{\min}, \omega_{\max}\}$. Разрядность принимаемой модели АЦП - 9; 10; 12. Нижний индекс суммирования для измерителя с RC цепочками $l = 8$. Начальная фаза и амплитуда колебания случайные с равномерным распределением. Частота дискретизации $6 \cdot \omega_{\max}$. Число испытаний на одной частоте - 152, что позволяет оценить дисперсию оценок с точностью $\pm 30\%$ и доверительной вероятностью 0,8.

В результатах моделирования выявлено, что для алгоритма с задержками точность оценок частоты приближается к теоретически возможной (смещение оценки $< 0,4\%$ и дисперсия $< 0,4 \cdot 10^{-6}$). Влияние разрядности АЦП оказалось незначительным.

Заранее было выяснено [2], что алгоритм (2) точнее алгоритма (1). Для дискретных алгоритмов (3) и (4), как показали результаты моделирования, аналогичный вывод неправильный. Это объясняется характеристиками билинейного преобразования. Кроме этого, алгоритм (4) включает в себя большее число арифметических операций, чем (3).

По данным работы можно реализовать частотомер на базе микропроцессора K580. Как выяснилось, предпочтительнее является алгоритм (3). Нужные объемы памяти для реализации данного алгоритма без учета объема операционной системы 128 байт ОЗУ и 430 байт ПЗУ. Максимальная измеряемая час-

тота при этом 16 герц. Имеется возможность повысить эту частоту ценой увеличения объема ОЗУ.

Л и т е р а т у р а

1. К а н г у р О.Э. Оценка частоты гармонического сигнала на основе использования его структурных свойств. - Тр.учебных институтов связи, 1974, вып. 66, с. 82-87.

2. К а н г у р О.Э. Сравнительный анализ влияния помех на точность различных частотомеров. - Изв. вузов СССР. Приборостроение, 1974, т. XVII, № II, с. 12-16.

3. Р а б и н е р Л., Г о у л д Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М., Мир, 1978, с. 848.

A. Ots, T. Trump

Estimator of the Sine Wave Parameters, Based on Microprocessor

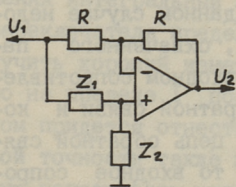
Abstract

A brief description of simulation of the digital frequency estimating algorithms based upon the sine wave structural properties is presented.

ФАЗОВРАЩАТЕЛИ С ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Развитие вычислительной техники, появление интеллектуальных приборов привело к развитию схем и схемных элементов с цифровым управлением, являющихся обязательным звеном в системах автоматического управления. Типичными представителями подобных элементов являются преобразователи код-напряжение (ПКН) и преобразователи код-ток (ПКТ), которые часто отождествляют с цифроаналоговыми преобразователями (ЦАП) [1]. Однако наряду с ПКН и ПКТ существует необходимость и в других ЦАП, так, например, в некоторых случаях требуется управление фазой сигнала, которое может быть выполнено при помощи цифроаналогового преобразователя кода в фазу (ПКФ).

Для построения ПКФ целесообразно взять за основу известные схемы фазовращателей и осуществить цифровое управление значением какого-либо элемента схемы, от которого зависит сдвиг фазы фазовращателя. Наибольшее распространение получили неминимально-фазовые структуры первого порядка [2, 3]. Соответствующая обобщенная схема активного фазовращателя приведена на рис. 1.



$$1. \quad \alpha) \quad Z_1 = \frac{1}{pC}; \quad Z_2 = R; \quad \tau = C \cdot R$$

$$\delta) \quad Z_1 = R; \quad Z_2 = p \cdot L; \quad \tau = \frac{L}{R}$$

$$H(p) = \frac{p \cdot \tau - 1}{p \cdot \tau + 1}; \quad |H(p)| = 1; \quad \varphi = -\pi - 2 \cdot \arctg \omega \cdot \tau$$

$$2. \quad \alpha) \quad Z_1 = R; \quad Z_2 = \frac{1}{p \cdot C}; \quad \tau = C \cdot R$$

$$\delta) \quad Z_1 = p \cdot L; \quad Z_2 = R; \quad \tau = \frac{L}{R}$$

$$H(p) = \frac{1 - p \cdot \tau}{1 + p \cdot \tau}; \quad |H(p)| = 1; \quad \varphi = -2 \cdot \arctg \omega \cdot \tau$$

Рис. 1. Обобщенная схема фазовращателя.

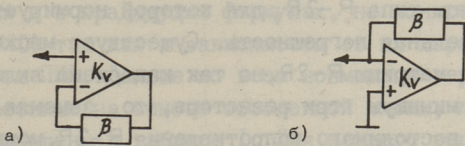
Из приведенных на рис. 1 формул видно, что для управления фазой необходимо осуществить цифровое управление значением одного из сопротивлений, удобнее заземленного, т.е. Z_2 . Очевидно, решение задачи следует искать с учетом имеющегося ассортимента элементной базы, требований к точности, простоты, поэтому тривиальная структура с коммутируемыми сопротивлениями в данном случае, по-видимому, неприемлема.

Определенный интерес представляет случай, когда Z_2 является эквивалентным сопротивлением двухполюсника. В таком случае, при наличии в двухполюснике обратной связи, это сопротивление будет зависеть не только от пассивных элементов, но и от глубины обратной связи. Глубину обратной связи можно легко менять, используя хорошо изученные и широко распространенные ПЧ.

В теории усилителей известны четыре вида обратной связи и четыре вида усилителей [2]. Однако в инженерной практике почти исключительное применение находят усилители напряжения. Наиболее распространенный схмотехнический элемент - операционный усилитель (ОУ) имеет все признаки усилителя напряжения. Кроме того, поскольку речь идет о двухполюснике, из всех видов обратной связи имеет смысл рассматривать только две, отличающиеся схемой соединения сигнала обратной связи с источником.

Таким образом, необходимо рассмотреть только две схемы, содержащие усилитель напряжения с коэффициентом передачи K_v , охваченный либо последовательной (рис. 2, а), либо параллельной (рис. 2, б) обратной связью. Входное сопротивление усилителя, охваченного последовательной обратной связью, сильно зависит от трудноконтролируемых [2] параметров усилителя, поэтому применение этой схемы в данном случае недопустимо. Входное сопротивление усилителя, охваченного параллельной обратной связью, при высоком входном сопротивлении усилителя, зависит только от цепи обратной связи и коэффициента передачи усилителя. Так, если цепь обратной связи выполнена из одного сопротивления Z , то входное сопротивление такой схемы

$$Z_{вх}(D) = \frac{Z}{1 - K_v(D)} = Z_2(D) \quad (I)$$



$$Z_{bx} = Z'_{bx} (1 - K_v \cdot \beta)$$

$$Z_{bx} = \frac{Z'_{bx}}{1 - K_v \cdot \beta}$$

Рис. 2. Входное сопротивление усилителя, охваченного последовательной а) и параллельной, б) обратной связью.

равное сопротивлению Z_2 схемы на рис. 1, легко выполнить стабильным и управляемым кодом D . Знаменатель выражения (1) не позволяет получить линейную зависимость Z_2 от кода при $K_v \sim 1/D$. Это затруднение легко устраняется, если K_v выполнить в виде

$$K_v(D) = K_v(D) + 1, \quad (2)$$

тогда

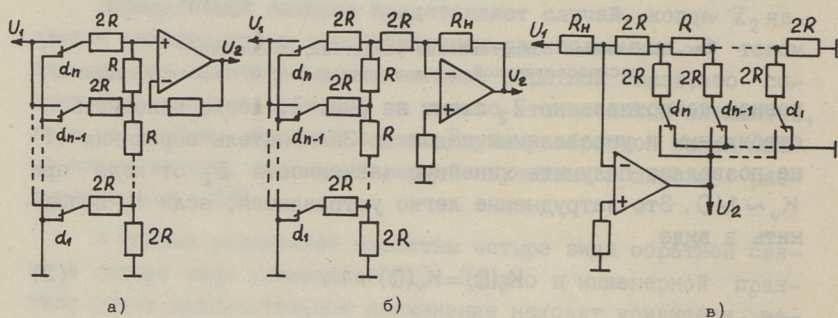
$$Z_2(D) = -\frac{Z}{K(D)}. \quad (3)$$

На основе этой формулы, имея соответствующий ПЧН, можно построить ПКФ с удовлетворительной характеристикой управления.

В настоящее время промышленность выпускает ряд интегральных ЦАП [4], выполняющих функцию ПЧН. Обладая высокой надежностью и универсальностью, они имеют и существенный недостаток, заключающийся в том, что для всех интегральных ЦАП нормируется не относительная, а приведенная погрешность преобразования, что не всегда приемлемо. Так, например, применяя интегральный ЦАП в адаптивном мультиметре в качестве переключателя пределов измерения, на пределе 100 можно получить хороший измерительный прибор с погрешностью 0,1%, но на пределе 1 погрешность будет уже 10% и прибор в целом придется отнести к разряду индикаторов. В ПКФ повышенной точности также желательно иметь постоянную относительную погрешность хотя бы в определенной области значений кода, поэтому интегральные ЦАП в данном случае применяться не могут.

С учетом располагаемой в инженерной практике элементной базы интерес вызывает построение ПЧН на основе рези-

ственной матрицы типа $R-2R$, для которой нормируется постоянная относительная погрешность. Существует множество схем ПКН на основе матрицы $R-2R$, но так как схема включений ОУ содержит как минимум три резистора, то, заменяя каждый из них матрицей постоянного сопротивления $R-2R$, можно получить только три основные схемы ПКН перемножающего типа.



$$K = \frac{2}{3} \cdot \frac{D}{2^n} = k \cdot D \quad K = -\frac{R_n}{3 \cdot R} \cdot \frac{D}{2^n} = -k \cdot D \quad K = -\frac{3 \cdot R}{R_n} \cdot \frac{2}{D} = -\frac{1}{k \cdot D}$$

Рис. 3. Преобразователи кода в напряжение.

Схемы приведены на рис. 3. Из приведенных там же формул видно, что схемы а) и б) позволяют получить прямопропорциональную зависимость коэффициента передачи ПКН от кода, а схема в) обратнопропорциональную. Для получения высокой стабильности коэффициента передачи схем б) и в) в качестве нормирующего резистора R_n необходимо использовать резисторы использованной в этих схемах резистивной матрицы.

Обобщенная функциональная схема ПКФ приведена на рис. 4. На этой схеме на A_3 выполнен сумматор на два входа с единичным коэффициентом передачи по каждому из них. Непосредственное соединение выхода повторителя, выполненного на A_2 , с одним из входов сумматора реализует единичный коэффициент передачи, в соответствии с (2). На второй вход сумматора поступает сигнал с выхода блока, содержащего ПКН и обозначенного на рисунке $K(D)$. Таким образом, реализуется составляющая K_v , зависящая от кода D . На этой схеме

так же, как и в предыдущих формулах, не конкретизированы Z_1 , Z и $K(D)$, так как в зависимости от их характера возможен ряд схем ПКФ. Данные по всем возможным вариантам схем ПКФ, построенным на основе обобщенной схемы, показанной на рис. 4, приведены в таблице I. Для каждого варианта схемы исходными являются Z и $K(D)$, которые определяют характер эквивалентного сопротивления $Z_2(D)$, в соответствии с которым выбирается характер сопротивления Z_1 . По известным причинам применения индуктивностей в настоящее время стараются избегать, поэтому в таблице I приведены варианты схем для Z и Z_1 только активного или емкостного характера. $K(D)$ может иметь сложную структуру, обязательным элементом которой является ПЧ с прямопропорциональной ($k \cdot D$) или обратнопропорциональной ($1/(k \cdot D)$) зависимостью коэффициента передачи от кода, кроме того может содержать дифференциатор ($1/j\omega\tau$), интегратор ($1/j\omega\tau$), инвертор (-1). Фаза фазовращателя рис. I пропорциональна его постоянной времени, поэтому для получения пропорциональной характеристики управления код-фаза необходимо получить пропорциональную зависимость код-постоянная времени. В соответствии с этими требованиями для каждого варианта схемы выбрана соответствующая зависимость коэффициента передачи ПЧ от кода. Далеко не всегда требуется перестройка фазы в максимально возможном диапазоне. Поэтому целесообразно предусмотреть возможность построения ПКФ, имеющего при нулевом коде какую-то начальную фазу, относительно которой, при увеличении кода, идет приращение фазы пропорционально заданному коду. С учетом сказанного, постоянную времени фазовращателя удобно представить в виде:

$$\tau_{\varphi}(D) = \tau_0 + \tau_1 \cdot D. \quad (4)$$

Здесь τ_0 определяет начальную фазу, а τ_1 - крутизну характеристики управления. Обе составляющие τ_{φ} и выражение для расчета фазы фазовращателя для каждого варианта схемы приведены в таблице. На схеме рис. 4 пунктиром показаны элементы, определяющие начальные фазы. Выбор конкретного элемента варианта схемы производится в соответствии с графой τ_0 таблицы. Только одна из приведенных в таблице схем,

Варианты ПКФ

N°	Z	$K(D)$	Z_2	Z_1	τ_0	$\tau_1 \cdot D$	φ
1	$\square R$	$-\frac{1}{k \cdot D}$	$R \cdot k \cdot D$	$\mp \frac{1}{j\omega C_1}$	$C_1 \cdot R_0$	$C_1 \cdot R \cdot k \cdot D$	$-\pi - 2 \cdot \arctg \omega \tau \varphi$
2	$\mp \frac{1}{j\omega C}$	$-k \cdot D$	$\frac{1}{j\omega C \cdot k \cdot D}$	$\square R_1$	$C_0 \cdot R_1$	$C \cdot R_1 \cdot k \cdot D$	$-2 \cdot \arctg \omega \tau \varphi$
3	$\square R$	$-j\omega \tau \cdot k \cdot D$	$\frac{R}{j\omega \tau \cdot k \cdot D}$	$\square R_1$	$C_0 \cdot R_1$	$\tau \cdot \frac{R_1}{R} \cdot k \cdot D$	$-2 \cdot \arctg \omega \tau \varphi$
4	$\mp \frac{1}{j\omega C}$	$j\omega \tau \cdot \frac{1}{k \cdot D}$	$\frac{k \cdot D}{\omega^2 \tau \cdot C}$	He	pea	ny	zue
5	$\square R$	$-\frac{1}{j\omega \tau} \cdot \frac{1}{k \cdot D}$	$j\omega \tau \cdot R \cdot k \cdot D$	$\square R_1$	$\frac{L_0}{R_1}$	$\tau \cdot \frac{R}{R_1} \cdot k \cdot D$	$-\pi - 2 \arctg \omega \tau \varphi$
6	$\mp \frac{1}{j\omega C}$	$-\frac{1}{j\omega \tau} \cdot \frac{1}{k \cdot D}$	$\frac{\tau}{C} \cdot k \cdot D$	$\mp \frac{1}{j\omega C_1}$	$C_1 \cdot R_0$	$\tau \cdot \frac{C_1}{C} \cdot k \cdot D$	$-\pi - 2 \arctg \omega \tau \varphi$

вариант 4, потенциально неустойчива, поэтому и физически нереализуема. Для получения устойчивой работы схем 2 и 3 необходимо вводить коррекцию. Для этого можно ограничить полосу пропускания усилителя, например, зашунтировав конденсатором резистор обратной связи ОУ A_3 . Для реализации начальной фазы схемы 5 приходится вводить индуктивность (вместо R_0 на рис. 4), что является ее крупным недостатком. В схеме 6 неинвертирующие входы ОУ A_1 и A_2 не включены по постоянному току. Для устранения этого недостатка приходится включать дополнительный резистор (вместо C_0), который видоизменяет характеристику управления.

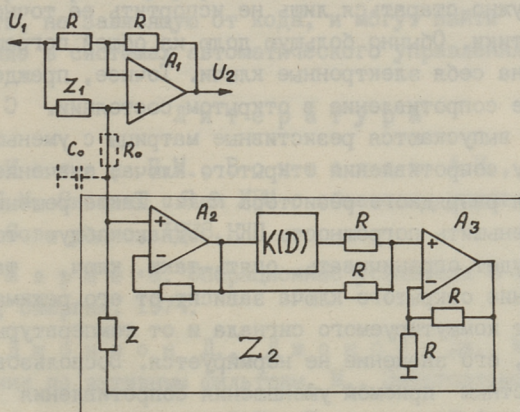


Рис. 4. Обобщенная схема преобразователя кода в фазу.

При перестройке фазы меняется сопротивление, приведенное к неинвертирующему входу A_1 . Если это сопротивление носит активный характер на нулевой частоте, то возникает составляющая напряжения смещения ОУ A_1 , зависящая от фазы и температуры. В зависимости от применения это может вносить соответствующую погрешность. Этот недостаток особенно характерен для схемы I. Схемы 2 и 3 в этом смысле выгодно отличаются. Преимущество схем 3, 5, 6, хотя они и имеют более сложную структуру, заключается в том, что их крутизна управления зависит от отношения либо резисторов, либо емкостей, и выбором соответствующих элементов это отношение

можно сделать достаточно большим. Это дает возможность, либо при малой постоянной времени интегратора или дифференциатора, либо при работе на низкой частоте, получить достаточно высокое значение крутизны характеристики управления. Очевидно преимущество схем 1 и 2 заключается в том, что они являются самыми простыми. На основе перечисленных особенностей вариантов схем, в зависимости от специфики применения, можно выбрать конкретный вариант схемы ПКФ. Кроме того, необходимо учитывать, что точностные характеристики ПКФ во многом определяются ПЧН.

Погрешность коэффициентов передачи резистивной матрицы очень маленькая, обычно 0,01 %, поэтому при построении схем ПЧН нужно стараться лишь не испортить ее точностные характеристики. Обычно большую долю из общей погрешности ПЧН берут на себя электронные ключи. Точнее, прежде всего, их конечное сопротивление в открытом состоянии. С учетом этого даже выпускаются резистивные матрицы с уменьшенным, на величину сопротивления открытого ключа, значением сопротивления разрядного резистора $2 \cdot R$. Такое решение позволяет уменьшить погрешность ПЧН, однако общую точность при этом будет ограничивать, опять-таки, ключ, так как сопротивление открытого ключа зависит от его режима работы, т.е. от коммутируемого сигнала и от температуры и, кроме того, его значение не нормируется. Воспользовавшись широкоизвестным приемом уменьшения сопротивления какой-либо схемы при помощи повторителя, имеющего очень низкое

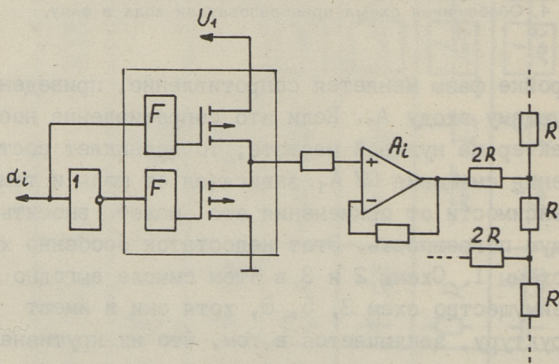


Рис. 5. Уменьшение погрешности ЦАП, вызванной конечным сопротивлением ключей.

выходное сопротивление, нетрудно построить схемы электронного ключа с очень малой погрешностью, возникающей из-за конечных значений сопротивлений ключей. Соответствующая схема приведена на рис. 5. Эта схема позволяет существенно увеличить точность ПКЧ. К недостаткам ПКЧ, построенным на основе приведенной схемы, следует отнести большое количество ОУ и большое значение напряжения смещения всей схемы, связанное с температурным дрейфом большого количества ОУ. Однако при работе на переменном токе, как, например, в случае ПКФ, напряжение смещения роли не играет.

Рассмотренные структуры ПКФ позволяют получить приемлемую характеристику управления, малую относительную погрешность, не зависящую от кода, и могут найти широкое применение в системах автоматического управления.

Л и т е р а т у р а

1. Каган Б.М., Воителев А.И., Лукьянов Л.М. Системы связи УВМ с объектами управления в АСУ ТП. М., Сов. радио, 1978.

2. Марше Ж. Операционные усилители и их применение. Л., Энергия, 1974.

3. Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г. Справочник по активным фильтрам. М., Энергоатомиздат, 1983.

4. Федорков Б.Г., Телец В.А., Дегтяренко В.П. Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи. М., Радио и связь, 1984.

V. Gerasintchuk

Phase Shifters with Digital Control

Abstract

Structures of code-to-phase transformers are considered. Some features of these transformers are analysed. Several techniques are proposed, which reduce the error of transformers.

ТЕЛЕВИЗИОННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ СЛАБЫХ ИМПУЛЬСНЫХ
ОПТИЧЕСКИХ ИЗЛУЧЕНИЙ

В последнее время для повышения чувствительности телевизионных систем прикладного назначения начинают применять метод счета фотонов. Известные решения ориентированы на регистрацию слабых, медленно изменяющихся во времени излучений [1-3]. Ниже анализируется возможность применения метода при регистрации изображений с ограниченным временем их существования.

При методе счета фотонов интенсивность излучения, падающего на каждый элемент поверхности, регистрируется путем подсчета количества отображающих фотоны событий, приходящих на время регистрации. При фотоэлектрической регистрации поступление фотона отображается в виде электрического импульса. Для реализации метода необходимо, чтобы порождаемые фотонами импульсы были бы отделимы от помех и друг от друга во времени и пространстве [4].

Основными составными частями устройства регистрации по методу счета фотонов являются:

- 1) многоэлементный фотоэлектрический преобразователь;
- 2) усилительный видеотракт;
- 3) дискриминатор импульсов;
- 4) многоканальный счетчик импульсов;
- 5) средства вывода информации.

Возможность реализации метода определяется, в первую очередь, фотоэлектрическим преобразователем.

Фотоэлектрическое преобразование осуществимо:

- 1) телевизионными передающими трубками - диссекторами, плюмбиконами, кремниконами, суперкремниконами;

2) твердотельными формирователями видеосигнала – приборами с зарядовой связью (ПЗС);

3) наборами (линейками, матрицами) фотоэлементов (-диодов).

Отдельно взятые фотоэлектрические преобразователи не обладают достаточной для отдельной регистрации фотонов чувствительностью. Поэтому предварительно производится усиление потока фотонов электронно-оптическим преобразователем (ЭОП). Число ступеней усиления ЭОП определяется типом фотоэлектрического преобразователя. В настоящее время наиболее простые в техническом отношении решения получаются при использовании ПЗС. Здесь достаточно использовать одноступенчатое усиление потока носителя заряда в самом кристалле ПЗС [4]. При использовании передающих телевизионных трубок число ступеней преобразования доходит до четырех (для трубок видиконного типа).

Известные под названиями – диджикон, суперсканер, цифровое ЭОП – технические решения многоэлементных фотоэлектрических преобразователей устройств со счетом фотонов сводятся к вышеперечисленным вариантам [2].

Фотоэлектрические преобразователи различаются по количеству выходов. Передающие телевизионные трубки и приборы с зарядовой связью имеют один выход и работают со сканированием изображения. Наборы фотоэлементов при их числе до 10^3 могут иметь и отдельные выходы от каждого элемента.

Число каналов видеотракта и дискриминаторов видеопульсов определяется числом выходов фотоэлектрического преобразователя.

Дискриминатор импульсов работает как одноразрядный аналого-цифровой преобразователь. Возможно дополнительное обнаружение импульсов, генерируемых за счет темного тока фотокатода ЭОП. Обнаружение производится по большей амплитуде импульсов, обусловленной совпадением нескольких термогенерированных электронов с фотокатода [3].

Многоканальный счетчик импульсов при числе каналов до 10^3 часто реализуется на базе многоканального анализатора импульсов. При большем числе каналов регистрации применимо цифровое запоминающее устройство (ЗУ) на кадр изображения

с накапливающим сумматором перед ним. Разрядность ЗУ и сумматора определяется максимальным числом регистрируемых импульсов от одного элемента изображения.

Интенсивность излучения регистрируется как число фотонов, приходящихся на элемент изображения за время регистрации T . Энергетическая интенсивность выражается через N , как

$$W = N \cdot h \cdot \nu = N \cdot h \cdot \frac{c}{\lambda} = 19,8 \cdot 10^{-26} \frac{N}{\lambda}, \quad (1)$$

где $h = 6,6 \cdot 10^{-34}$ Дж·с - постоянная Планка;

ν - частота излучения;

λ - длина волны излучения.

Для перехода от числа фотонов к энергии излучения необходимо знать длину волны (частоту) излучения.

Максимальное число регистрируемых фотонов определяет через время регистрации T и среднее число фотонов, приходящееся на единицу времени \bar{n}_1 , без учета разброса этой величины, как

$$\bar{N}_{\text{макс}} = \bar{n}_1 \cdot T. \quad (2)$$

Число регистрируемых импульсов N_n отличается от числа фотонов;

$$N_n = Q \cdot N, \quad (3)$$

где Q - относительный квантовый выход регистратора.

Принимая для получения оценок закон распределения фотонов пуассоновским, получаем дисперсию флуктуации числа фотонов

$$\Delta \bar{N}^2 = N. \quad (4)$$

Отношение сигнал/шум определяется как

$$\rho = \frac{\bar{N}}{\sqrt{\Delta \bar{N}^2}} = \sqrt{\bar{N}}. \quad (5)$$

На выходе регистратора отношение сигнал/шум, с учетом (3)

$$\rho_{\text{вых}} = \sqrt{Q} \cdot \rho. \quad (6)$$

Предельное значение квантового выхода регистратора равно квантовому выходу фотокатода Q_F , которое является зависящей от длины волны излучения величиной; $Q_F = Q_F(\lambda)$.

Величина $\rho_{\text{вых}}$ определяет точность регистрации интенсивности.

Минимальное время регистрации $T_{\text{рег}}$ вытекает из условия достижения заданного $\rho_{\text{вых}}$.

Максимальное время регистрации ограничивается емкостью счетчика. Так как отсчеты интенсивности снимаются после окончания счета фотонов, то при импульсном излучении время регистрации не должно превышать длительности оптического импульса t_i ;

$$T_{\text{рег}} \leq t_i.$$

Большим быстродействием обладает вариант регистратора с многоканальным видеотрактом. Здесь можно принять ограничивающим фактором быстродействие счетчика импульсов. Последнее характеризуется максимальной частотой счета $F_{i, \text{макс}}$. При этом следует принять во внимание, что средняя частота поступления импульсов на вход счетчика должна быть по крайней мере в 5 раз меньше $F_{i, \text{макс}}$, в виду их случайного распределения.

Из (6), (7) и (8) следует условие реализуемости метода:

$$F_{i, \text{макс}} \geq 5 \frac{\rho_{\text{вых}}^2}{t_i}. \quad (8)$$

При заданных $F_{i, \text{макс}}$ и $\rho_{\text{вых}}$ получаем из (7) ограничение на минимальную длительность регистрируемых импульсов:

$$t_{i, \text{гон}}^{(m)} = \frac{5 \rho_{\text{вых, зад}}^2}{F_{i, \text{макс}}}. \quad (9)$$

Даже при $\rho_{\text{вых, зад}} = 30$ и $F_{i, \text{макс}} = 10^7$ Гц получаем $t_{i, \text{мин}} = 0,5$ мс.

При этих условиях энергия излучения на один элемент изображения составляет, с учетом (1) и (6)

$$W_1 = h\nu \frac{\rho_{\text{вых}}^2}{Q_F(\nu)} = 19,8 \cdot 10^{-26} \cdot \frac{\rho_{\text{вых}}^2}{\lambda \cdot Q_F}. \quad (10)$$

При $Q_F = 0,1$; $\lambda = 0,5 \cdot 10^{-6}$ м

$$W_1 = 4 \cdot 10^{-15} \text{ Дж.}$$

Для импульса в целом при m элементах изображения максимальная энергия равна

$$W = mW_1. \quad (11)$$

При $m = 10^3$ и принятых данных $W = 4$ пДж.

При одноканальном видеотракте быстродействие регистратора ограничивается развевтывающими устройствами. При времени считывания элемента T_3 условие типа (9) приобретает вид

$$t_{i\text{гон}}^{(1)} = 5m\rho_{\text{выхзвд}}^2 \cdot T_3 \quad (12)$$

Для $T_3 = 0,1$ мкс, $\rho_{\text{выхзвд}} = 30$, даже при $m = 10^3$, $t_{i\text{мин}} = 0,5$ с.

Согласно (10) и (11) W от числа каналов видеотракта не зависит. Однако средняя мощность в импульсе составляет

$$P_{i\text{ср}}^{(m)} = \frac{4 \cdot 10^{-26} m \cdot F_{i\text{макс}}}{\lambda \cdot Q_F}$$

или

$$P_{i\text{ср}}^{(1)} = \frac{4 \cdot 10^{-2}}{\lambda \cdot Q_F T_3}$$

соответственно, для много- и одноканального вариантов.

Выводы

1. Метод счета фотонов применим лишь при регистрации импульсов большой длительности или при регистрации с накоплением в пачке импульсов. Число импульсов в пачке определяется из условия $n \geq \frac{t_{i\text{гон}}}{t_i}$, где $t_{i\text{гон}}$ находят по (9) или (12).

2. Для сокращения времени регистрации следует применять многоканальную структуру с использованием набора фотопреобразовательных элементов.

3. Устройства со сканирующими фотоэлектрическими преобразователями типа передающих телевизионных трубок или ПЗС при числе регистрируемых элементов изображения $m = 10^4$ и более пригодны лишь при временах регистрации порядка 5 с и более.

Л и т е р а т у р а

1. Б а л е г а И.И. и др. Телевизионный многоканальный спектрофотометр 6-метрового телескопа АН СССР. - Астрофизические исследования, т. II, 1982, с. 248-254.

2. М и б е р н Дж. Обнаружение и спектрометрия слабых источников света. М., Мир, 1979. 304 с.

3. S t a p i n s k y T.E., R o d g e r s A.W., E l-

1 is M.I. Photon counting with intensified solid state arrays. - В сб.: "7-th Symp. Photo-Electronic Image Devices. Prepr. Pap.", 1978, p. 335-339.

4. Полупроводниковые формирователи сигналов изображения. М., Мир, 1979. 573 с.

5. Зеленов В.А., Цветков В.А. Применение принципа счета фотонов в прикладном телевидении. - Техника средств связи, сер. Техника телевидения, 1985, вып. 2, с. 9-16.

Е. Schults

Television Registration
of Weak Pulse Optical Radiation

Abstract

The possibility of registering small energy pulse optical images, is analyzed. The conditions are deduced, which determine the ability to use the photon counting method by registration of single and periodic optical pulses.

ИССЛЕДОВАНИЕ ШУМОВ В ОПТИЧЕСКОМ ТРАКТЕ
ЛАЗЕРНЫХ СИСТЕМ

Возможности лазерных систем при передаче информации и измерении во многом определяются шумами в системах. Специфика шумов лазерных систем сказывается в оптическом тракте систем. Оптический тракт любой лазерной информационной системы включает источник оптического излучения, оптические элементы (фильтры, линзы, зеркала и т.п.), канал распространения и фотоприемник.

Шумы возникают на всех участках оптического тракта систем. Шумовое качество отдельных элементов лазерных систем может быть определено коэффициентом шума [1], показывающим уменьшение отношения сигнал-шум на выходе реального устройства по сравнению с идеальным устройством без избыточных шумов

$$F_i = \frac{S/\omega|_{\text{ид}}}{S/\omega|_{\text{реальн}}} \quad (1)$$

Шумы источников оптического излучения, лазеров, определяются коэффициентом избыточных шумов лазера F_L [2], учитывающим увеличение шума при фотодетектировании излучения неидеального лазера по сравнению с фотодетектированием излучения идеального лазера. Шумы лазера определяются главным образом техническими шумами, имеющими различные источники. Современная теория технических шумов лазера не позволяет теоретически рассчитать эти шумы. Поэтому при исследовании шумов лазера главную роль играют экспериментальные измерения. По своим свойствам наиболее близкими к идеальному источнику когерентного излучения являются газовые лазеры. Поэтому нами проведено экспериментальное исследование шумов нескольких типов выпускаемых промышленностью газовых лазеров на He-Ne и CO₂ [3-7].

Другим важным аппаратурным источником шумов в лазерных системах являются фотодетекторы. В отличие от лазеров, шумы фотодетекторов могут быть во многих случаях выражены через их параметры (квантовую эффективность, усиление по току, предельную чувствительность) [8, 9]. Однако такие параметры не всегда известны, особенно для приемников нового типа. Нами проводились исследования фотоприемников на металл-оксид-металл (МОМ) структурах в диапазоне 10,6 мкм [10, 11], в том числе их предельной чувствительности [12, 13].

В лазерных системах, работающих в открытой атмосфере, доминирующим источником шума является турбулентная атмосфера. На трассе распространения возникают мультипликативные шумы, обусловленные флуктуациями интенсивности и пространственными флуктуациями пучка в турбулентной атмосфере. Кроме того, сказываются аддитивные шумы, обусловленные фоновым излучением. Теория распространения лазерного излучения в чистой турбулентной атмосфере не закончена в области ограниченных пучков и сильных флуктуаций. Кроме того, теория не позволяет учитывать влияния имеющихся в реальной атмосфере центров рассеяния (пыль, гидрометеоры) на флуктуации лазерного пучка. Поэтому важную роль играют экспериментальные исследования распространения лазерного излучения, особенно в городах, в условиях сильно неоднородных трасс. Нами проведены исследования флуктуаций лазерного пучка на атмосферной трассе на волнах 0,63 и 10,6 мкм [14-17]. Проведены также теоретические исследования роли пространственных флуктуаций лазерного пучка в флуктуациях принимаемой фотоприемником мощности лазерного излучения и их влияния на вероятность ошибки в системе [18-21].

Проведенные теоретические и экспериментальные исследования шумов в отдельных участках оптического тракта лазерных систем позволяют подойти к рассмотрению шумов в системе в целом. Оптический тракт лазерной системы может быть представлен в виде цепи последовательно включенных элементов: источника-двухполосника и линейных или квазилинейных четырехполосников. В работе [22] приведены формулы для шумов ряда последовательно включенных четырехполосников оптического диапазона.

Таким образом, шумы в оптическом тракте системы, включая источник, могут быть рассчитаны по формулам для четырехполюсников оптического диапазона. Отношение сигнал-шум на выходе реальной системы по мощности согласно формуле (I)

$$\frac{c}{\omega} \Big|_{\text{реальн}} = \frac{1}{F_c} \frac{c}{\omega} \Big|_{\text{уг}} = \frac{1}{F_c} \bar{n}_L, \quad (2)$$

где F_c - коэффициент шума системы;

\bar{n}_L - среднее число квантов излучения лазера.

Рассмотрим распределение шумов в лазерной системе, которая состоит из источника (лазера), двух линейных четырехполюсников и фотоприемника (квазилинейного четырехполюсника). Дисперсия числа фотоэлектронов на выходе такой системы, согласно формулам [I], в общем случае

$$\begin{aligned} \sigma_{m\Sigma}^2 = & \sigma_L^2 \tau_1^2 \tau_2^2 \eta^2 + \bar{n}_L \tau_1 (1-\tau_1) \tau_2^2 \eta^2 + \\ & + \bar{n}_L \tau_1 \tau_2 (1-\tau_2) \eta^2 + \bar{n}_L \tau_1 \tau_2 \eta (1-\eta) + \\ & + (M_1^2 + M_2^2 + M_3^2) \bar{n}_L^2 \tau_1^2 \tau_2^2 \eta^2 + \sigma_{\omega 1}^2 \tau_2^2 \eta^2 + \\ & + \sigma_{\omega 2}^2 \eta^2 + \sigma_{\omega \text{нр}}^2 + \bar{n}_{\omega 1} \tau_2 (1-\tau_2) \eta^2 + \bar{n}_{\omega 2} \eta (1-\eta), \quad (3) \end{aligned}$$

где \bar{n}_L и σ_L^2 - среднее значение и дисперсия числа квантов излучения лазера;

τ_1 и τ_2 - коэффициенты передачи четырехполюсников;

η - квантовая эффективность фотодетектора;

M_1, M_2 и M_3 - коэффициенты шумовой модуляции четырехполюсников и фотодетектора соответственно;

$\sigma_{\omega 1}^2, \sigma_{\omega 2}^2, \bar{n}_{\omega 1}$ и $\bar{n}_{\omega 2}$ - дисперсии и средние значения числа шумовых квантов четырехполюсников;

$\sigma_{\omega \text{нр}}^2$ - дисперсия числа шумовых фотоэлектронов фотодетектора.

Допустим, что собственные аддитивные шумы четырехполюсников имеют тепловой характер, тогда $\sigma_{\omega 1}^2 = \bar{n}_{\omega 1}$ и $\sigma_{\omega 2}^2 = \bar{n}_{\omega 2}$ и выражение для F_c несколько упрощается.

Коэффициент шума принятой модели лазерной системы согласно [22] с учетом формулы (3)

$$F_c = 1 + \frac{\bar{n}_L}{\sigma_L^2} \left[\frac{1-\tau_1}{\tau_1} + \frac{1-\tau_2}{\tau_1\tau_2} + \frac{1-\eta}{\tau_1\tau_2\eta} + \right. \\ \left. + (M_1^2 + M_2^2 + M_3^2) \bar{n}_L + \frac{\bar{n}_{\omega 1}}{\bar{n}_L \tau_1^2 \tau_2} + \right. \\ \left. + \frac{\bar{n}_{\omega 2}}{\bar{n}_L \tau_1^2 \tau_2^2 \eta} + \frac{\sigma_{\omega np}^2}{\bar{n}_L \tau_1^2 \tau_2^2 \eta^2} \right].$$

Преобразованием первых членов формулы

$$1 - \frac{\bar{n}_L}{\sigma_L^2} = \frac{\sigma_L^2 - \bar{n}_L}{\bar{n}_L} \frac{\bar{n}_L}{\sigma_L^2} = F_L \frac{\bar{n}_L}{\sigma_L^2}$$

можно ввести коэффициент избыточных шумов лазерного излучения F_L . Общий коэффициент в формуле \bar{n}_L/σ_L^2 для идеального источника с пуассоновской статистикой излучения (превышение шумов над шумами которого по определению дается) равняется единице. Коэффициент шума оптической части лазерной системы, определяющий превышение шумов реальной системы над шумами идеальной системы, в общем виде равен

$$F_c = F_L + \frac{1}{\tau_1} + \frac{1-\tau_2}{\tau_1\tau_2} + \frac{1-\eta}{\tau_1\tau_2\eta} + (M_1^2 + M_2^2 + M_3^2) \bar{n}_L + \\ + \frac{\bar{n}_{\omega 1}}{\bar{n}_L \tau_1^2 \tau_2} + \frac{\bar{n}_{\omega 2}}{\bar{n}_L \tau_1^2 \tau_2^2 \eta} + \frac{\sigma_{\omega np}^2}{\bar{n}_L \tau_1^2 \tau_2^2 \eta^2}. \quad (4)$$

Перейдем к рассмотрению более конкретных вариантов лазерных систем.

Рассмотрим, во-первых, шумы в закрытой оптической системе. Пусть лазерное излучение распространяется по закрытому оптическому каналу, изолированному от внешней среды (световод, экранированная труба и т.п.). В этом случае два линейных четырехполюсника в общей схеме являются пассивными диссипативными элементами (оптические элементы, фильтры, сам световод и т.п.) с коэффициентами передачи τ_1 и τ_2 , для них $M_1=0, M_2=0, \bar{n}_{\omega 2}=0$. В систему может проникать некоторое фоновое излучение, поэтому приравняем $\bar{n}_{\omega 1}=\bar{n}_\phi$. Формула (4) для этого случая преобразуется к виду

$$F_c = F_L + \frac{1}{\tau_1} + \frac{1-\tau_2}{\tau_1\tau_2} + \frac{1-\eta}{\tau_1\tau_2\eta} + M_3^2 \bar{n}_L +$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{\bar{n}_\phi}{\bar{n}_L \tau_1^2 \tau_2 \eta} + \frac{\sigma_{\omega \text{нр}}^2}{\bar{n}_L \tau_1^2 \tau_2^2 \eta^2} = F_L + \frac{1}{\tau_1} + \frac{1-\tau_2}{\tau_1 \tau_2} + \\
 & + \frac{\bar{n}_\phi}{\bar{n}_L \tau_1^2 \tau_2 \eta} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} F_0, \quad (5)
 \end{aligned}$$

где

$$F_0 = \frac{1}{\eta} + M^2 \tau_1 \tau_2 \bar{n}_L + \frac{\sigma_{\omega \text{нр}}^2}{\bar{n}_L \tau_1 \tau_2 \eta^2}$$

является коэффициентом шума фотодетектора без внутреннего усиления при пуассоновской статистике входного излучения с числом квантов на входе $\bar{n}_{\text{вх}} = \bar{n}_L \tau_1 \tau_2$.

Шумы в закрытых оптических системах определяются аппаратными параметрами (при хорошей экранировке $\bar{n}_\phi / \bar{n}_L \ll 1$).

Во-вторых, рассмотрим шумы в системе с атмосферным каналом. Предположим, что в выбранной модели лазерной системы, состоящей из источника, двух линейных четырехполосников и фотоприемника, первый четырехполосник является атмосферным каналом, вносящим и фоновое излучение. Второй четырехполосник по-прежнему является элементом с потерями, в данном случае расположенном на приемной стороне до фотодетектора. Тогда в общей формуле для коэффициента шума системы F_c (4) параметры четырехполосников $M_2 = 0$, $\bar{n}_{\omega_2} = 0$, $M_1 = \alpha_1 / \bar{I} = M$, $\bar{n}_{\omega_1} = \bar{n}_\phi$ и $\tau_1 = \tau$ (коэффициент передачи атмосферного канала). Выражение для F_c записывается в этом случае в виде

$$\begin{aligned}
 F_c & = F_L + \frac{1}{\tau} + \frac{1-\tau_2}{\tau \tau_2} + \frac{1-\eta}{\tau \tau_2 \eta} + M^2 \bar{n}_L + \frac{\bar{n}_\phi}{\bar{n}_L \tau^2 \tau_2 \eta} + \\
 & + \frac{\sigma_{\omega \text{нр}}^2}{\bar{n}_L \tau^2 \tau_2^2 \eta^2} = F_L + \frac{1}{\tau} + \frac{1-\tau_2}{\tau \tau_2} + M^2 \bar{n}_L + \frac{\bar{n}_\phi}{\bar{n}_L \tau^2 \tau_2 \eta} + \frac{1}{\tau \tau_2} F_0. \quad (6)
 \end{aligned}$$

Это выражение отличается от формулы для коэффициента шума системы с закрытым трактом только добавочным членом $M^2 \bar{n}_L$. Кроме того, уровень фонового излучения при атмосферном канале существенно выше, чем при закрытом тракте, и сделанное при анализе выражения (5) предположение $\bar{n}_\phi / \bar{n}_L \ll 1$ в данном случае не выполняется. Члены, заключающие аппаратные параметры, имеют в формуле (6) такой же характер, как

и в формуле (5). При анализе влияния атмосферного канала целесообразно в формуле (6) разделить члены, описывающие аппаратурные и атмосферные факторы

$$F_c = F_a + \frac{1}{\tau} + M^2 \bar{n}_L + \frac{\bar{n}_\phi}{\bar{n}_L \tau_1^2 \tau_2}, \quad (6a)$$

где $F_a = F_L + \frac{1-\tau_2}{\tau \tau_2} + \frac{1}{\tau \tau_2} F_0$ коэффициент шума, определяемый аппаратурными факторами (5).

Из параметров атмосферного канала в выражение для F_a входит только коэффициент передачи τ , который никакой специфики, свойственной атмосфере, практически не имеет.

Рассмотрим влияние отдельных элементов на шумы оптического тракта в целом.

В выражения для коэффициентов шума системы (5) и (6) входят величины, описывающие отдельные источники шума, с определёнными коэффициентами. Для оценки влияния отдельных элементов оптических трактов на шумы системы надо учитывать таким образом не только шумы, вводимые в тракт данным элементом, но и влияние параметров данного элемента на удельный вес других составляющих шума.

За основу анализа влияния элементов на шумы системы возьмем выражение для коэффициента шума (6), включающее как аппаратурные параметры $F_L, \tau_2, \eta, \sigma_{\text{шпр}}$, так и параметры, описывающие атмосферный канал τ, M и \bar{n}_ϕ .

Влияние отдельных параметров на общее соотношение (6) определяется частными производными по аппаратурным параметрам

$$\frac{\partial F_c}{\partial F_L} = 1.$$

$$\frac{\partial F_c}{\partial \tau_2} = -\frac{1}{\tau \tau_2^2} + \frac{1-\eta}{\tau \tau_2^2 \eta} - \frac{\bar{n}_\phi}{\bar{n}_L \tau^2 \tau_2^2 \eta} - \frac{2\sigma_{\text{шпр}}^2}{\bar{n}_L \tau^2 \tau_2^3 \eta^2}$$

$$\frac{\partial F_c}{\partial \eta} = -\frac{1}{\tau \tau_2 \eta^2} - \frac{\bar{n}_\phi}{\bar{n}_L \tau^2 \tau_2 \eta^2} - \frac{2\sigma_{\text{шпр}}^2}{\bar{n}_L \tau^2 \tau_2^2 \eta^3}$$

$$\frac{\partial F_c}{\partial \sigma_{\text{шпр}}^2} = \frac{1}{\bar{n}_L \tau^2 \tau_2^2 \eta^2}$$

и параметры атмосферного канала

$$\frac{\partial F_c}{\partial \tau} = -\frac{1}{\tau^2} - \frac{1-\tau_2}{\tau^2 \tau_2} - \frac{1-\eta}{\tau^2 \tau_2 \eta} - \frac{2\bar{n}_\phi}{\bar{n}_L \tau^3 \tau_2 \eta} - \frac{2\sigma_{\text{шнр}}^2}{\bar{n}_L \tau^3 \tau_2^2 \eta^2},$$

$$\frac{\partial F_c}{\partial M} = 2\bar{n}_L M,$$

$$\frac{\partial F_c}{\partial \bar{n}_\phi} = \frac{1}{\bar{n}_L \tau^2 \tau_2 \eta}.$$

Исследование этих соотношений на экстремум для определения оптимальных значений параметров не дает результатов (ввиду монотонного характера зависимостей или ввиду физически нереализуемых условий, так оптимальные τ и τ_2 отрицательны). Существуют физически очевидные оптимальные значения параметров, соответствующие идеальной системе $F_L = 0$, $\tau_2 = 1$, $\eta = 1$, $\sigma_{\text{шнр}} = 0$, $\tau = 1$, $M = 0$ и $\bar{n}_\phi = 0$.

Удельный вес влияния каждого параметра на коэффициент шума системы определяется соответствующим весовым коэффициентом:

$$C_L = \frac{\partial F_c / \partial F_L}{\Delta}; \quad C_{\tau_2} = \frac{\partial F_c / \partial \tau_2}{\Delta}; \quad C_\eta = \frac{\partial F_c / \partial \eta}{\Delta};$$

$$C_{\text{шнр}} = \frac{\partial F_c / \partial \sigma_{\text{шнр}}^2}{\Delta}; \quad C_\tau = \frac{\partial F_c / \partial \tau}{\Delta}; \quad C_M = \frac{\partial F_c / \partial M}{\Delta}$$

и

$$C_\phi = \frac{\partial F_c / \partial \bar{n}_\phi}{\Delta}$$

где

$$\Delta = \partial F_c / \partial F_L + \partial F_c / \partial \tau_2 + \partial F_c / \partial \eta + \partial F_c / \partial \sigma_{\text{шнр}}^2 + \\ + \partial F_c / \partial \tau + \partial F_c / \partial M + \partial F_c / \partial \bar{n}_\phi.$$

Весовые коэффициенты зависят кроме аппаратурных параметров и параметров атмосферного канала от уровня мощности лазерного излучения, в выражения для весовых коэффициентов входит \bar{n}_L .

Соответствующие зависимости для некоторых значений параметров $\tau = \tau_2 = \eta = M = 0,3$, $\bar{n}_\phi = \sigma_{\text{шнр}}^2 = 100$ (сплошные кривые) и $\tau = \tau_2 = 1$, $M = \eta = 0,3$, $\bar{n}_\phi = \sigma_{\text{шнр}}^2 = 100$ (пунктирные кривые) приведены на рис. 1.

С ростом числа сигнальных квантов увеличивается удельный вес мультипликативного шума (коэффициент C_M), который становится доминирующим при $\bar{n}_L^2 \eta \bar{n}_\phi + \sigma_{\text{шнр}}^2 / \tau^3 \tau_2^2 \eta^2 M$.

С уменьшением числа квантов излучения \bar{n}_L возрастает удельный вес потерь (коэффициенты C_τ и C_{τ_2}) и квантовой эффективности (коэффициент C_η). Эти коэффициенты становятся доминирующими, если приведенное выше неравенство выполнено в обратную сторону (начальный участок графиков на рис. 1).

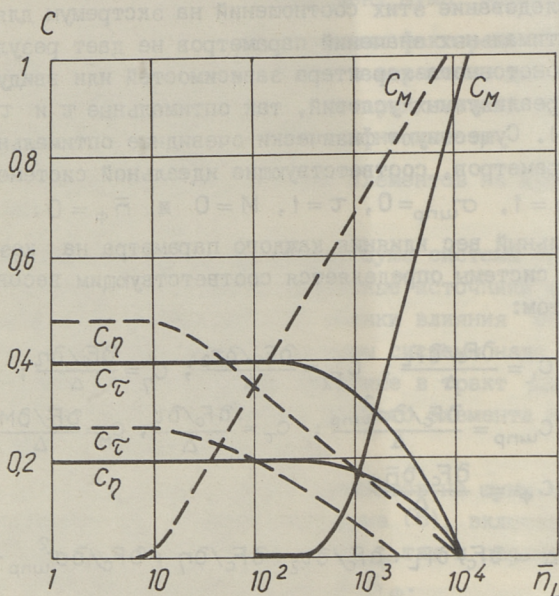


Рис. 1. Зависимость весовых коэффициентов от среднего числа квантов лазерного излучения.

Если канал не вносит мультипликативных шумов ($M=0$), доминируют коэффициенты C_{τ_2} , C_τ и C_η . Удельный вес аддитивных шумов и шумов лазера существенно меньше удельного веса параметров τ , τ_2 и η . Соответствующие коэффициенты C_L , C_Φ и $C_{шлр}$ имеют порядок 10^{-2} - 10^{-3} и поэтому отсутствуют на рисунке. Доминирующее влияние коэффициентов передачи объясняется тем, что именно они определяют эквивалентный уровень аддитивного шума и шумов преобразования. Абсолютный уровень аддитивного шума (\bar{n}_Φ^2 , $\sigma_{шлр}^2$) и шумов лазера на другие шумовые составляющие не влияют, поэтому коэффициент шума менее чувствителен к их изменению.

Изучение факторов, определяющих качество оптического тракта лазерных систем, позволило параллельно с исследова-

нием характера шумов систем развивать технические реализации лазерных систем и улучшать их параметры. Первые разработанные в ТПИ системы с применением гелий-неонового лазера [18, 23] заменялись на малогабаритные системы с применением полупроводниковых лазеров [24, 25]. Эти разработки нашли широкое признание. Одна из систем награждена серебряной медалью ВДНХ. Лазерные системы связи, разработанные в ТПИ, демонстрировались на выставках в США, Италии, Франции, ФРГ и в других странах. Увеличение дальности действия лазерных систем за пределами прямой видимости достигнуто приемом рассеянного излучения [26].

Л и т е р а т у р а

1. Х и н р и к у с Х.В. Коэффициент шума приемных устройств в квантовой области. - Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1974, т. 17, № 3, с. 12-17.

2. Х и н р и к у с Х.В. Шумы фотодетектирования излучения неидеального ОКГ. - Изв. вузов СССР. Радиофизика, 1975, т. 18, № 10, с. 1438-1441.

3. Х и н р и к у с Х.В., Т а к л а я А.А. Сравнительное исследование статистических свойств газового лазера. - Тезисы докладов III Всесоюзной конференции по физическим основам передачи информации лазерным излучением. Киев, 1973, с. 74.

4. Х и н р и к у с Х.В. Статистические параметры источников оптических сигналов. - Тезисы докладов I Всесоюзной конференции по фотометрическим измерениям и их метрологическому обеспечению. М., 1974, с. 190.

5. Х и н р и к у с Х.В., Т а к л а я А.А. Исследование спектра флуктуаций излучения газового лазера. - Там же, с. 189.

6. Х и н р и к у с Х.В. Методика измерения шумов лазера. - Тезисы докладов III Всесоюзной конференции по фотометрии и по ее метрологическому обеспечению. М., 1979, с. 295.

7. Х и н р и к у с Х.В., А с т р и к Р.В. Метод измерения шумов излучения ОКГ. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1975, № 389, с. 37-39.

8. Х и н р и к у с Х.В. Шумовые параметры линейных фотоприемников. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1974, № 358, с. 35-40.

9. Х и н р и к у с Х.В. Коэффициент шума фотоприемников в режиме прямого детектирования. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1974, № 358, с. 41-47.

10. Х и н р и к у с Х.В., С о о н у р м Т.Э. Антенные свойства МОМ детектора. - Радиотехника и электроника, 1975, т. 10, № 20, с. 2219-2220.

11. Х и н р и к у с Х.В., С о о н у р м Т.Э., А ф и н о г е н о в В.Н. Нелинейные и пространственные свойства точечных МОМ структур. - Тезисы докладов III Всесоюзной конференции по физическим основам передачи информации лазерным излучением. Киев, 1973, с. 27.

12. Х и н р и к у с Х.В., С о о н у р м Т.Э. Оценка чувствительности МОМ детектора. - Радиотехника и электроника, 1975, т. 20, № 10, с. 2220-2222.

13. А с т р и к Р.В., С о о н у р м Т.Э., Х и н р и к у с Х.В. Предельная чувствительность МОМ детектора. - Квантовая электроника, 1976, т. 3, № 6, с. 1233-1238.

14. В и х а л е м Э.В., Х и н р и к у с Х.В., Т а к л а я А.А. Исследование атмосферных флуктуаций лазерного излучения на волнах 0,63 и 10,6 мкм. - Квантовая электроника, 1975, т. 2, № 9, с. 1910-1914.

15. Б ё т х е р Э.О., В и й т м а н Т.О., Х и н р и к у с Х.В. Экспериментальное исследование флуктуаций лазерного луча на атмосферной трассе. - Квантовая электроника, 1975, т. 2, № 9, с. 1978-1984.

16. Х и н р и к у с Х.В., А ф и н о г е н о в В.Н. Деполяризация лазерного излучения в оптическом канале. - Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1972, т. 15, № 12, с. 1501-1506.

17. Х и н р и к у с Х.В., П у р о А.Э., Ц ы г а н о в Г.Е. Исследование параметров излучения ОКГ при распространении в турбулентной атмосфере. - Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1974, т. 17, № 8, с. 110-112.

18. Сымера Т.П., Уусмаа П.А., Хинрикус Х.В., Мальсуб Ю.Э. Вероятность ошибки в атмосферной лазерной линии связи. - Квантовая электроника, 1976, т. 3, № 7, с. 1403-1411.

19. Таклая А.А. Флуктуации интенсивности при блуждании лазерного пучка. - Квантовая электроника, 1977, т. 4, № 4, с. 916-919.

20. Таклая А.А. Блуждающий лазерный пучок в турбулентной атмосфере. - Квантовая электроника, 1978, т. 5, № 1, с. 152-157.

21. Таклая А.А. Оценка роли флуктуаций, вызванных блужданием гауссового лазерного пучка в турбулентной атмосфере. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1983, № 564, с. 37-40.

22. Хинрикус Х.В. Шумы четырехполосников оптического диапазона. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1983, № 564, с. 3-8.

23. Мальсуб Ю.Э., Сымера Т.П., Сювала Р.И., Уусмаа П.А., Хинрикус Х.В. Линия оптической связи на волне 0,63 мкм. - Электросвязь, 1977, № 2, с. 26-29.

24. Захаров Б.В., Хинрикус Х.В. Уменьшение ошибок в атмосферных лазерных системах. - Квантовая электроника, 1981, т. 8, № 8, с. 1708-1714.

25. Захаров Б.В., Лапимаа Ю.Ю., Уусмаа П.А., Хинрикус Х.В. Методы повышения эффективности атмосферных лазерных систем связи. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1980, № 492, с. 15-28.

26. Абрамова И.В., Дрёмин А.Б., Захаров Б.В., Пелевин О.Н., Самолетова П.А., Хинрикус Х.В. Экспериментальная лазерная линия связи с атмосферным каналом рассеяния. - Техника средств связи, сер. Общетеχνическая, 1982, вып. 4 (16), с. 56-61.

The Investigation of Noise in Optical
Channel of Laser Systems

Abstract

A short description of noise sources in laser systems is presented. Optical channel of laser systems is described as a series connection of linear or quasi-linear optical two-ports. The noise factor of the system is developed and analysed.

РАСЧЕТ МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ В АТМОСФЕРНЫХ
ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Проблемы, связанные с исследованием потенциальных возможностей и проектированием атмосферных оптических систем связи и их компонент, охватывают широкий круг вопросов. Для конкретизации более узкого круга проблем, которым посвящена данная работа, приведем на рис. 1 общую модель атмосферной оптической системы передачи информации с прямым фотодетектированием [1], где 1 и 5 - оптический передатчик и приемник, а область, охваченная пунктирной линией - канал связи, который состоит из следующих элементов:

2 - звено, характеризующее коэффициент передачи канала по мощности $\eta \leq 1$;

3 - звено, учитывающее временной сдвиг, связанный с конечным временем распространения излучения;

4 - звено, учитывающее действие аддитивной помехи.

С точки зрения выявления потенциальных возможностей и с целью улучшения качественных параметров системы изучаются разные части этой модели. В передатчиках, например, исследуются возможности повышения выходной мощности и коэффициента полезного действия, увеличения срока службы излучателей. Изучаются вопросы, связанные с модуляцией излучения [2-4], выбором оптики и устройств поиска нацеливания, а также технические шумы в лазерах [5-7].

В приемниках исследуются вопросы, связанные с повышением быстродействия и чувствительности, в том числе вопросы снижения шумов в предусилителе [8-11]. Актуальны вопросы обработки сигналов [12-14]. При разработке приемной оптической антенны важны проблемы выбора размера апертуры [15-16], поля зрения, оптимального качества (качество, как

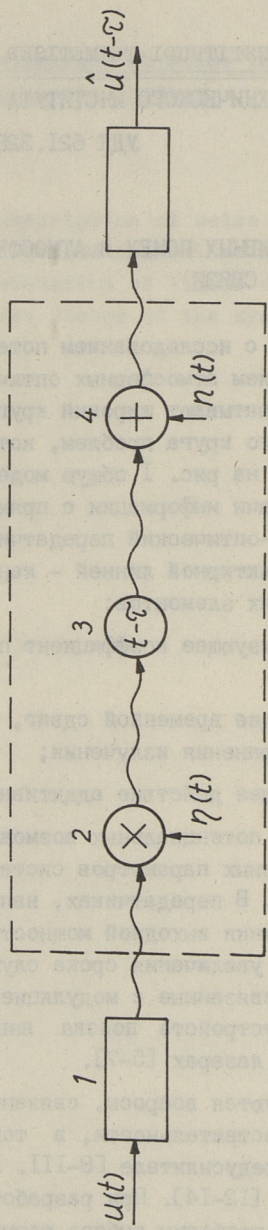


Рис. 1. Модель атмосферной оптической системы связи с прямым фотоде-
тектированием. Область, ограниченная пунктирной линией, — модель
канала.

и размеры оптики, связано со стоимостью). В ряде случаев необходимо использовать оптические адаптивные устройства, корригирующие искажения фронта волны [17-20], интерес представляют вопросы, связанные с поиском и вхождением в связь, особенно в подвижных системах [21, 22], а в случае стационарных систем - стабильность и вибростойкость опор.

Поскольку в данной работе рассматривается действие мультипликативных помех, то внимание, главным образом, обращено на канал.

Представленная на рис. 1 структура канала учитывает через $\eta(t) \leq 1$ изменения коэффициента передачи канала, временной сдвиг τ , связанный с конечным временем распространения излучения, и аддитивные фоновые шумы $n(t)$. Эти шумы характеризуются модовой структурой [12], отношением времени корреляции к времени наблюдения [12, 23], и, главным образом, средним значением фонового излучения, имеющим суточные, а также годовые изменения, зависящие от географического района и погодных условий. Статистика изменений среднего значения фонового излучения рассмотрена в [24].

По характеру распространения лазерного излучения атмосферные каналы делятся на два типа. Первый тип - каналы, в которых преобладает рассеяние и поглощение оптической волны, например, при осадках и в тумане. Второй тип - каналы, в которых преобладают эффекты, обусловленные турбулентными неоднородностями коэффициента преломления среды.

В канале первого типа связь можно осуществить как в пределах прямой видимости [1], так и за горизонт [25]. При использовании этого канала актуальны вопросы обеспечения заданного уровня сигнала в приемнике, выбора поля зрения приемника, длины волны излучения, особенно в случае загоризонтных систем. Важное значение приобретают вопросы, связанные с дисперсией времени распространения короткого импульса. Дисперсия обусловлена разностью хода лучей при рассеянии излучения и зависит от поля зрения. Подобные каналы имеют, как правило, очень низкий коэффициент передачи $\eta \gg 1$, который не имеет быстрых замираний. В назем-

ных системах, работающих в пределах прямой видимости, поглощение и рассеяние являются главными факторами, препятствующими получению близкой к 100 %-ной надежности работы. В зависимости от географического района время, в течение которого система не обеспечивает заданные качественные параметры, можно уменьшить до (1-10) %. Стремление и дальше уменьшать эти цифры ведет к быстрому росту затрат. Перерывы в работе за счет ослабления являются существенным недостатком атмосферных оптических систем и ограничивают их применимость областями, где высокая надёжность работы желательна, но не обязательна. В то же время преимуществом атмосферных оптических систем являются: возможность связи с подвижными объектами, относительная легкость и скорость развертывания стационарных систем, а также скрытность передачи. Скрытность обеспечивается возможностью формирования очень узконаправленных пучков. Кроме повышения скрытности использование узконаправленных пучков увеличивает коэффициент передачи канала η . Но при этом возрастают трудности удержания пучка на мишени. Поэтому вопросы, связанные с исследованием влияния блуждания пучка, стали актуальными в оптических системах.

Продолжая рассмотрение роли атмосферы в оптических системах, отметим, что хотя поглощение и рассеяние являются основными факторами, препятствующими получению предельной надежности, время действия их ограничивается, как было отмечено выше (1-10)%. Остальное время возможности работы системы ограничивают эффекты, связанные с турбулентными неоднородностями коэффициента преломления среды. Такой турбулентный канал считается не дисперсионным, что верно для импульсов длительностью больше 10^{-11} с [26]. Турбулентные неоднородности, являясь причиной для разного рода перераспределений интенсивности в приемной плоскости в виде блуждания пучка, сцинтилляций, флуктуаций диаметра пучка, обуславливают уменьшение флуктуации мощности, поступающей на приемную апертуру. На флуктуации принимаемой мощности можно смотреть как на результат действия мультипликативной помехи, которая в модели канала (рис. 1) учитывается через флуктуирующий коэффициент передачи канала $\eta(t) \leq 1$. Флуктуации принимаемой мощности P_n или η наилучшим образом характеризуются законом распределения плотности вероятно-

сти $W(P_r)$ или $W(\eta)$. Эти распределения используются при определении действия замираний сигнала на вероятность ошибки в атмосферной цифровой оптической системе связи.

Определению качественных параметров оптических систем связи прямого фотодетектирования в условиях действия мультипликативной помехи посвящено ряд работ [27-41]. Характерной чертой этих работ является то, что в них рассматривается влияние флуктуаций сигнала на вероятность ошибки при одном доминирующем механизме возникновения замираний, например, при блуждании пучка [38-41, 42], или при перераспределении энергии в тонкой структуре пучка (сцинтилляциях) [27-37].

В отмеченных работах модель канала такая же, как на рис. I, изменяется только закон распределения, соответствующий определенному типу замираний. Сам вид закона распределения считают неизменным при увеличении флуктуаций, а изменения в выражении закона распределения учитываются параметром, характеризующим действие рассматриваемого механизма замираний на принимаемую мощность. Например, при блуждании пучка в [39-41] используется т.н. бета-распределение $W_\alpha(P_r)$, где параметр α характеризует действие блуждания пучка на принимаемую мощность, а при сцинтилляциях - логарифмически нормальное распределение $W_\sigma(P_r)$ с параметром σ , являющимся дисперсией флуктуаций логарифма мощности. На практике, как правило, необходимо оценить, надо ли учитывать одновременное действие нескольких процессов, обуславливающих флуктуации. Для описания ситуации, когда действует ряд процессов, обуславливающих замирания, в работе [43] предлагается модель канала, включающая не одно умножающее звено, а ряд звеньев умножения, каждое из которых учитывает действие соответствующей мультипликативной помехи. Кроме того, делается предположение, что если известны законы распределения плотности вероятности флуктуаций коэффициента передачи $W_\alpha(\eta)$, $W_\sigma(\eta)$... при действии частных мультипликативных помех, приводящих в отдельности к флуктуациям принимаемой мощности соответственно в законами $W_\alpha(P_r)$, $W_\sigma(P_r)$..., то можно учитывать совместное действие мультипликативных помех таким образом, что предложенная модель вырождается в исходную модель (рис. I).

Предполагается, что при этом результирующие флуктуации учитываются через новый закон распределения $W_{\alpha, \sigma \dots}(P_r)$. В этом случае можно использовать знакомый инженерам математический аппарат, созданный для расчета вероятности ошибки по исходной модели. В работе [42] предлагается иной, менее общий способ описания одновременного действия двух мультипликативных помех в случае конкретной системы, основывающийся на использовании понятия условной вероятности. Возможность описания одновременного действия мультипликативных помех, обусловленных блужданием пучка и сцинтилляциями интенсивности, подобно предложенному в работе [43], представлена в работе [44] без соответствующих расчетов. В работе [45], где оценивается значение дисперсии флуктуаций принимаемой мощности в зависимости от блужданий пучка и от дисперсии сцинтилляций интенсивности, их действие рассматривается раздельно, за то полученный в работе [43] метод является довольно общим и не связан с конкретной системой.

Таким образом, в данной обзорной работе было изложено состояние вопроса об учете действия мультипликативных помех на принимаемую мощность на фоне остальных, не менее важных проблем, связанных с расчетами параметров оптических атмосферных систем связи.

Л и т е р а т у р а

1. H o v e r s t e n E.V., H a r g e r R.O., H a l m e S.J. Communication theory for the turbulent atmosphere. - Proc. IEEE, 1970, v. 58, N 10, p. 1626-1650.

2. S h u m a t e P.W., D i D o m e n i c o M. Light-wave transmitters - topics in applied physics. Semiconductor devices for optical communication / Edited by H. Kressel. V. 39. Berlin, Heidelberg, New York, 1982, Springer-Verlag, p. 161-199.

3. П р а т т В.К. Лазерные системы связи. М., Связь. 1972. 232 с.

4. Т а к л а я А.А. Выбор вида подмодуляции в оптической атмосферной линии связи. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1983, № 564, с. 55-58.

5. Таклая А.А., Хинрикус Х.В. Сравнительное исследование статистических свойств газового лазера. - Тезисы докладов конф. общ. "Знание" Укр. ССР. Информационные лазерные системы.

6. Хинрикус Х.В., Таклая А.А. Исследование спектра флуктуации излучения газового лазера - Тезисы докладов I Всесоюзной научно-технической конф. "Фотометрические измерения и их метрологическое обеспечение". М., 1974, с. 189.

7. Таклая А.А. Шумы в лазерах на CO_2 . - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1974, № 358, с. 49-52.

8. Personick S.D. Receiver design for digital fiber optic communication systems. - B.S.T.J., 1973, v. 52, N 6, p. 813-886.

9. Lombardi F., Orlandi G. Receiver design and equalisation for digital fiber optic communication systems. - Alta Frequenza, 1976, v. 65, N 4, p. 81-90.

10. Sharma A.B., Halme S.J., Butusov M.M. Optical fiber systems and their components. Berlin, Heidelberg, Springer-Verlag, 1981, p.199.

11. Smith R.G., Personick S.D. Receiver design for optical fiber communication systems - topics in applied physics. Semiconductor devices for optical communication/Edited by H. Kressel. V. 39. Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag, 1982, p. 89-160.

12. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. М., Радио и связь, 1981. 230 с.

13. Светиков Ю.В., Принцев Е.В., Макавеев В.И. О методе расчета помехоустойчивости оптической цифровой системы связи. - Техника средств связи. Сер. ТПС, 1976, вып. I, с. 12-24.

14. Шереметьев А.Г. Статистическая теория лазерной связи. М., Связь, 1971. 264 с.

15. Pratt W.K., Stokes L.S., Hinkley R. Optimization of optical communication systems. - Proc. IEEE, 1970, v. 58, N 10, p. 1738-1742.

16. Такляя А.А. Коэффициент полезного действия направляющей-собирающей оптической системы. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1980, № 492, с. 41-43.

17. Синцов В.Н., Запрягаев А.Ф. Апертурный синтез в оптике. - УФН, 1974, т. II4, вып. 4, № 12, с. 654-676.

18. Fried D.L. Topical issue on adaptive optics. - J.O.S.A., 1977, v. 67, N 3, p. 269-422.

19. Hardy J.W. Active optics: a new technology for control of light. - Proc. IEEE, 1978, v. 66, N 6, p. 651-697.

20. Устинов Н.Д., Матвеев И.Н., Протопопов В.В. Методы обработки оптических полей в лазерной локации. М., Наука, 1983. 222 с.

21. Минаев И.В., Мордвин А.А., Шереметьев А.Г. Лазерные информационные системы космических аппаратов. М., Машиностроение, 1981. 272 с.

22. Молебный В.В. Оптико-локационные системы. М., Машиностроение, 1981, 181 с.

23. Мандель А., Вольф Е. Когерентные свойства оптических полей УФН, 1965, т. 87, вып. 3, с. 491-530.

24. Фираго В.А., Ханох Б.Ю., Долинин В.В. Естественные помехи в окнах прозрачности атмосферы. - Изв. вузов СССР. Радиофизика, 1984, т. 28, № II, с. 1355-1380.

25. Mooradian G., Geller M., Levine P., Stotts L., Stephens D. Over the horizon optical propagation in a maritime environment. - Appl. Opt., 1980, v. 19, N 1.

26. Liu C.H., Yeh K.C. Propagation of pulsed beam waves through turbulence, cloud, rain, or fog. - J.O.S.A., 1977, v. 67, N 9, p. 1261-1269.

27. D a v i s J.I. Consideration of atmospheric turbulence in laser systems design. - Appl. Opt., 1966, v. 5, N 1, p. 139-146.

28. K e n n e d y R.S., H o v e r s t e n E.V. On the atmosphere as an optical communication channel. - IEEE Trans. on Inf. Theory., 1968, v. IT-14, N 5, p. 716-725.

29. T i t t e r t o n P.J., S p e c k J.P. Probability of bit error for an optical binary communication link in the presence of atmospheric scintillation: Poisson case. - Appl. Opt., 1973, v. 12, N 12, p. 425-426.

30. D i a m e n t P., T e i c h M.C. Photodetection of low-level radiation through the turbulent atmosphere. - J.O.S.A., 1970, v. 60, N 11, p. 1489-1494.

31. H o v e r s t e n E.V., S n y d e r D.L., H a r g e r R.O., K u r i m o t o K. Direct-detection optical communication receivers. - IEEE Trans. on Comm., 1974, v. COM-22, N 1, p. 17-27.

32. M c M i l l a n R.W., B a r n e s N.P. Detection of optical pulses: the effect of atmospheric scintillation. - Appl. Opt. 1976, v. 15, N 10, p. 2501-2503.

33. Т о л п а р е в Р.Г., Б о р и с о в Э. Повышение помехоустойчивости оптических атмосферных линий связи. - Радиотехника, 1979, т. 34, № II, с. 81-83.

34. Б о р и с о в Э.В. Помехоустойчивость приема ОФТ-ИМ сигналов в оптических линиях передачи информации. - Изв. вузов СССР. Радиозлектроника, 1979, т. 22, № 4, с. 68-73.

35. Т о л п а р е в Р.Г., П о л я к о в В.А. Помехоустойчивость приема оптических сигналов с активной паузой в условиях турбулентной атмосферы. - Радиотехника, 1977, т. 32, № 10, с. 84-85.

36. T e i c h M.S., R o s e n b e r g S. Photo-counting array receivers for optical communication through the lognormal atmospheric channel. 1: Optimum and suboptimum receiver structures. - Appl. Opt., 1973, v. 12, N 11, p. 2616-2614.

37. В а р л а т а я С.К. Анализ и проектирование оптических систем связи при распространении излучения в турбулентной атмосфере. - Дис. ... канд. техн. наук. Ленинград, 1981. 163 с.

38. З а р к е в и ч Е.А. Влияние флуктуаций центра тяжести ограниченного пучка света на надёжность оптических линий связи - Сб. науч. тр. ЦНИИС. 1973, вып. I, с. 116-122.

39. Т у с з М., F i t z m a u r i z e M.W., P r e m o D.A. Optical communication system performance with tracking error induced signal fading. - IEEE Trans. on Comm., 1973, v. COM-21, N 9, 1973, p. 1069-1072.

40. Б о р и с о в Э.В., К и с е л е в А.К. О требованиях к точности наведения в оптических системах связи. - Радиотехника, 1981, т. 36, № 3, с. 86-88.

41. Б ы ч к о в С.И., Р у м я н ц е в К.Е., Ф и р с о в В.С. Влияние турбулентности атмосферы на вероятностные характеристики приемников оптического излучения. - Изв. ЛЭТИ, вып. 333. Проблемы приема и обработки сигналов в радиотехнических системах. Ленинград, 1983, с. 25-29.

42. Н а л а в е е У., Т а м и р М., А з о у л а у Е. Laser beam power fade induced by system and atmospheric effects. - Appl. Opt., 1982, v. 21, N 13, p. 2432-2435.

43. Т а к л а я А.А. Блуждающий лазерный пучок в турбулентной атмосфере. I Распределение плотности вероятности флуктуации мощности. - Квантовая электроника, 1978, т. 5, № 1, с. 152-155.

44. F r i e d D.L. Statistics of laser beam fade induced by pointing jitter. - Appl. Opt. 1973, v. 12, N 2, p. 422-423.

45. T i t t e r t o n P.J. Power reduction and fluctuations caused by narrow laser beam motion in the far field. - Appl. Opt., 1973, v. 12, N 2, p. 423-425.

The Effect of Multiplicative Noises on the Performance of Atmospheric Optical Communication System

Abstract

The problem of effect of multiplicative noises on an atmospheric optical communication system is reviewed in context of problems dealing with other aspects of system parameter calculation.

Исследования, проведенные в [1, 2, 3], привели к созданию светодальномера по принципу обратной связи, обеспечивающего измерение расстояний 1-2 км с ошибкой в 1-2 см.

Однако эта точность в ряде случаев недостаточна и может быть существенно улучшена. Основными источниками ошибок в светодальномере этого типа являются ошибки, связанные с нестабильностью временных задержек в электронных схемах, а также наличие флуктуаций сигнала на входе срабатывания порогового устройства [4]. Для устранения ошибок, связанных с нестабильностью времени задержки сигнала в электронных цепях, нами использовались различные стабилизирующие устройства в цепи питания схем, а также термостабилизация отдельных узлов светодальномера. Все это привело к усложнению светодальномера и в то же время мы не смогли полностью устранить имеющиеся нестабильности. Достигнутая стабильность составляла 10^{-5} от периода генерации, что является типичной величиной для RC-генераторов. Эта величина характеризует долгосрочную стабильность системы. Даже в том, что в предыдущих работах светодальномера электрическая задержка $\tau_{эл}$ определялась как постоянная светодальномера только однажды и не учитывалась изменением данной величины в некоторых пределах.

Как известно [2], расстояние при использовании светодальномера с обратной связью, определяется по соотношению:

Б.В. Захаров, Е.Б. Клошин,
Л.Д. Надолинец

ИМПУЛЬСНЫЙ СВЕТОДАЛЬНОМЕР-РЕЦИРКУЛЯТОР

Создание простого, быстродействующего и в то же время обладающего большой точностью светодальномера для измерения расстояний до 1-5 км, является весьма актуальной задачей.

Исследования, проведенные в [1, 2, 3], привели к созданию светодальномера по принципу обратной связи, обеспечивающего измерение расстояний 1-2 км с ошибкой в 1-2 см.

Однако эта точность в ряде случаев недостаточна и может быть существенно улучшена. Основными источниками ошибок в светодальномере этого типа являются ошибки, связанные с нестабильностью временных задержек в электронных схемах, а также влияние флуктуаций сигнала на момент срабатывания порогового устройства [4]. Для устранения ошибок, связанных с нестабильностью времени задержки сигнала в электронных цепях, нами использовались различные стабилизирующие устройства в цепях питания схем, а также термостабилизация отдельных узлов светодальномера. Все это привело к усложнению светодальномера и в то же время мы не смогли полностью устранить имеющиеся нестабильности. Достигнутая стабильность составляла 10^{-5} от периода генерации, что является типичной величиной для RC-генераторов. Эта величина характеризует долговременную стабильность системы. Дело в том, что в предыдущих макетах светодальномера электрическая задержка $\tau_{эл}$ определялась как постоянная светодальномера только однажды и не учитывалось изменение данной величины в некоторых пределах.

Как известно [2], расстояние при использовании светодальномера с обратной связью, определяется из соотношения:

$$L = c(T_1 - T_2) = c\tau_{\text{опт}},$$

где c - скорость света;

$T_1 = \tau_{\text{опт}} + \tau_{\text{эл}}$ - период генерации при открытой трассе;

$T_2 = \tau_{\text{эл}}$ - период генерации при введении оптического короткозамыкателя (ОКЗ);

$\tau_{\text{опт}}$ - задержка сигнала на измеряемой трассе.

В действительности же $\tau_{\text{эл}} = f(t)$, если T_1 и T_2 измеряются в различные моменты времени, то $\tau_{\text{эл}}$ нельзя считать неизменной.

Однако имеется возможность обойти эту трудность. Проведенные исследования показали, что хотя долговременная стабильность действительно находится на уровне 10^{-5} , кратковременная стабильность значительно выше. На рис. 1 приведены результаты измерений стабильности циркуляции в режиме ОКЗ. Для повышения точности светодальномера необходимо свести к минимуму интервал времени между измерением периодов генерации на трассе - T_1 и на ОКЗ - T_2 .

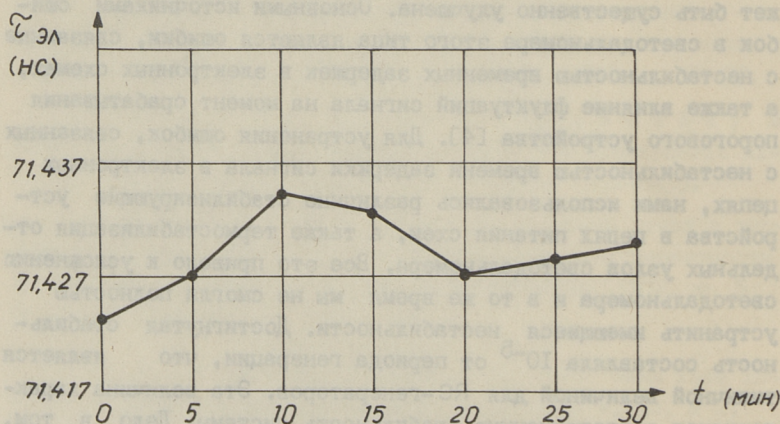


Рис. 1. Зависимость периода генерации от времени в режиме ОКЗ.

В новом варианте светодальномера измерения $T_2 = \tau_{\text{эл}}$ осуществляются при каждом цикле измерений расстояния.

Чтобы пояснить сказанное, рассмотрим структурную схему светодальномера (рис. 2).

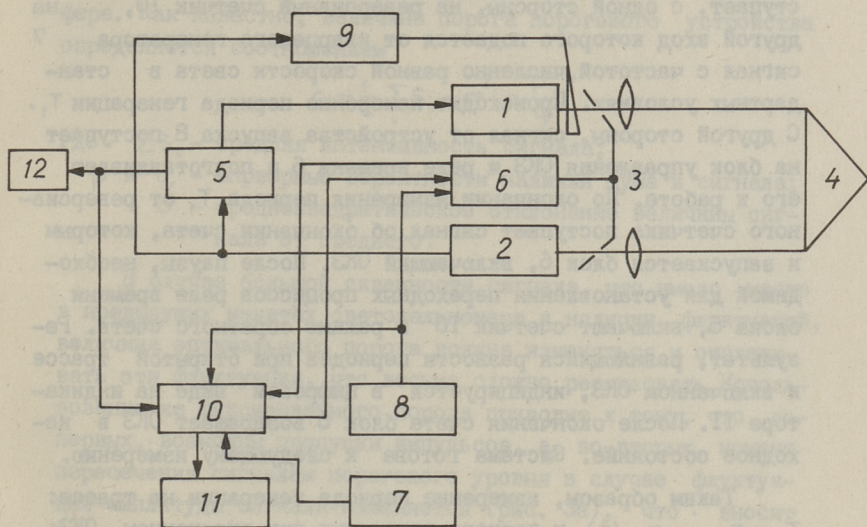


Рис. 2. 1-излучатель, 2-приемник, 3-ОКЗ, 4-отражатель, 5-пороговое устройство, 6-блок управления ОКЗ, 7-кварцевый генератор, 8-устройство запуска, 9-электромеханический регулятор уровня излучения, 10-реверсивный счетчик, 11-индикатор результата, 12-индикатор наличия генерации.

При наведении излучение от источника I попадает на удаленный отражатель 4, который возвращает его на приемник 2, с выхода которого электрический сигнал поступает через пороговое устройство 5 на излучатель I и отключает его.

За время, необходимое свету для прохождения измеряемой трассы, исчезает сигнал на приемнике 2, что вызывает изменение состояния порогового устройства 5, которое вырабатывает сигнал, вновь включающий излучатель I, и процесс повторяется. В системе возникает генерация, причем в отличие от предыдущих макетов светодалномера в этой системе отсутствует формирователь импульсов, поэтому как пауза между импульсами, так и длительность импульса излучения зависят от задержки сигнала на измеряемой трассе и равны между собой. Преимущества такого режима будут пояснены ниже.

После возникновения генерации, которая фиксируется при помощи индикатора I2, можно приступить к измерению расстояния.

При включении устройства запуска 8, сигнал от него поступает, с одной стороны, на реверсивный счетчик 10, на другой вход которого подается от кварцевого генератора 7 сигнал с частотой, численно равной скорости света в стандартных условиях. Происходит измерение периода генерации T_1 . С другой стороны, сигнал от устройства запуска 8 поступает на блок управления ОКЗ и реле времени 6 и подготавливает его к работе. По окончании измерения периода T_1 от реверсивного счетчика поступает сигнал об окончании счета, которым и запускается блок 6, включающий ОКЗ. После паузы, необходимой для установления переходных процессов реле времени блока 6, включают счетчик 10 в режиме обратного счета. Результат, равняющийся разности периодов при открытой трассе и включенном ОКЗ, индицируется в цифровом виде на индикаторе II. После окончания счета блок 6 возвращает ОКЗ в исходное состояние. Система готова к следующему измерению.

Таким образом, измерение периода генерации на трассе: $T_1 = \tau_{\text{онт}} + \tau_{\text{эл}}(t)$ и периода генерации при включенном ОКЗ: $T_2 = \tau_{\text{эл}}(t + \Delta t)$ происходит с небольшим интервалом времени, и величина электрической задержки не успевает существенно измениться.

Минимально возможный интервал времени между измерениями периодов T_1 и T_2 зависит от многих причин, в частности, от количества необходимых усреднений периода генерации, позволяющих уменьшать статистические флуктуации периода генерации. При заданном же числе усреднений время усреднения зависит от периода генерации. В нашем конкретном случае при измерении расстояний порядка 2 км, частота генерации составляла 100 кГц, при введенном ОКЗ эта частота возросла до 12 МГц. Для обеспечения усреднения флуктуаций периода генерации было взято 10^5 периодов, что на частоте 100 кГц занимает время 1 с, при меньших расстояниях, где частота генерации больше, число усреднений можно увеличить до 10^6 или даже более. При этом время усреднения не превышает 1 с. Таким образом, минимальный интервал времени между измерениями T_1 и T_2 составляет 1 с, за это время $\tau_{\text{эл}}$ изменяется весьма незначительно, что позволяет повысить точность измерений до единиц миллиметров.

Следующим источником ошибок измерения расстояний светодальномером по принципу обратной связи являлась флуктуа-

ция сигнала, вызванная нестационарными явлениями в атмосфере. Как известно, величина порога порогового устройства определяется соотношением

$$c = \frac{1}{2} \sum_i S_i - \sigma^2 \ln \frac{p}{q},$$

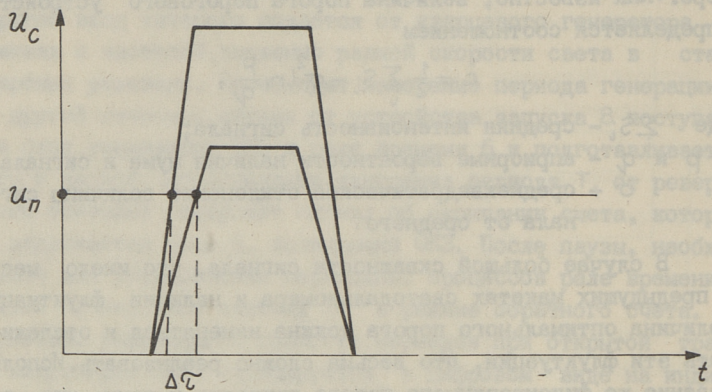
где $\sum_i S_i$ - средняя интенсивность сигнала;
 p и q - априорные вероятности наличия шума и сигнала;
 σ - среднеквадратическое отклонение величины сигнала от среднего.

В случае большой скважности сигнала, что имело место в предыдущих макетах светодальномера и наличии флуктуаций, величина оптимального порога должна изменяться и отслеживать эти флуктуации, что весьма сложно реализовать. Использование же фиксированного порога приводит к тому, что, во-первых, возможны пропуски импульсов, а, во-вторых, момент пересечения сигналом порогового уровня в случае флуктуаций амплитуды сигнала изменяется (рис. 3а), что вносит дополнительную погрешность в измерения периода генерации светодальномера, а значит, и в измеряемое расстояние.

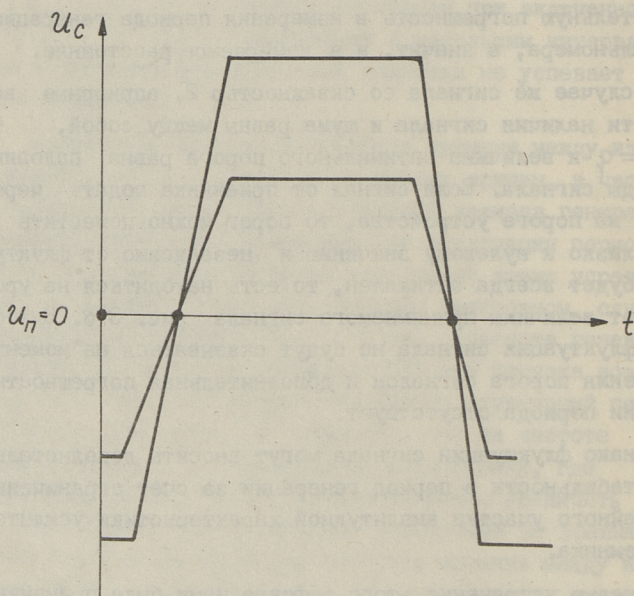
В случае же сигнала со скважностью 2, априорные вероятности наличия сигнала и шума равны между собой, то есть $p = q$ и величина оптимального порога равна половине амплитуды сигнала. Если сигнал от приемника подать через емкость на порог устройства, то порог можно поместить очень близко к нулевому значению и независимо от флуктуаций он будет всегда оптимален, то есть находиться на уровне 0,5 от величины принимаемого сигнала рис. 3б. В этом случае флуктуации сигнала не будут сказываться на моменте пересечения порога сигналом и дополнительная погрешность в измерении периода отсутствует.

Однако флуктуации сигнала могут вносить дополнительные нестабильности в период генерации за счет ограниченности линейного участка амплитудной характеристики усилителя фотоприемника.

С целью устранения этого эффекта нами была применена электромеханическая система ограничения уровня излучения (см. рис. 2), позволяющая удерживать величину сигнала в пределах линейного участка амплитудной характеристики усилителя фотоприемника.



a)



б)

Рис. 3. Влияние флуктуаций амплитуды сигнала на момент срабатывания порогового устройства.

Реализация всего вышеизложенного позволяла создать макет светодальномера по принципу обратной связи, работающий в импульсном режиме, но по своим параметрам не уступающий существующим фазовым дальномерам, а по простоте и малому времени измерений превосходящий их.

Л и т е р а т у р а

1. Захаров Б.В., Кобак И.А., Шилов А.Ф. Оптический рециркуляционный генератор для зондирования атмосферы. - Сб. трудов II Всесоюзной конференции по распространению лазерного излучения. Томск, 1973.

2. Захаров Б.В., Григорьев Ю.Ю., Хинрикус Х.В. Зондирование турбулентной атмосферы с помощью электрооптического рециркулятора. - Сб. трудов III Всесоюзного симпозиума по распространению лазерного излучения в атмосфере. Томск, 1975.

3. Новый лазерный дальномер. - Электроника, том 42, 1969, № II.

4. Захаров Б.В. О точности фиксации прихода оптического импульса. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1983, № 492, с. 4I-48.

B. Zakharov, E. Klushin, L. Nadolinets

Pulse Recirculator Range Finder

Abstract

In this paper a pulse range finder which enables to measure the distance of about 1 - 2 km with a few millimeter accuracy is described.

Some methods for the stabilisation of the generation period are described.

С о д е р ж а н и е

1.	В.П. Хейнрихсен. Специализированные цифровые устройства с гибкой архитектурой для экспресс-обработки сигналов в комплексах автоматизации научных исследований.	3
2.	И.О. Арро. Принцип инвариантности и обнаружение сигнала.	7
3.	Т.Ю. Суллакато. Оптимальный фильтр для выделения комплексной огибающей синхронными детекторами.	II
4.	Л.Э. Смолянский. Системы восстановления несущей и тактовой синхронизации в приемнике МЧМ.	2I
5.	И.О. Арро, В.В. Ваннас. Экспресс-обработка сигналов микроконтроллером "МОСТ".	27
6.	Э.И. Герм, У.А. Нийнсалу. Быстродействующий спектрально-корреляционный анализатор эхо-сигналов.	3I
7.	У.А. Нийнсалу. Программное обеспечение микроЭЕМ для цифровой обработки эхо-сигналов.	35
8.	Т.И. Лумберг. Хранение данных при моделировании цифровых устройств обработки сигналов.	39
9.	Т.И. Лумберг. Диалоговые средства управления экспериментом.	45
10.	О.К. Лойтме. Использование цветного кодирования для отображения эхо-сигналов в темпе эксперимента	5I
II.	О.К. Лойтме. Использование вращений при представлении результатов цифровой обработки на экране дисплея.	57
12.	Э.А. Лаксберг, К.К. Нелус, В.А. Эсс. Диалоговая система моделирования электронных схем "Поиск"	63
13.	А.Э. Отс, Т.Й. Трумп. Микропроцессорный измеритель гармонического сигнала.	69
14.	В.А. Герасимчук. Фазовращатели с цифровым управлением.	73
15.	Э.А. Шульц. Телевизионная регистрация слабых импульсных оптических излучений.	83
16.	Х.В. Хинрикус. Исследование шумов в оптическом тракте лазерных систем.	89
17.	А.А. Таклая. Расчет мультипликативных помех в атмосферных оптических системах связи.	IOI
18.	В.В. Захаров, Е.Б. Ключин, Л.Д. Надолинец. Импульсный светодальномер-рециркулятор.	II3

EESTI AKADEEMILINE RAAMATUKOGU



1 0200 00089533 8

Цена 1 руб.