

ISSN 0136-354
0320-344

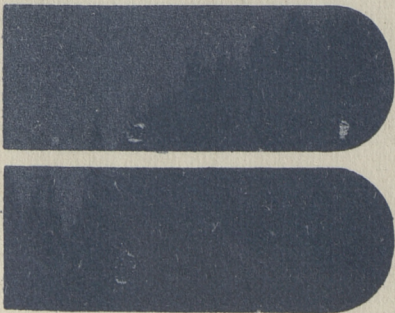
TALLINNA
POLÜTEHNILISE INSTITUUDI
TOIMETISED

582

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
ИНСТИТУТА

ТРИ
'84

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА
ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ
СИГНАЛОВ



Er. 6.7

582

**ТРИ
'84**

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621

МЕТОДЫ
И
СРЕДСТВА
ЦИФРОВОЙ
ОБРАБОТКИ
СИГНАЛОВ

Радиотехника X

Таллин 1984

24
7.2.97

ВВЕДЕНИЕ

Успехи микроэлектроники, высокие темпы развития электронного приборостроения способствуют все большему проникновению средств и методов вычислительной техники в измерительные и радиотехнические системы различного назначения.

Особенностью построения специальных вычислительных процессоров является требование четкого представления алгоритма функционирования как на уровне осуществляемых математических операций, так и на уровне машинной логики, включая все необходимые операции управления и синхронизации.

Статьи в настоящем издании отражают принципы построения и эффективность цифровых устройств обработки сигналов различной физической природы.

Особое внимание уделено методу комплексной амплитуды, позволяющему адекватно описать полосовые сигналы, наиболее часто встречающиеся в радиотехнике.

Издание в целом направлено на ознакомление специалистов разных организаций с конкретными результатами и направлениями работ в области цифровой обработки сигналов, чтобы тем самым ускорить развитие и внедрение средств вычислительной техники во все большие сферы деятельности человека во имя повышения эффективности и производительности труда.



ФОРМИРОВАНИЕ И ОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА КВАДРАТУРНО ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Постоянное совершенствование технологии радиоэлектронного приборостроения позволяет реализовать все более сложные алгоритмы обработки сигналов как на основе аналоговой, так и цифровой техники [1]. Основная тенденция при построении радиотехнических систем извлечения информации заключается в переходе к многоканальным измерителям как по пространству [2], так и по времени и частоте [1, 3]. Совместная (обычно цифровая) обработка извлекаемой многоканальной системой информации позволяет достичь качественно новых результатов.

Рассмотрим работу дальномера, параллельные каналы которого образованы на основе свойства ортогональности квадратурных составляющих радиосигнала. В качестве зондирующего используем сигнал

$$s(t) = A(t, \kappa) \cos \omega t + B(t, \kappa) \sin \omega t, \quad (1)$$

где $A(t, \kappa)$ — закон манипуляции косинусного канала;

$B(t, \kappa)$ — закон манипуляции синусного канала;

κ — номер элемента сигнала;

ω — круговая частота;

t — текущее время.

Предположим, что $A(t, \kappa)$ и $B(t, \kappa)$ удовлетворяют условиям, представленным в [4].

Отраженный от объекта сигнал опишем выражением:

$$s(t, \Delta\omega, \tau) = A(t - \tau, \kappa) \cos [\omega t + \varphi(t, \tau)] + \\ + B(t - \tau, \kappa) \sin [\omega t + \varphi(t, \tau)], \quad (2)$$

где $\varphi(t, \tau) = \Delta \omega t - (\omega + \Delta \omega) \tau + \varphi_0$,

τ - задержка сигнала;
 $\Delta \omega$ - доплеровский частотный сдвиг;
 φ_0 - начальная фаза (случайная).

Разложим сигнал $s(t, \Delta \omega, \tau)$ на квадратурные составляющие,
т.е.

$$\begin{aligned} s(t, \Delta \omega, \tau) &= [A(t-\tau, \kappa) \cos \varphi(t, \tau) + B(t-\tau, \kappa) \sin \varphi(t, \tau)] \cos \omega t - \\ &- [A(t-\tau, \kappa) \sin \varphi(t, \tau) - B(t-\tau, \kappa) \cos \varphi(t, \tau)] \sin \omega t = \\ &= F_c(t, \tau, \kappa) \cos \omega t - F_s(t, \tau, \kappa) \sin \omega t, \end{aligned} \quad (3)$$

где $F_c(t, \tau, \kappa) = A(t-\tau, \kappa) \cos \varphi(t, \tau) + B(t-\tau, \kappa) \sin \varphi(t, \tau)$,
 $F_s(t, \tau, \kappa) = A(t-\tau, \kappa) \sin \varphi(t, \tau) - B(t-\tau, \kappa) \cos \varphi(t, \tau)$

и путем когерентной обработки [5] выделяем их.

Теперь приступим к оптимальной обработке квадратурных составляющих.

Для этого пропускаем $F_c(t, \tau, \kappa)$ и $F_s(t, \tau, \kappa)$ через оптимальные фильтры для кодовых последовательностей $A(t, \kappa)$ и $B(t, \kappa)$.

Таким образом образуются сигналы:

$$C_1(t, \tau) = \psi_A(t, \tau) \cos \varphi(t, \tau) + \psi_{AB}(t, \tau) \sin \varphi(t, \tau), \quad (4)$$

$$C_2(t, \tau) = \psi_A(t, \tau) \sin \varphi(t, \tau) - \psi_{AB}(t, \tau) \cos \varphi(t, \tau), \quad (5)$$

$$C_3(t, \tau) = \psi_{AB}(t, \tau) \cos \varphi(t, \tau) + \psi_B(t, \tau) \sin \varphi(t, \tau), \quad (6)$$

$$C_4(t, \tau) = \psi_{AB}(t, \tau) \sin \varphi(t, \tau) - \psi_B(t, \tau) \cos \varphi(t, \tau), \quad (7)$$

где $\psi_A(t, \tau) = \sum_{\kappa=0}^{N-|\dot{i}|} A(t-\tau, \kappa) A(t, \kappa)$,
 $\tau = \dot{i} \tau_3 + \tau_1$, $|\dot{i}| < \tau_3$,

τ_3 - длительность элемента сигнала;
 N - количество элементов сигнала,

$$\psi_{AB}(t, \tau) = \sum_{\kappa=0}^{N-|\dot{i}|} B(t-\tau, \kappa) A(t, \kappa),$$

$$\psi_B(t, \tau) = \sum_{\kappa=0}^{N-|i|} B(t-\tau, \kappa) B(t, \kappa).$$

На основе $C_1(t, \tau), \dots, C_4(t, \tau)$ формируем квадратурные составляющие суммы корреляционных функций $\psi_A(t, \tau)$ и $\psi_B(t, \tau)$:

$$\begin{aligned} R_1(t, \tau) &= C_1(t, \tau) + C_2(t, \tau) + C_3(t, \tau) - C_4(t, \tau) = \\ &= [\psi_A(t, \tau) + \psi_B(t, \tau)] [\cos \varphi(t, \tau) + \sin \varphi(t, \tau)], \quad (8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_2(t, \tau) &= C_1(t, \tau) + C_2(t, \tau) - C_3(t, \tau) - C_4(t, \tau) = \\ &= [\psi_A(t, \tau) + \psi_B(t, \tau)] [\cos \varphi(t, \tau) - \sin \varphi(t, \tau)]. \quad (9) \end{aligned}$$

Модуль $|\psi_A(t, \tau) + \psi_B(t, \tau)|$ определяем как обычно:

$$\begin{aligned} R(t, \tau) &= \sqrt{R_1^2(t, \tau) + R_2^2(t, \tau)} = \\ &= \sqrt{2} |\psi_A(t, \tau) + \psi_B(t, \tau)|. \quad (10) \end{aligned}$$

Пропуская $R(t, \tau)$ через согласованный фильтр элемента сигнала исключаем зависимость от времени. В случае элемента прямоугольной формы имеем:

$$R(\tau) = \int_0^{\tau_2 - |\tau_1|} R(t, \tau) dt = \sqrt{2} |\psi_A(\tau) + \psi_B(\tau)|, \quad (11)$$

причем

$$R(i\tau_2 + \tau_1) = \begin{cases} \sqrt{2} E_s \left| 1 - \frac{|\tau_1|}{\tau_2} \right|, & \text{если } i = 0 \\ 0, & \text{если } |i| > 0, \end{cases}$$

где

$$E_s = \int_0^{N\tau_2} s^2(t) dt.$$

Отметим, что при наличии помех с точки зрения оптимальности согласованную фильтрацию следует осуществить до вычисления по формуле (10). Однако для этого требуется 2 фильтра: для $R_1(t, \tau)$ и $R_2(t, \tau)$.

На основе проделанного можно сделать следующие выводы:

I. Показана принципиальная возможность использования квадратурно фазоманипулированных сигналов для оценки временного положения отраженного от подвижного объекта сигнала;

2. Выбором законов манипуляции квадратурных составляющих зондирующего сигнала и применением предложенных алгоритмов обработки принимаемого сигнала формируется сигнал без боковых выбросов;

3. Практическая реализация приведенных алгоритмов не вызывает затруднений при цифровой обработке; при применении аналоговой техники особое внимание следует обратить на идентичность параллельных каналов.

Л и т е р а т у р а

1. Обработка сигналов в многоканальных РЛС / Под ред. А.П. Лукошкина. М., Радио и связь, 1983, с. 328.

2. Ц а р ь к о в Н.М. Многоканальные радиолокационные измерители. М., Советское радио, 1980, с. 192.

3. В и ш и н Г.М. Многочастотная радиолокация. М., Военное издательство Министерства Обороны СССР, 1973, с. 92.

4. А р р о И.О. Фазоманипулированные сигналы для параллельных каналов. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1975, № 389, с. 19-22.

5. А р р о И.О. Алгоритмы цифровых устройств первичной обработки полосового сигнала. Методы и микроселектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. Часть I. Рига. Институт электроники и вычислительной техники АН Латв. ССР, 1983, с. 161-164.

I. Arro

Formierung und Optimalverarbeitung des quadratisch phasmanipulierten Signals

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden einige Algorithmen für die Formierung und Verarbeitung des quadratisch phasmanipulierten Signals betrachtet, das die Korrelationsfunktion mit einem Hauptmaximum und ohne Nebensprünge gibt.

ИНВАРИАНТНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА

Обнаружение сигнала основывается на вычислении отношения правдоподобия [1]. Конкретный алгоритм функционирования обнаружителя зависит при этом от априорной информации характеристик как сигнала, так и помехи [1-9]. В случае априорной неопределенности выход из создавшегося положения находится либо путем совместного обнаружения и оценивания неизвестных параметров [2], либо применением непараметрических [4], инвариантных [3, 5] или адаптивных [10] методов.

Инвариантные алгоритмы обработки относительно неизвестных параметров сигнала могут быть получены статистическим усреднением отношения правдоподобия по этим параметрам.

Хорошо известными являются обнаружители сигнала со случайной начальной фазой и флюктуирующей амплитудой [1]. Однако при обнаружении импульсных сигналов неизвестными могут быть также задержка и доплеровская частота. Далее обращаем внимание на получение алгоритмов обнаружения, инвариантных относительно названных параметров.

В случае полностью известного сигнала отношения правдоподобия принимают следующий вид [1]:

$$\Lambda = \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=0}^{M-1} s^2(i) + \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=0}^{M-1} u(i)s(i) \right], \quad (1)$$

где $u(i) = s(i) + n(i)$,

$u(i)$ - дискретные отсчеты входной реализации;

$s(i)$ - дискретные отсчеты обнаруживаемого сигнала;

$n(i)$ - дискретные отсчеты шума в момент времени $t_i = i\Delta t$;

Δt - шаг временной дискретизации;

σ^2 - дисперсия шума

или

$$\Lambda = \exp \left[-\frac{E_s}{N_0} + \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) s(t) dt \right], \quad (2)$$

где $E_s = \int_0^T s^2(t) dt$ - энергия сигнала;

N_0 - спектральная плотность мощности шума;

$T = M \cdot \Delta t$ - интервал анализа.

Когда задержка сигнала τ_D является неизвестной, то можно записать условное отношение правдоподобия для некоторого фиксированного значения τ_D

$$\Lambda(\tau_D) = \exp \left[-\frac{E_{s\tau}}{N_0} + \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) s(t - \tau_D) dt \right], \quad (3)$$

где $E_{s\tau} = \int_0^T s^2(t - \tau_D) dt = E_s$,

если

$$\tau_u \leq \tau_D \leq T$$

τ_u - длительность сигнала.

Полагая τ_D равномерно распределенной в интервале $(0, T_0)$,

т.е.
$$W(\tau_D) = \begin{cases} \frac{1}{T_0}, & 0 \leq \tau_D \leq T_0 = T - \tau_u \\ 0, & 0 > \tau_D > T_0 \end{cases},$$

можем вычислить безусловное отношение правдоподобия следующим образом [1]:

$$\begin{aligned} \bar{\Lambda} &= \int_0^T \Lambda(\tau_D) W(\tau_D) d\tau_D = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \exp \left[-\frac{E_s}{N_0} + \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) s(t - \tau_D) dt \right] d\tau_D = \\ &= e^{-\frac{E_s}{N_0}} \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \exp \left[\frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) s(t - \tau_D) dt \right] d\tau_D. \end{aligned} \quad (4)$$

Рассмотрим отдельно вычисление интеграла

$$I_1 = \int_0^{T_0} \int_0^T u(t) s(t - \tau_D) dt. \quad (5)$$

Используем для этого преобразование Фурье реализации $u(t)$, т.е. определяем

$$S_u(j\omega) = \int_0^T u(t) e^{-j\omega t} dt$$

и

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_u(j\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

тогда

$$I_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_u(j\omega) \left[\int_0^T s(t-\tau_D) e^{j\omega t} dt \right] d\omega. \quad (6)$$

Причем интеграл

$$I_2 = \int_0^T s(t-\tau_D) e^{j\omega t} dt, \quad (7)$$

можно представить в следующем виде

$$I_2(\tau_D, \tau_U) = \int_{\tau_D - \tau_U}^{\tau_D} s(t-\tau_D) e^{j\omega t} dt = S_s^*(j\omega) e^{-j\omega(\tau_U - \tau_D)}, \quad (8)$$

где $S_s^*(j\omega)$ - комплексно-сопряженный спектр сигнала $s(t)$.

Следовательно, I_1 может быть вычислен по соответствующим спектрам:

$$I_1(\tau_D, \tau_U) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_u(j\omega) S_s^*(j\omega) e^{-j\omega(\tau_U - \tau_D)} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P(\omega) e^{j\varphi_P(\omega)} d\omega, \quad (9)$$

где

$$P(\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re} \dot{Z})^2 + (\operatorname{Im} \dot{Z})^2}$$

$$\varphi_P(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} \dot{Z}}{\operatorname{Re} \dot{Z}}$$

$$\dot{Z} = S_u(j\omega) \cdot S_s^*(j\omega) e^{-j\omega(\tau_U - \tau_D)}$$

$$S_u(j\omega) \cdot S_s^*(j\omega) = S_{us}^2(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$$

и

$$P(\omega) = S_{us}^2(\omega),$$

$$\varphi_P(\omega) = \varphi(\omega) - \omega(\tau_U - \tau_D).$$

Теперь для вычисления интеграла $I_1(\tau_D, \tau_U)$ воспользуемся методом стационарной фазы [III]. Стационарная точка определяется из уравнения

$$\frac{d\varphi_P(\omega)}{d\omega} = \tau_D - \tau_U + \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = 0, \quad (10)$$

откуда

$$\tau_D = \tau_U - \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}$$

и

$$I_1 \approx \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} S_u(j\omega) S_s^*(j\omega) e^{-j\omega \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}} d\omega. \quad (II)$$

Таким образом безусловное отношение правдоподобия вычисляется так:

$$\bar{\Lambda} = e^{-\frac{E_s}{N_0} + \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} S_u(j\omega) S_s^*(j\omega) e^{-j\omega \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}} d\omega}. \quad (I2)$$

Поскольку $\varphi(\omega = 0) = 0$
и

$$e^{j\varphi(\omega)} \cdot e^{-j\omega \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}} = 1 \quad (I3)$$

в эффективной полосе сигнала, то

$$\bar{\Lambda} = e^{-\frac{E_s}{N_0} + \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} S_{us}^2(\omega) d\omega}. \quad (I4)$$

Оптимальный обнаружитель сравнивает вычисленное отношение правдоподобия с порогом Λ_0 , определяемым выбранным критерием качества, т.е.

$$\bar{\Lambda} \geq \Lambda_0$$

или

$$\ln \bar{\Lambda} \geq \ln \Lambda_0$$

$$-\frac{E_s}{N_0} + \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} S_{us}^2(\omega) d\omega \geq \ln \Lambda_0,$$

откуда оптимальный алгоритм обнаружителя, инвариантный относительно задержки принимаемого сигнала, получается следующим:

$$L_{\tau} = \int_{-\infty}^{\infty} S_{us}^2(\omega) d\omega \geq \pi(N_0 \ln \Lambda_0 + E_s) = \lambda. \quad (I5)$$

Нетрудно заметить, что $\bar{\Lambda}$ (I4) не зависит от фазовых соотношений, следовательно, алгоритм (I5) является оптимальным и для сигнала со случайной начальной фазой и неизвестной задержкой. На основе формул (8), (9) и (I4) можно показать оптимальность L и в случае сигнала, имеющего кроме сказанного случайную амплитуду, распределенную по Релеевскому закону.

При наличии доплеровского частотного сдвига Ω соотношение (I4) принимает вид

$$\bar{\Lambda}(\Omega) = e^{-\frac{E_s}{N_0} + \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S_u(j\omega) S_s^* [j(\omega + \Omega)]| d\omega}. \quad (I6)$$

Полагая Ω равномерно распределенной в интервале $\{-\Omega_m, \Omega_m\}$, т.е.

$$W(\Omega) = \begin{cases} \frac{1}{2\Omega_M}, & \text{если } |\Omega| \leq \Omega_M \\ 0, & \text{если } |\Omega| > \Omega_M, \end{cases}$$

инвариантное относительно задержки и доплеровской частоты отношение правдоподобия вычисляется аналогично формуле (4)

$$\bar{\Lambda} = e^{-\frac{E_s}{N_0}} \cdot \frac{1}{2\Omega_M} \int_{-\Omega_M}^{\Omega_M} \vartheta \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S_u(j\omega) S_s^*[j(\omega + \Omega)]| d\omega d\Omega. \quad (17)$$

Теперь можно поступить двояко.

Вместо вычисления интегралов в выражении (17) воспользуемся $\bar{\Lambda}(\Omega)$, где Ω заменяем последовательно (или одновременно) некоторыми фиксированными значениями Ω_k из интервала $[-\Omega_M, \Omega_M]$. Очевидно, что в таком случае каждый отдельный канал доплеровской частоты Ω_k не является инвариантным относительно Ω и совместная обработка $\bar{\Lambda}(\Omega_k)$ решает задачу как обнаружения, так и оценки Ω .

Так именно поступают в случае неинвариантных относительно τ_D и Ω алгоритмов обнаружения.

Второй путь заключается в отборе таких ограничений, при которых возможно явное вычисление $\bar{\Lambda}$.

В случае дециметровых радиолокаторов и монозондов обычно максимально возможные доплеровские частоты на много меньше эффективной частотной полосы зондирующего сигнала ω_3 , т.е. $\Omega_M \ll \omega_3$. Кроме того, принимаемые зондирующие сигналы имеют ограниченные мощности и непрерывный спектр.

Теперь для вычисления $\bar{\Lambda}$ переходим к нормированным частотам относительно ω_3 и $S_s^*[j(\omega + \Omega)]$ заменяем рядом Тейлора, т.е.

$$\omega_1 = \frac{\omega}{\omega_3}; \quad \Omega_1 = \frac{\Omega}{\omega_3}; \quad \Omega_{1M} = \frac{\Omega_M}{\omega_3}$$

$$S_s^*[j(\omega_1 + \Omega_1)] = \sum_{k=0} \Omega_1^k A_k(j\omega_1), \quad (18)$$

где

$$A_k(j\omega_1) = \frac{j^k}{k!} \frac{d^k S_s^*(j\omega_1)}{d\omega_1^k},$$

$$\bar{\Lambda} = e^{-\frac{E_s}{N_0}} \cdot \frac{1}{2\Omega_{1M}} \int_{-\Omega_{1M}}^{\Omega_{1M}} \exp \left[\frac{\omega_s}{\pi N_0} \sum_{k=0}^K \Omega_1^k \right] \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |S_u(j\omega_1) A_k(j\omega_1)| d\omega_1 d\Omega_1. \quad (19)$$

Ограничиваясь $\Omega_1 \leq 0,1$ достаточно сохранить в ряде (18) только 2 первых члена (ошибка порядка 1 %) и

$$\bar{\Lambda} = \bar{\Lambda} \cdot \frac{\text{sh} x}{x} \geq \Lambda_0, \quad (20)$$

где

$$x = \frac{\Omega_{1M}}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S_u(j\omega)| \frac{dS_s^*(j\omega)}{d\omega} d\omega.$$

Очевидно и в данном случае алгоритм обнаружителя может быть изменен путем логарифмирования, т.е.

$$\text{откуда} \quad \ln \bar{\Lambda} = \ln \bar{\Lambda} + \ln \frac{\text{sh} x}{x} \geq \ln \Lambda_0,$$

$$L_{\tau\Omega} = \int_{-\infty}^{\infty} S_{us}^2(\omega) d\omega + \pi N_0 \ln \frac{\text{sh} x}{x} \geq \lambda \quad (21)$$

или

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_{us}^2(\omega) d\omega \geq \pi [N_0 (\ln \Lambda_0 - \ln \frac{\text{sh} x}{x}) + E_s] = \lambda(x). \quad (22)$$

На основе выражения (I) можно аналогично получить оптимальные алгоритмы обнаружителей и в случае цифровой обработки входной реализации.

Так, инвариантный алгоритм относительно начальной фазы, амплитуды и задержки согласно формулам (I2)-(I5) записывается в таком виде:

$$\sum_{k=0}^{M-1} |S_u(k) S_s^*(k)| \geq \pi (2\sigma^2 \ln \Lambda_0 + E_{s0}) = \lambda_0, \quad (23)$$

где

$$S_u(k) = \sum_{i=0}^{M-1} u(i) e^{-j \frac{2\pi}{M} i k},$$

$$S_s^*(k) = \sum_{i=0}^{M-1} s(i) e^{+j \frac{2\pi}{M} i k},$$

$$E_{s0} = \sum_{i=0}^{M-1} S^2(i).$$

Когда добавляется инвариантность по доплеровской частоте, следует вычислить еще величину

$$x_0 = \frac{\Omega_M}{2\pi\sigma^2} \sum_{k=0}^{M-1} |S_u(k) \frac{dS_s^*(k)}{dk}|$$

и тогда

$$\sum_{k=0}^{M-1} |S_u(k) \cdot S_s^*(k)| \geq \lambda(x_0), \quad (24)$$

где $\lambda(x_0) = \pi [2\sigma^2 (\ln \Lambda_0 - \ln \frac{sh x_0}{x_0} + E_{s_0})]$.

Обращаем внимание на аддитивность всех полученных алгоритмов (15), (21), (22), (23), (24). Это означает, что их можно высокоэффективно использовать и в случае неравномерного спектрального распределения помех, особенно в случае одновременного воздействия широкополосной и узкополосных (преднамеренных) помех. Для этого необходимо разбить эффективную частотную полосу, в пределах которой реально осуществляется интегрирование, на подполосы, вычислением энергии этой подполосы и осуществить сравнение с порогом, вычисленным для соответствующего поддиапазона. Результаты сравнения подвергаются дальнейшей обработке, например, по алгоритмам, которые находят применение при обнаружении сигнала в многоканальных радиолокаторах [12].

Проиллюстрируем сказанное на примере алгоритма обнаружения (23). Поскольку в общем случае

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=0}^{M-1} N(k), \quad E_{s_0} = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=0}^{M-1} S_s(k) S_s^*(k) = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=0}^{M-1} S_s^2(k),$$

где $N(k)$ - спектральная плотность мощности помехи, то алгоритм (23) имеет еще такой вид

$$\sum_{k=0}^{M-1} |S_u(k) \cdot S_s^*(k)| \geq \ln \Lambda_0 \sum_{k=0}^{M-1} N(k) + \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{M-1} S_s^2(k) = \lambda_0. \quad (25)$$

Если ввести обозначения

$$\lambda(k) = \ln \Lambda_0 N(k) + \frac{1}{2} S_s^2(k),$$

причем

$$\lambda_0 = \sum_{k=0}^{M-1} \lambda(k),$$

можно сформировать M логических переменных α_k , таких, что

$$\alpha_k = 1, \quad \text{если } |S_u(k) \cdot S_s^*(k)| \geq \lambda(k)$$

$$\alpha_k = 0, \text{ если } |S_u(k) \cdot S_s^*(k)| < \lambda(k).$$

Окончательный алгоритм обнаружителя определяется теперь выбором логической функции $f(\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{M-1})$, причем сигнал считается обнаруженным, если $f = 1$ и не обнаруженным, если $f = 0$.

В качестве $f(\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{M-1})$ можно использовать, например, следующие функции [12]:

$$f(\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{M-1}) = \alpha_0 \vee \alpha_1 \vee \dots \vee \alpha_{M-1}$$

$$f(\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{M-1}) = \alpha_0 \& \alpha_1 \& \dots \& \alpha_{M-1} \text{ и т.д.}$$

Следует отметить, что естественно алгоритм (25) является оптимальным при полностью известной спектральной плотности шума. Однако при наличии узкополосных помех с произвольным расположением в спектральной полосе сигнала оптимальность достигается применением логики "n из M".

Кроме того, найденные алгоритмы приобретают особое значение при цифровой обработке входной реализации, когда используется процессор быстрого преобразования Фурье (ПБПФ), поскольку теперь обратное преобразование Фурье следует осуществлять только тогда, когда сигнал обнаружен. Благодаря этому значительно сокращается время обработки реализации, особенно в случае множества доплеровских каналов.

Итак, основные результаты заключаются в следующем:

1. Полученные оптимальные алгоритмы обнаружителя сигнала инвариантны относительно начальной фазы, амплитуды, задержки и доплеровской частоты.
2. Найденные алгоритмы могут быть распространены на случай неравномерной спектральной плотности помех.
3. Благодаря переходу к частичным сравнениям и формированию логической функции $f(\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{M-1})$ становится возможным образование множества подоптимальных алгоритмов обнаружения.
4. При цифровой обработке принимаемой реализации уменьшается количество операций и тем самым сокращается время обработки.

Л и т е р а т у р а

1. Теоретические основы радиолокации / Под ред. В.Е. Дулевича. М., Советское радио, 1978, с. 608.

2. Левин Б.Р., Шинаков Ю.С. Совместно оптимальные алгоритмы обнаружения сигналов и оценивания параметров. - Радиотехника и электроника, 1977, № II, с. 2239-2256.

3. Волков В.Д., Оводенко А.А. Алгоритмы обнаружения локационных сигналов на фоне помехи с неизвестными параметрами. - Зарубежная радиотехника, 1981, № 5, с. 25-41.

4. Акимов И.С. Непараметрическое обнаружение сигналов. - Радиотехника, 1977, № II, с. 17-30.

5. Прокофьев В.Н. Инвариантное обнаружение флуктуационного сигнала по наблюдениям из гамма-распределения с неизвестными параметрами. Известия вузов СССР - Радиоэлектроника, 1977, № 3, с. 3-11.

6. Коваленко Л.Н., Красный Л.Г., Скрипка Н.И. Обнаружение простых и сложных сигналов в условиях реверберационных помех. - Радиотехника, 1980, № I, с. 61-67.

7. Алейнер Р.Ш. Обнаружение неполностью известного сигнала методом максимального правдоподобия. - Радиотехника и электроника, 1977, № 6, с. 1181-1186.

8. Куликов Е.И., Радченко Ю.С., Трифонов А.П. Характеристики приемника максимального правдоподобия при наличии квазидетерминированной помехи. Известия вузов СССР - Радиоэлектроника, 1978, № 9, с. 3-9.

9. Кнышев И.П. Обработка сигнала со случайной задержкой цифровым согласованным фильтром. Известия вузов СССР - Радиоэлектроника, 1978, № II, с. 123-124.

10. Стратанович Р.П. Принципы адаптивного приема. М., Советское радио, 1973, с. 144.

11. Вакман Д.Е. Асимптотические методы в линейной радиотехнике. М., Советское радио, 1962, с. 248.

12. Вишин Г.М. Многочастотная радиолокация. М., Военное издательство Министерства Обороны СССР, 1973, с. 92.

Die invarianten Algorithmen für die
Signalauffindung

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden einige invariante Algorithmen für die Signalauffindung bei stationären normalverteilten Rauschen betrachtet, die von der Phase, Amplitude, Lautzeit und Dopplerfrequenz unabhängig sind.

Я.А. Ратасепп, Э.И. Герм

АМПЛИТУДНОЕ И ФАЗОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КВАДРАТУРНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ СИГНАЛА

При цифровой обработке квадратурных составляющих сигнала $x_{si} = A_i \sin \Phi_i$ и $x_{ci} = A_i \cos \Phi_i$ амплитуда и фаза сигнала определяются соотношениями:

$$A_i = \sqrt{x_{si}^2 + x_{ci}^2}, \quad (1)$$

$$\Phi_i = \arctg \frac{x_{si}}{x_{ci}}. \quad (2)$$

В дальнейшем индекс i , определяющий номер отсчета, для простоты опущен. Для вычисления фазы в пределах $\Phi \in \{0, \pm\pi\}$ перепишем (2) в следующей форме:

$$\Phi = m(k \cdot \arctg z + n \cdot \frac{\pi}{2}), \quad (3)$$

где $z = \frac{x_m}{x_B}$, $x_m \leq x_B$ ($0 \leq z \leq 1$)

$$x_m = \min\{|x_s|, |x_c|\},$$

$$x_B = \max\{|x_s|, |x_c|\},$$

$$m = -1 \vee 1, \quad k = -1 \vee 1, \quad n \in \{0, 1, 2\}.$$

Вся область определения Φ разбита на 8 подобластей, $\frac{\pi}{4}$ каждая. Условия попадания произвольного значения Φ в определенный октант определяются коэффициентами m, k, n и логическими операциями сравнения $|x_s| > |x_c|$, $x_s > 0$, $x_c > 0$.

Непосредственно вычисляется фаза только в пределах первого октанта, т.е. $0 \leq \arctg z \leq \frac{\pi}{4}$. Значение фазы определяется с помощью постоянного запоминающего устройства (ПЗУ). Адреса ячеек памяти ПЗУ, содержащего таблицу числовых значений $\arctg z$, определяются непосредственно величиной z в двоичном коде. Объем ПЗУ для определения $\arctg z$ зависит от требуемой точности вычисления Φ . При использовании ПЗУ объемом $2K \times 8$ шаг значений $\arctg z$ равен

$2^{-8} \approx 0,004$ рад, что соответствует точности представления результата $\pm 0,002$ рад ($\pm 0,12^\circ$).

Предложенный алгоритм имеет простую функциональную реализацию, но при этом требует блока быстрого деления. Рассматриваем возможность выполнения операции деления x_s/x_c на основе логарифмического преобразования. Значение z в формуле (3) определяем посредством логарифмирования:

$$\begin{aligned} A &= \log_d |x_s| \\ B &= \log_d |x_c|. \end{aligned} \quad (4)$$

Далее находим разность $A - B$ и по ней определяем значение z

$$z = \exp[(A - B) \ln d]. \quad (5)$$

Если $A - B > 0$ то изменяем знак этой разности с тем, чтобы выполнялось условие $z < 1$. По знаку разности $A - B$ определяем коэффициенты k и n для формулы (3).

Вычисление амплитуды по формуле (1) может быть реализовано на базе двух множителей, сумматора и вычислителя квадратного корня. Чтобы избежать этих операций, применяем для вычисления амплитуды также логарифмирование. После определения z по (5) находим амплитуду на основании следующей формулы:

$$A = |x_s| \sqrt{1 + z^2}. \quad (6)$$

Умножение в (6) осуществляем посредством логарифмирования:

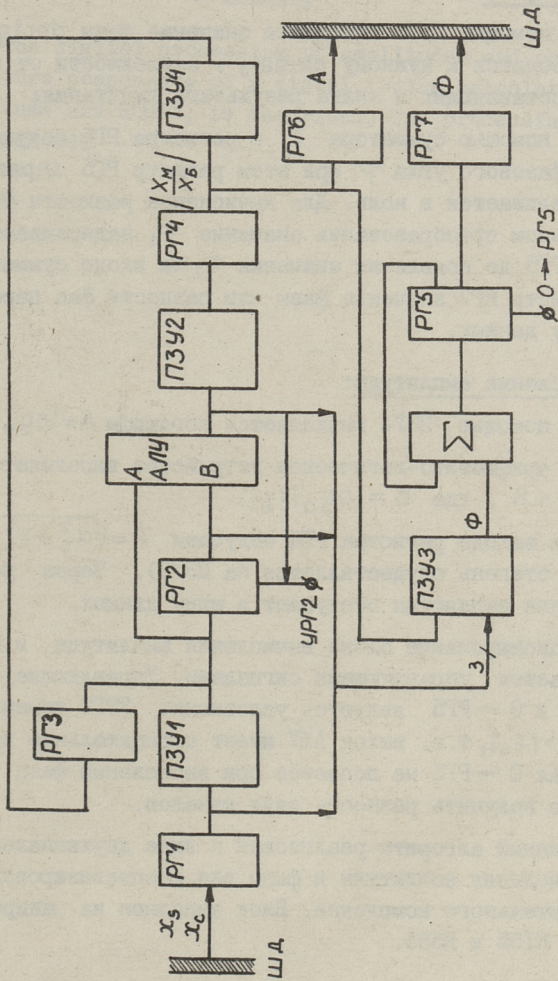
$$\begin{aligned} C &= \log_d \sqrt{1 + z^2}, \\ B &= \log_d |x_s|, \\ A &= \exp[(C + B) \ln d]. \end{aligned} \quad (7)$$

На фиг. 1 представлена структурная схема блока вычисления амплитуды и фазы. Алгоритм работы блока следующий:

1) из шины данных (ШД) через регистр РГ1 последовательно подаются составляющие x_s и x_c ;

2) с помощью ПЗУ1 находятся логарифмы от абсолютных значений составляющих $A = \log |x_s|$ и $B = \log |x_c|$;

3) в блоке АЛУ происходит вычитание $A - B$, причем сигнал A задерживается в регистре РГ2 для обеспечения одновременного поступления обоих сигналов на входы блока АЛУ;



Фиг. 1. Структурная схема блока вычисления амплитуды и фазы.

4) выполнение операции $z = \exp[(A-B) \ln a]$ осуществляется на ПЗУ2, при этом $A - B < 0$, что обеспечивается схемой смены знака. На выходе РГ4 получаем абсолютное значение отношения меньшей составляющей к большей $\left| \frac{x_M}{x_B} \right|$.

Далее алгоритмы вычисления фазы и амплитуды различны.

Вычисление фазы:

1) с помощью ПЗУ3 находится значение фазы $\text{arctg } z$, которое приводится к нужному октанту в зависимости от знаков входных составляющих и знака результата вычитания;

2) с помощью сумматора Σ и регистра РГ5 получаем значение фазового угла Φ . При этом регистр РГ5 первоначально устанавливается в ноль. Для вычисления разности фаз при двухканальном преобразовании значение Φ_1 задерживается в регистре РГ5 до появления значения Φ_2 на входе сумматора Σ . Через регистр РГ7 значение фазы или разности фаз передается на шину данных.

Вычисление амплитуды:

1) с помощью ПЗУ4 вычисляется логарифм $A = \log_a \sqrt{1+z^2}$;

2) в арифметико-логическом устройстве выполняется сложение $A + B$, где $B = \log_a |x_B|$;

3) на выходе регистра РГ4 получаем $A = \sqrt{x_s^2 + x_c^2}$ (возведение в степень осуществляется на ПЗУ2). Через регистр РГ6 значения амплитуды поступают в шину данных.

Функционирование блока вычисления амплитуды и фазы обеспечивается управляющими сигналами. Управляющие сигналы УРГ2 и $0 \rightarrow \text{РГ5}$ являются условными: УРГ2 изменяется, если $|x_c| > |x_s|$, т.е. выход АЛУ имеет отрицательное значение; сигнал $0 \rightarrow \text{РГ5}$ не подается при вычислении фазы Φ_2 , если нужно получить разность двух каналов.

Описанный алгоритм реализован в виде двухканального блока вычисления амплитуды и фазы для специализированного вычислительного комплекса. Блок выполнен на микросхемах серий К155 и К556.

J. Ratassepp, E. Germ

The Amplitude and Phase Conversion of the
Signal Quadrature Components

Summary

The digital processing of amplitudes and phases via quadrature components of a signal, using calculation of logarithms and ROM's, is described. The processing algorithm is presented.

МОДЕЛИ КОРОТКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ, ИМЕЮЩИЕ ТОЧНОЕ
ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ГИЛЬБЕРТА

Введение

В системах акустической связи сигналы часто проявляются в виде коротких импульсов, содержащих малое количество периодов колебаний. Для описания подобных сигналов известны [1] два основных способа.

Импульсы $x(t)$, состоящие из нескольких колебаний, удобно приближенно представлять в виде рядов

$$x(t) \approx \sum_{k=1}^n f_k(x) e_k(t); \quad (1)$$

где n - количество функционалов $f_k(x)$ и базисных функций $e_k(t)$, обычно выбирается компромиссно, с учетом точности и экономичности представления. При более "колебательных" импульсах представление (1) обычно весьма неудобно, так как все широко известные базисные функции имеют низкочастотный характер. Например, ортогональные полиному n -ой степени лишь n раз пересекают нулевую линию.

Второй способ описания основывается на представлении аналогичным узкополосным процессом.

$$x(t) = a(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t)] = x_c(t) \cos \omega_0 t + x_s(t) \sin \omega_0 t, \quad (2)$$

где $a(t)$ - огибающая и $\varphi(t)$ - фаза импульса $x(t)$.

При цифровой обработке целесообразно использовать наиболее монотонные квадратурные функции

$$x_c(t) = a(t) \cos \varphi(t) \quad \text{и} \quad x_s(t) = a(t) \sin \varphi(t). \quad (3)$$

Хотя этот способ тоже является общим и не требует для обоснования приближения "узкополосности", применение его

при "широкополосных" импульсах также неудобно из-за отсутствия простых аппроксимирующих функций $a(t)$ и $\Phi(t)$, удовлетворяющих условию сопряженности по Гильберту.

$$\hat{\chi}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{a(\tau) \cos \Phi(\tau)}{t-\tau} d\tau = a(t) \sin \Phi(t), \quad (4)$$

где $\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi(t)$.

Далее исследуем модель (I) при конкретном классе базисных функций $\{e_k(t)\}$, имеющих точное преобразование Гильберта, что позволяет точно вычислить компоненты модели (2) для коротких радиоимпульсов.

Базисные функции

Для осуществления преобразования Гильберта выбираем базисные функции $e_k(t)$ из общего класса функций с интегрируемым квадратом $L^2(-\infty, \infty)$ [1]. На энергетические спектры $G_k(\omega)$ этих функций и на первые μ производные $G_k^{(i)}(\omega)$, $i \in 1, \mu$ налагаем ограничения, учитывающие реальные условия излучения и распространения.

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} G_k^{(i)}(\omega) = \lim_{\omega \rightarrow \infty} G_k^{(i)}(\omega) = 0; \quad i = 0, 1, \dots, \mu. \quad (5)$$

Перечисленным требованиям удовлетворяют, например, сопряженные по Гильберту функции $e(t)$ и $\hat{e}(t)$, имеющие Фурье спектры $E(\omega)$ и $-j \operatorname{sign}(\omega) E(\omega)$ соответственно, где

$$E(\omega) = \frac{\pi}{(m-1)!} |\omega|^{m-1} \exp\{-|\omega|\}, \quad m=2, 3, \dots \text{ и } j=\sqrt{-1}, \quad (6)$$

Применяя теперь обратное преобразование Фурье к последним, получим на основе [2, с. 562, 568] временные функции

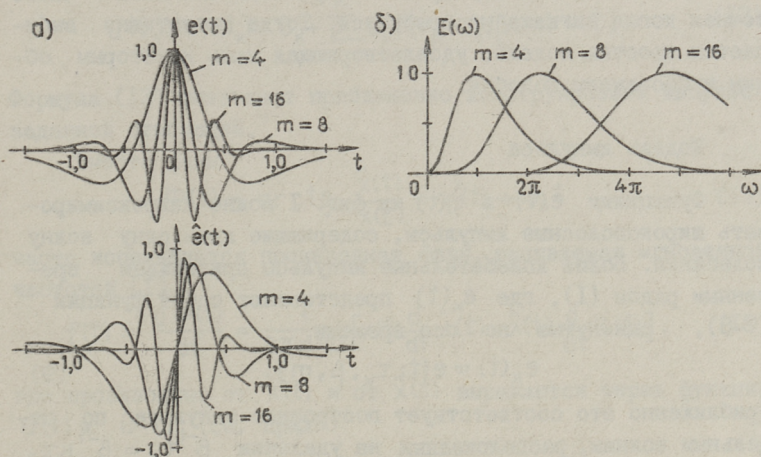
$$e(t) = (1+t^2)^{-\frac{m}{2}} \cos[m \cdot \operatorname{arctg} t] = z^m T_m(z)$$

$$\hat{e}(t) = (1+t^2)^{-\frac{m}{2}} \sin[m \cdot \operatorname{arctg} t] = \operatorname{sign}(t) z^m U_m(z) \quad (7)$$

$$z = (1+t^2); \quad t \in (-\infty, \infty); \quad m = 2, 3, \dots$$

где $T_m(z)$ и $U_m(z)$ полиномы Чебышева I-го и 2-го рода для вычисления которых известны рекуррентные формулы (см. прил.).

Формы функций (6) и (7), рассчитанные при разных значениях параметра m , приведены на фиг. 1.



Фиг. 1. а) базисные функции, б) им соответствующие спектры Фурье.

Семейство базисных функций $\{e_k(t)\}$ может быть получено выбором значений параметра m , масштабного множителя β и смещения τ при каждой функции

$$e_k(t) = e(\beta_k t - \tau_k; m_k) = e(t; \tau_k, \beta_k, m_k). \quad (8)$$

Более общие методы приближения не ограничиваются линейными агрегатами вида (I), где базисные функции $e_k(t)$ полностью определены до аппроксимации, но используют дополнительно нелинейные параметры, значения которых определяются так, чтобы минимизировать взвешенную среднеквадратичную ошибку или наибольшую абсолютную ошибку аппроксимации (I). Неортогональность множества функций $\{\hat{e}_k(t)\}$ порождает на этапе аппроксимации ряд вычислительных трудностей:

- сходимость приближения сильно зависит от исходного сигнала $x(t)$;
- при увеличении размерности n значения всех параметров и коэффициентов необходимо вычислить заново;
- определение параметров, входящих в приближение (I) нелинейно, требует применения итеративных методов.

Практически таким способом можно приблизиться к $x(t)$, когда общее число определяемых нелинейных параметров не выше четырех или пяти.

На этапе анализа устройств обработки сигналов часто точная копия сигнала не требуется. Тогда интуитивно выбирается простая модель, удовлетворяющая лишь некоторым общим требованиям подобия.

Модель импульса

Функциями $e(t)$ и $\hat{e}(t)$ на фиг. I можно аппроксимировать широкополосные импульсы, содержащие лишь одну волну колебаний. Более колебательные импульсы приближаем временным рядом (I), где $e_k(t)$ представляют собой функции (7-8), сдвинутые по оси времени.

$$e_k(t) = e(t; \tau_k, \beta, m). \quad (9)$$

Приближенно это соответствует построению импульса по отдельным волнам, расположенным на удалении $\beta^{-1}\tau_k = \beta^{-1}k\tau$, где продолжительность одной волны τ удобно оценить интервалом между нулями функции $\hat{e}(t)$ (см. фиг. I, а). Полученный импульс $x(t)$ удовлетворяет требованиям (5). При наложении дополнительных ограничений, например, требования на $a(t)$ и $\varphi(t)$, значения τ_k следует уточнять. Из-за перекрытия "хвостов" соседних функций $e_k(t)$ необходимо применять итеративные методы. Для уменьшения вычислительных трудностей параметры $m_k = m$ и $\beta_k = \beta$.

Рассмотрим аналитический комплексный сигнал [II]

$$z(t) = x(t) + j\hat{x}(t), \quad (10)$$

где ортогональные вещественная и мнимая части обладают свойствами симметрии относительно момента времени $t = 0$

$$x(t) = \sum_{k=-n}^n C_k e(t; \tau_k, \beta, m) \quad (11)$$

$$\hat{x}(t) = \sum_{k=-n}^n C_k \hat{e}(t; \tau_k, \beta, m), \quad C_k = C_{-k}, \tau_k = -\tau_{-k}.$$

Под огибающей $a(t)$ понимается модуль аналитического сигнала

$$d(t) = |z(t)| = \sqrt{x^2(t) + \hat{x}^2(t)}. \quad (I2)$$

В точках $t_k = \beta^{-1} \tau_k$ мнимая часть $\hat{x}(t)$ превращается почти что в нуль и $d(t)$ принимает значения

$$d(t_k) \approx x(t_k) = C_k + \sum_{i=-n}^n C_i e(\tau_k; \tau_i, \beta, m) \approx C_k. \quad (I3)$$

Формула (I3) позволяет приближенно конструировать импульс с заданной огибающей.

Вместо фазы

$$\Phi(t) = \text{arctg} \frac{\hat{x}(t)}{x(t)} = \varphi(t) + \omega_0 t. \quad (I4)$$

часто используется производная фазы, называемая мгновенной частотой [I]

$$f(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi d^2(t)} \left[x(t) \frac{d}{dt} \hat{x}(t) - \hat{x}(t) \frac{d}{dt} x(t) \right], \quad (I5)$$

где производные от $x(t)$ и от $\hat{x}(t)$ выражаются через функции $u(t)$ и $\hat{u}(t)$ (см. прил.)

$$\frac{d}{dt} x(t) = \sum_{i=-n}^n C_i \frac{d}{dt} e(t; \tau_i, \beta, m) = \sum_{i=-n}^n C_i u(t; \tau_i, \beta, m) \quad (I6)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{x}(t) = \sum_{i=-n}^n C_i \frac{d}{dt} \hat{e}(t; \tau_i, \beta, m) = \sum_{i=-n}^n C_i \hat{u}(t; \tau_i, \beta, m).$$

Аналитический сигнал (I0-II) имеет одностороннее преобразование Фурье

$$Z(\omega) = \begin{cases} 2X(\omega) & \text{при } \omega \geq 0 \\ 0 & \text{при } \omega < 0 \end{cases} \quad (I7)$$

$$X(\omega) = \frac{1}{\beta} E\left(\frac{\omega}{\beta}\right) \left[C_0 + 2 \sum_{k=0}^n C_k \cos \frac{\omega}{\beta} \tau_k \right] = \frac{1}{\beta} E\left(\frac{\omega}{\beta}\right) \sum_{k=0}^n D_k \cos \frac{\omega}{\beta} \tau_k,$$

где $E(\omega)$ определяется формулой (6) и $D_0 = C_0$; $D_k = 2C_k$, $k=1, 2, \dots$

Энергетический спектр сигнала (I0-II) также односторонний

$$|Z(\omega)|^2 = 4X^2(\omega) = \frac{2}{\beta^2} E^2\left(\frac{\omega}{\beta}\right) \sum_{i,k=0}^n D_i D_k \left[\cos \frac{\omega}{\beta} (\tau_i + \tau_j) + \cos \frac{\omega}{\beta} (\tau_i - \tau_j) \right]. \quad (I8)$$

Автокорреляционная функция аналитического сигнала (I0-II)

$$k_{zz}(v) = \int_{-\infty}^{\infty} z^*(t) z(t+v) dt = k_{xx}(v) + k_{\hat{x}\hat{x}}(v) + j[k_{x\hat{x}}(v) - k_{\hat{x}x}(v)] \quad (I9)$$

выражается через автокорреляционные функции

$$\begin{aligned} k_{xx}(v) &= k_{\hat{x}\hat{x}}(v) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) x(t+v) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} X^2(\omega) \cos \omega v d\omega = \\ &= \frac{\pi}{4\beta[(m-1)!]^2} \sum_{i,k=0}^n D_i D_k \sum_{j=1}^4 \int_0^{\infty} \omega^{2m-2} e^{-2\omega} \cos[\beta(v+s_j)\omega] d\omega = \\ &= \frac{\pi(2m-3)!!}{\beta(m-1)! 2^{m+2}} \sum_{i,k=0}^n D_i D_k \sum_{j=1}^4 e(v; s_j, \frac{\beta}{2}, 2m-1), \quad (20) \end{aligned}$$

где $s_1 = \tau_i + \tau_k$, $s_2 = \tau_i - \tau_k$, $s_3 = -s_1$, $s_4 = -s_2$ и взаимные корреляционные функции $k_{\hat{x}\hat{x}}(v)$ и $k_{x\hat{x}}(v)$, которые связаны с функциями (20) преобразованием Гильберта

$$\begin{aligned} k_{x\hat{x}}(v) &= -k_{\hat{x}x}(v) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \hat{x}(t+v) dt = \hat{k}_{xx}(v) = \\ &= \frac{\pi(2m-3)!!}{\beta(m-1)! 2^{m+2}} \sum_{i,k=0}^n D_i D_k \sum_{j=1}^4 \hat{e}(v; s_j, \frac{\beta}{2}, 2m-1). \quad (21) \end{aligned}$$

Чтобы получить для $x(t)$ эквивалентное низкочастотное представление, связанное с моделью (2), сдвинем функцию $Z(\omega)$ так, чтобы она оказалась сцентрированной около нулевой частоты и представляла собой более низкочастотный комплексный сигнал, называемый комплексной огибающей

$$\gamma(t) = x_c(t) + j x_s(t) = a(t) e^{j\varphi(t)}, \quad (22)$$

где $a(t)$ и $\varphi(t)$ определяются формулами (I2) и (I4). Сдвиг частоты ω_0 выбирается [I, с. 85] с тем, чтобы минимизировать ширину спектра сигнала (22)

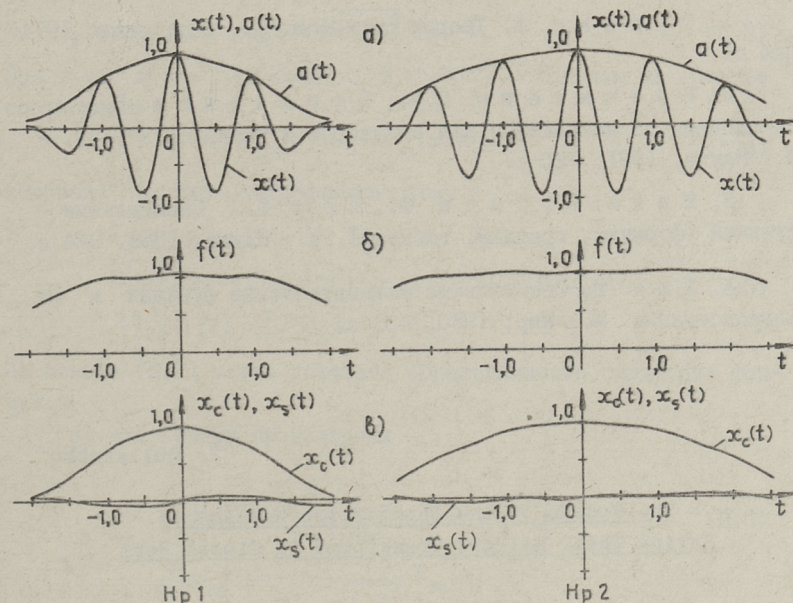
$$\omega_0 = \frac{\int_0^{\infty} \omega |Z(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |Z(\omega)|^2 d\omega} = \frac{1}{\pi k_{xx}(0)} \int_0^{\infty} \omega X^2(\omega) d\omega =$$

$$= \frac{\pi(2m-1)!!}{2^{m+2}(m-1)!k_{xx}(0)} \sum_{i,k=0}^n D_i D_k \sum_{j=1}^2 e(s_j; 0, \frac{\beta}{2}, 2m). \quad (23)$$

Квадратурные составляющие $x_c(t)$ и $x_s(t)$ теперь вычисляются формулой (3).

Примеры

Для наглядности выбраны две модели импульсов $1(n=1)$ и $2(n=2)$, рассчитанные по формуле (7). Значения параметров $C_i, \tau_i, i=0, \dots, n$ и β , выбранные с тем, чтобы удовлетворять требованиям нормировки $\omega_0 = 2\pi$ и $x(0) = 1$ при минимальной ширине спектра комплексной огибающей $\gamma(t)$, приведены в табл. I.



Фиг. 2. Модели коротких радиоимпульсов.

Формы импульсов и их огибающих представлены на фиг. 2, а, мгновенные частоты $f(t)$, рассчитанные по (15), на фиг. 2, б и квадратурные составляющие $x_c(t)$ и $x_s(t)$ на фиг. 2, в.

Т а б л и ц а I

№р	β/m	C_0/τ_0	C_1/τ_1	C_2/τ_2
1	0.739	0.953	0.649	-
	8	0.000	0.701	
2	0.713	0.930	0.852	0.519
	8	0.000	0.704	1.383

На фиг. 2,б наблюдается пологий участок зависимости $f(t)$ в пределах эффективной продолжительности импульса. Последнее подтверждает целесообразность аппроксимации коротких радиоимпульсов с синусоидальным заполнением функциями (9).

Л и т е р а т у р а

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

2. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. - М., Наука, 1981. 720 с.

3. Янке Е., Эмде Ф., Лёш Ф. Специальные функции (формулы, графики, таблицы). М., Наука, 1968. 344 с.

4. Люк Ю. Специальные математические функции и их аппроксимации. М., Мир, 1980. 608 с.

T. Sullakatto

The Models of the Short Pulse Waveshapes
Having Their Hilbert Transforms in Closed Form

Summary

A method for building up the models of the short pulse waveshapes is presented. These models may be useful for an investigation of the instrumental errors by means of simulation. Some figures of waveshapes are presented.

П р и л о ж е н и е

Полиномы Чебышева I-го рода $T_n(z)$ и 2-го рода $U_n(z)$ [3, с. 144]

$$\begin{aligned} T_n(z) &= \cos(n \cdot \arccos z) \\ U_n(z) &= \sin(n \cdot \arccos z) \end{aligned} \quad (\text{П.1})$$

могут быть вычислены рекуррентными формулами [4]

$$\begin{aligned} T_{m+n}(z) &= 2T_m(z) \cdot T_n(z) - T_{|m-n|}(z) \\ U'_{m+n}(z) &= 2T_m(z) U'_n(z) + \text{sign}(m-n) U'_{|m-n|}(z) \\ T_0(z) &= 1, \quad T_1(z) = z, \quad U'_0(z) = 0, \quad U'_1(z) = 1; \quad m, n > 0. \end{aligned} \quad (\text{П.2})$$

Видоизменение формулы (П.1) связано с иной нормировкой $U'_n(z)$

$$U_n(z) = \sqrt{1-z^2} U'_n(z). \quad (\text{П.3})$$

При $m = 2^k$ и $n = 2^{k+r}$, $k=0, 1, \dots$ и $r=0, \pm 1, \dots$ получим на основе соотношения

$$2T_{2m}(z) = [2T_m(z)]^2 - 2 \quad (\text{П.4})$$

особенно простую рекуррентную схему

$$\begin{aligned} T_{2^{k+1}+r}(z) &= 2T_{2^k}(z) T_{2^{k+r}}(z) - T_r(z) \\ U'_{2^{k+1}+r}(z) &= 2T_{2^k}(z) U'_{2^{k+r}}(z) - \text{sign}(r) U'_r(z) \\ 2T_{2^{k+1}}(z) &= [2T_{2^k}(z)]^2 - 2. \end{aligned} \quad (\text{П.5})$$

На основе (П.1) можно доказать справедливость следующих формул:

а) для первых производных

$$\begin{aligned} \frac{d}{dz} T_m(z) &= m \frac{1}{\sqrt{1-z^2}} U_m(z) = m U'_m(z) \\ \frac{d}{dz} U_m(z) &= -m \frac{1}{\sqrt{1-z^2}} T_m(z) \end{aligned} \quad (\text{П.6})$$

б) для произведений

$$\begin{aligned} U_m(z) T_m(v) - T_m(z) U_m(v) &= -\text{sign}(z-v) U_m(z \cdot v + \sqrt{(1-z^2)(1-v^2)}) \\ T_m(z) T_m(v) \pm U_m(z) U_m(v) &= T_m(z \cdot v \pm \sqrt{(1-z^2)(1-v^2)}). \end{aligned} \quad (\text{П.7})$$

Между обратными тригонометрическими функциями имеется соотношение [2, с. 212]

$$\operatorname{arctg}(y) = \operatorname{sign}(y) \arccos\left(\frac{1}{\sqrt{1+y^2}}\right), \quad (\text{П.8})$$

позволяющее вычислить функции (7) при помощи полиномов Чебышева

$$\begin{aligned} \cos(m \cdot \operatorname{arctg} y) &= T_m\left(\frac{1}{\sqrt{1+y^2}}\right) \\ \sin(m \cdot \operatorname{arctg} y) &= \operatorname{sign}(y) \cdot U_m\left(\frac{1}{\sqrt{1+y^2}}\right). \end{aligned} \quad (\text{П.9})$$

Используя обозначения $b = (1+t^2)^{-1}$, $z = \sqrt{b}$ и выбирая $k=0, 1, \dots$ и $r=0, \pm 1, \dots$, удовлетворяющие условию $2^{k+1} + r = m$, перепишем формулы (7) в виде, удобном для машинного расчета на основе рекуррентной схемы (П.5)

$$\begin{aligned} e(t) &= z^r b^{2^k} T_{2^{k+1}+r}(z) \\ \hat{e}(t) &= t \cdot z^{r+1} b^{2^k} U'_{2^{k+1}+r}(z). \end{aligned} \quad (\text{П.10})$$

На основе (П.6) получим формулы для вычисления производных от функций (7)

$$\begin{aligned} u(t) &= \beta \frac{d}{dt} e(t) = -m \beta z^2 [t e(t) + \hat{e}(t)] \\ \hat{u}(t) &= \beta \frac{d}{dt} \hat{e}(t) = -m \beta z^2 [t \hat{e}(t) - e(t)]. \end{aligned} \quad (\text{П.11})$$

Так как операторы Гильберта и дифференцирования являются инвариантными во времени линейными операторами, их произведение коммутативно. Следовательно, функции $u(t)$ и $\hat{u}(t)$ также связаны преобразованием Гильберта.

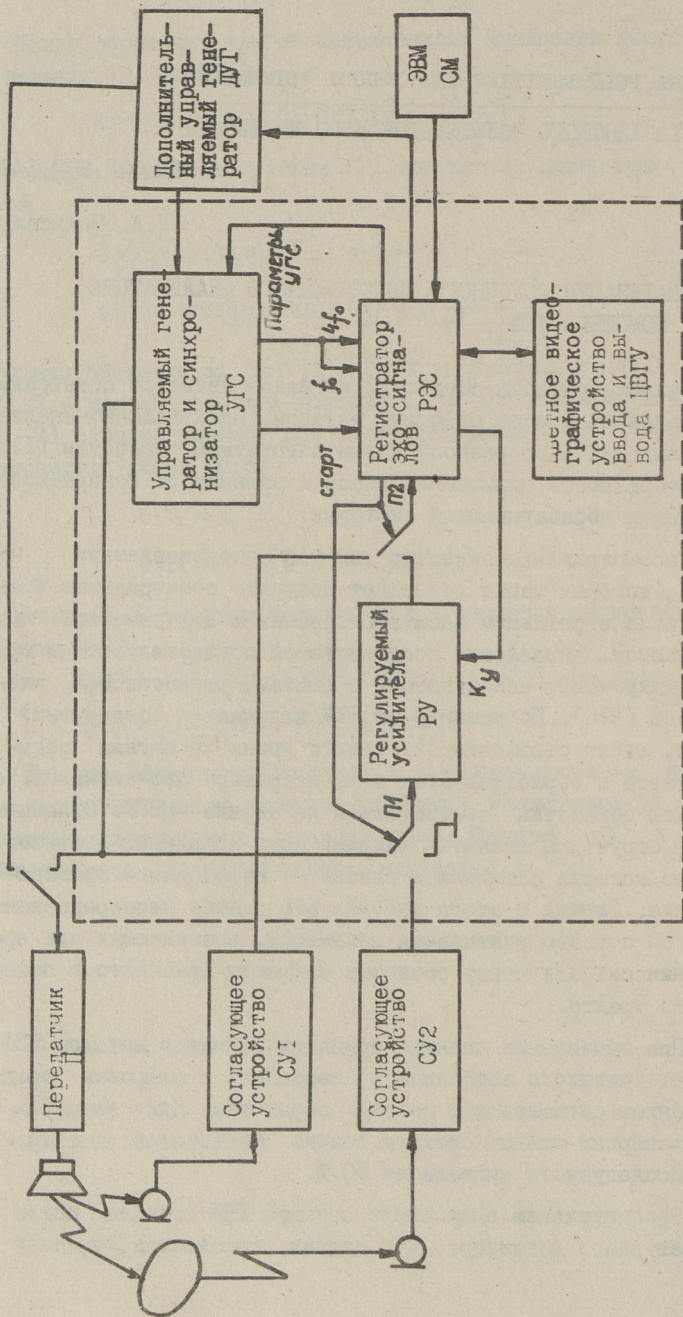
РЕАЛИЗАЦИЯ ПОТОЧНОГО СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗАТОРА
С ПОМОЩЬЮ БПФ

Важным способом обработки сигналов является спектральный анализ на основе цифровых методов. Спектральный анализ можно выполнять по разнообразным алгоритмам обработки [1], целесообразность применения которых зависит от конкретного назначения обрабатывающей системы.

Рассмотрим акустическую систему, представленную на фиг. 1, которая также позволяет получить спектральные оценки сигнала в реальном масштабе времени в ограниченной полосе частот. Управление всей системой осуществляется с помощью микро-ЭВМ, находящегося в составе регистратора эхосигналов (РЭС). По команде из ЭВМ излучается зондирующий сигнал, после отражения от объекта принятый сигнал регистрируется и обрабатывается в регистраторе эхосигналов. Результаты обработки отображаются на экране ЦВГУ. Отличием данной структуры является наличие двух приемных датчиков, один из которых расположен близко от передающего преобразователя. Сигнал с этого датчика передается непосредственно в РЭС с целью учитывания искажений, возникающих при прохождении сигнала через реальные элементы приемного и передающего тракта.

При вычислении спектра принятых сигналов методом БПФ следует учитывать особенности, связанные с цифровым представлением сигналов и с методом обработки. Для уменьшения дисперсии оценки спектра обычно пользуются перекрытием исследуемого сигнала на 50 %.

Рассматриваем вычисление спектра ЛЧМ сигнала после квадратурного детектора. ЛЧМ сигнал описывается функцией



Фиг. 1. Система акустических исследований.

$$s(t) = p(t) e^{j\pi \frac{Wt^2}{T}}, \quad (1)$$

где

$$p(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } |t| \leq T \\ 0 & \text{при других } t. \end{cases}$$

T - длительность сигнала;

W - девиация частоты.

После приема, дискретизации и квадратурного детектирования остаются два компонента, которые можно записать в следующем виде:

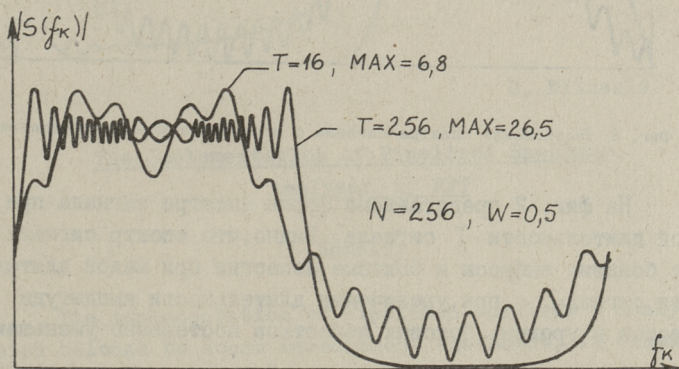
$$S_c(k\Delta t) = \cos \left[2\pi f_0 \delta k\Delta t - \frac{\pi W}{T} (1-\delta)^2 k^2 \Delta t^2 + \rho t_0 \right], \quad (2)$$

$$S_s(k\Delta t) = -\sin \left[2\pi f_0 \delta k\Delta t - \frac{\pi W}{T} (1-\delta)^2 k^2 \Delta t^2 + \rho t_0 \right],$$

где δ - доплеровский параметр;

Δt - интервал дискретизации;

ρt_0 - начальная фаза с учетом $\rho \in [0, 1]$.



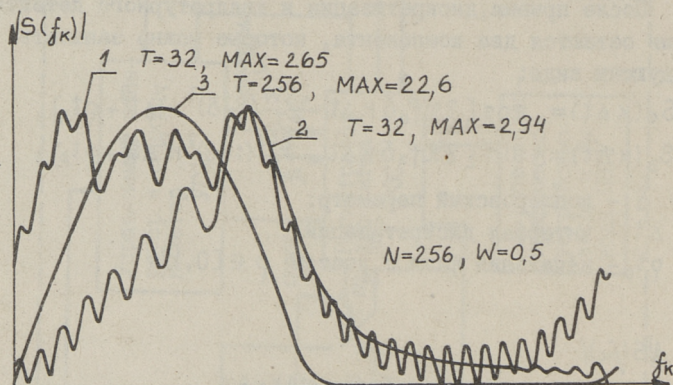
Фиг. 2. Вычисление спектра сигнала.

Спектр ЛЧМ сигнала вида (1) выражается через интегралы Френеля, но упрощенно может быть записан в виде

$$|S(f)| \approx \begin{cases} \sqrt{\frac{T}{W}}, & \text{при } f_0 - \frac{W}{2} \leq f \leq f_0 + \frac{W}{2}, \\ 0, & \text{при других значениях } f. \end{cases} \quad (3)$$

Естественно, что спектр, вычисляемый на основе квадратурных компонентов, аппроксимирует выражение (3). Для изучения влияния разных параметров сигнала и дискретизации проводилось вычисление спектра с помощью ЭВМ в диалоговом ре-

жине. Некоторые результаты вычислений представлены на фиг. 2, 3, где через N обозначен размер ВПФ и для нормировки принято $\Delta t = 1$. Также нужно учитывать, что все графики являются нормированными относительно своего максимального значения MAX .



Фиг. 3. Вычисление спектра сигнала с использованием синусоидального окна.

На фиг. 2 представлена форма спектра сигнала при разной длительности T сигнала. Видно, что спектр сигнала имеет большие выбросы и боковые лепестки при малой длительности сигнала, а при увеличении длительности амплитуда выбросов и уровень боковых лепестков постепенно уменьшаются.

Для сглаживания спектральной оценки можно пользоваться окнами данных. На фиг. 3 представлен результат вычисления спектра при коротком сигнале $T = 32$ без окна (кривая 1) и с использованием синусоидального окна (кривые 2, 3). Можно заметить, что спектр является сглаженным только со стороны высокочастотных компонентов (кривая 2). Это объясняется тем, что короткий сигнал $T = 32$ размещается в начале интервала наблюдения и с помощью окна сигнал сглаживается только с одной стороны. Если сигнал занимает весь исследуемый интервал ($T = 256$), тогда сглаживание с окном дает сглаженную оценку спектра (кривая 3).

На основе проведенных вычислений можно сказать, что вычислением спектра с помощью ВПФ можно воспользоваться

при изучении сигналов в реальном масштабе времени. При этом вычисляемый спектр сигнала имеет искажения в виде выбросов, амплитуды которых могут быть уменьшены с помощью спектральных окон. Также надо учитывать, что форма спектра коротких сигналов в значительной мере зависит от размещения импульса относительно интервала обработки, так как окна влияют в большей мере на сигналы, лежащие на краях интервала обработки.

Л и т е р а т у р а

И. Кей С.М., Марпл С.Д. Современные методы спектрального анализа. Обзор. ТПИЭР, 1981, т. 69, № II, с. 5-51.

U. Niinsalu

The Implementation of Pipelined Spectrum Analyser by FFT

Summary

The implementation of pipelined spectrum analyser which belongs to sonar measurement equipment, is examined. Computing results of linear FM signal spectrum estimation by FFT are presented.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БФ ДЛЯ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ

Возможности акустической системы в значительной мере зависят от алгоритмов обработки принимаемых сигналов. В данной статье рассматриваются некоторые корреляционные методы обработки, использующие представление сигналов с помощью квадратурных компонентов [1].

Отраженный от объекта акустический сигнал $x(t)$ можно записать через зондирующий сигнал $s(t)$

$$x(t) = \alpha(R)s(t - 2R/C), \quad (1)$$

где $\alpha(R)$ - затухание сигнала;

R - радиальная дальность объекта;

C - скорость распространения звука в среде.

Если объект имеет постоянную радиальную скорость V , то дальность R можно выразить через начальную дальность R_0

$$R = R_0 + Vt, \quad (2)$$

откуда получается

$$x(t) = \alpha(R)s[(1-\delta)t - \tau], \quad (3)$$

где $\tau = 2R_0/C$, $\delta = 2V/C$ - доплеровский параметр.

При корреляционной обработке вычисляется функция

$$\Phi(\tau, \delta) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta t + \tau) r^* [(1-\delta)n\Delta t], \quad (4)$$

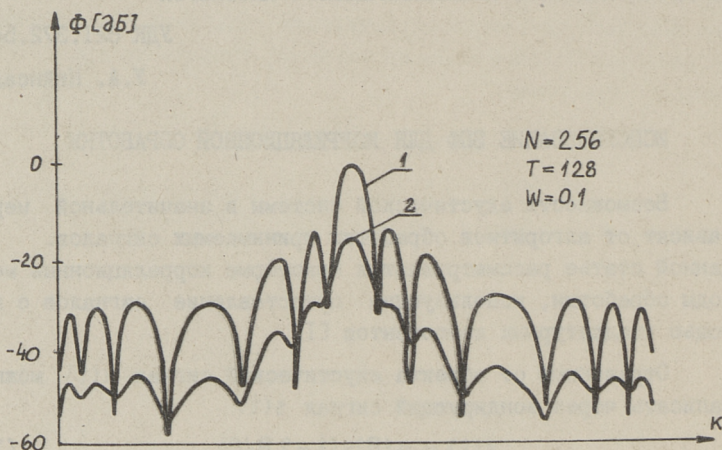
где $\tau = (k+\rho)\Delta t$ - задержка сигнала;

Δt - интервал дискретизации;

N - предел суммирования и $\rho \in [0, 1]$.

Вычисление корреляционной функции конкретного типа сигнала дает функцию неопределенности сигнала. Вычисления

по формуле (4) можно провести с помощью БПФ, при этом получаются значения корреляционной функции через каждые Δt .



Фиг. 1. Корреляционная функция ЛЧМ сигнала.

На фиг. 1 представлены результаты вычислений корреляционной функции ЛЧМ сигнала без взвешивания (кривая 1) и при использовании синусоидального окна (кривая 2) после квадратурного детектора. Через N обозначен размер БПФ, W - девиация частоты, T - длительность сигнала и $\Delta t=1$. Можно сказать, что синусоидальное окно сглаживает провалы между боковыми лепестками, а уровень и характер изменений боковых лепестков остается неизменным, поэтому синусоидальное окно при данном сигнале не подходит.

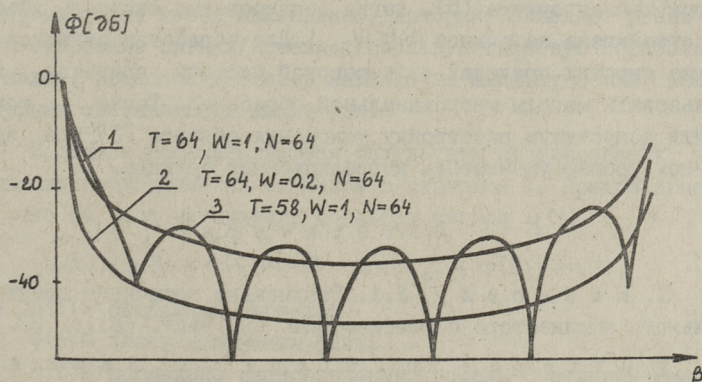
Известно, что функция неопределенности синусоидального импульса по оси времени имеет ширину $0,6T$ на уровне -3дБ , где T - длительность импульса.

При обработке синусоидального импульса не имеет смысла получать множество значений корреляционной функции в интервале $0,6T$, так как они отличаются только на 3 дБ. Поэтому корреляционную функцию узкополосных сигналов можно вычислить по формуле

$$\Phi(\tau, \beta/f_0) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta t + \tau) r^*(n\Delta t) e^{-j\pi\beta n\Delta t}, \quad (5)$$

где β - доплеровский сдвиг частоты.

Эта формула представляет собой преобразование Фурье от произведения $x(n\Delta t + \tau)r^*(n\Delta t)$. Структура на основании формулы (5) известна в литературе как гетеродинный коррелятор. Вычисление по формуле (5) дает значения корреляционной функции по оси частот при фиксированном значении τ .



Фиг. 2. Вычисление корреляционной функции в доплеровских каналах.

Можно отметить, что при ЛЧМ сигнале уровень боковых лепестков функции (5) зависит от девиации частоты. При уменьшении девиации уменьшается и уровень боковых лепестков. На фиг. 2 представлены результаты вычислений по формуле (5) с разной девиацией частоты при условии, что принимаемый сигнал заполняет весь исследуемый интервал времени обработки (кривые 1, 2). Если исследуемый сигнал не заполняет весь интервал обработки, то боковые лепестки имеют колебательный характер (кривая 3).

Сжатый во времени ЛЧМ сигнал может быть записан в виде

$$s[(1-\delta)t] = \exp\left\{2\pi j \left[f_0(1-\delta)t + \frac{1}{2} \frac{W}{T} (1-\delta)^2 t^2 \right] \right\}. \quad (6)$$

Кроме изменения центральной частоты f_0 , изменяется и скорость девиации принимаемого сигнала на величину $\Delta m =$

$= W(\delta^2 - 2\delta)/2T$. Вычисление корреляционной функции по формуле (5) учитывает доплеровский эффект как изменение центральной частоты на величину $f_{\text{дб}}$. При широкополосных сигналах уменьшается корреляционная функция также из-за изменения скорости девиации. В литературе [2] показано, что уменьшению корреляционной функции на 3 дБ соответствует доплеровская скорость объекта

$$V_{\text{дон}} = \pm \frac{1300}{TW} \left[\frac{m}{s} \right]. \quad (7)$$

Таким образом, широкополосные сигналы можно обработать с помощью алгоритма (5), когда доплеровская скорость объекта ограничена величиной $|V| \leq |V_{\text{дон}}|$. Для обработки сигналов в более широких пределах доплеровской частоты, придется использовать методы многоканальной обработки. Также можно найти допустимую расстройку ускорения объекта [3] при заданном уровне уменьшения корреляционной функции.

Л и т е р а т у р а

1. Н и й н с а л у У.А. Реализация поточного спектрального анализатора с помощью БПФ. См. наст. сб., с. 33.
2. G l i n z o n Т.Н., В l a c k С.И., S a g e А.Р. On sonar signal analysis. - IEEE Trans. Aerospace Elec. Syst., 1970, vol. AES-6, N 1, p. 37-49.
3. К р а м е р С.А. Допустимая расстройка скорости и ускорения в высокочувствительных широкополосных корреляционных гидролокаторах с линейной ЧМ. ТИИЭР, 1967, т. 55, № 5, с. 30-40.

U. Niinsalu

Using the FFT for Correlation Processing

Summary

Some algorithms of correlation processing are employed for time compression of sonar signals. Results of computing the correlation function of linear FM signal are given.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НАКОПЛЕНИЯ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

При обработке сигналов с малым отношением сигнал/помеха применяется метод накопления, который позволяет увеличить отношение сигнал/помеха. Используя цифровую обработку сигналов, можно осуществить накопление амплитуды или квадратурных составляющих амплитуды.

В статье рассматриваются результаты моделирования накопления периодических сигналов с периодом T . Предполагается, что на вход накопителя подается сигнал $y(t)$

$$y(t) = s(t) + n(t) = A(t) \cos [w_0 t - \varphi(t)] + n(t), \quad (I)$$

где $A(t)$ — огибающая сигнала;

$\varphi(t)$ — закон изменения фазы;

$n(t)$ — нормально распределенная помеха с нулевым средним и с дисперсией σ^2 .

Допустим, что каждый принимаемый сигнал имеет одинаковую огибающую и фазу. Отличается только помеховая составляющая отдельных принимаемых сигналов.

Пропуская сигнал (I) через квадратурный детектор [1], получаем на его выходе

$$\begin{aligned} A_c(t) &= A(t) \cos \varphi(t) + n_c(t) \\ A_s(t) &= A(t) \sin \varphi(t) + n_s(t), \end{aligned} \quad (2)$$

где $n_c(t), n_s(t)$ имеют также нормальное распределение с нулевым средним и с дисперсией σ^2 .

Выпишем (2) в дискретной форме и добавим индекс реализации p .

$$\begin{aligned} A_{c_p}(k) &= A(k) \cos \varphi(k) + n_{c_p}(k) \\ A_{s_p}(k) &= A(k) \sin \varphi(k) + n_{s_p}(k), \end{aligned} \quad (3)$$

где $k = n \Delta t$;

n - целое число;
 Δt - шаг дискретизации.

Существляя накопление как последовательное суммирование всех реализаций, получим после усреднения

$$A_c^*(k) = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M A_{c_p}(k) \quad (4)$$

$$A_s^*(k) = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M A_{s_p}(k),$$

где M - число накапливаемых реализаций.

Из (4) видно, что накопление можно моделировать только по одной дискрете ($k = \text{const}$), учитывая, что все остальные дискреты накапливаются аналогично

$$A_c^* = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M A_{c_p} \quad (5)$$

$$A_s^* = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M A_{s_p},$$

а накопление амплитудных значений определяется как

$$A^* = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M \sqrt{A_{c_p}^2 + A_{s_p}^2}. \quad (6)$$

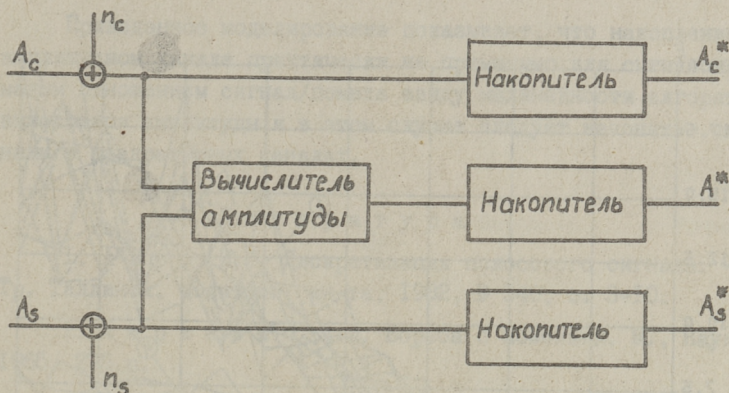
Структурная схема, соответствующая приведенным алгоритмам, по которой выполнено моделирование, приведена на фиг. I. Целью моделирования является выяснение эффективности накопления, которое определяется как выигрыш по отношению сигнал/помеха. Нормируя энергию сигнала, можно отношение сигнал/помеха характеризовать только дисперсией помехи.

Так как помеха является случайным процессом, то для определения эффективности моделирование осуществлено несколько (N) раз. При моделировании определены дисперсии шума до накопления σ_*^2 и после накопления $\sigma_*'^2$, где

$$\sigma_*'^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (A^* - A')^2, \quad (7)$$

здесь A' - амплитуда генерируемого сигнала.

Эффективность накопления определяется, следовательно, отношением



Фиг. 1. Структура алгоритма моделирования.

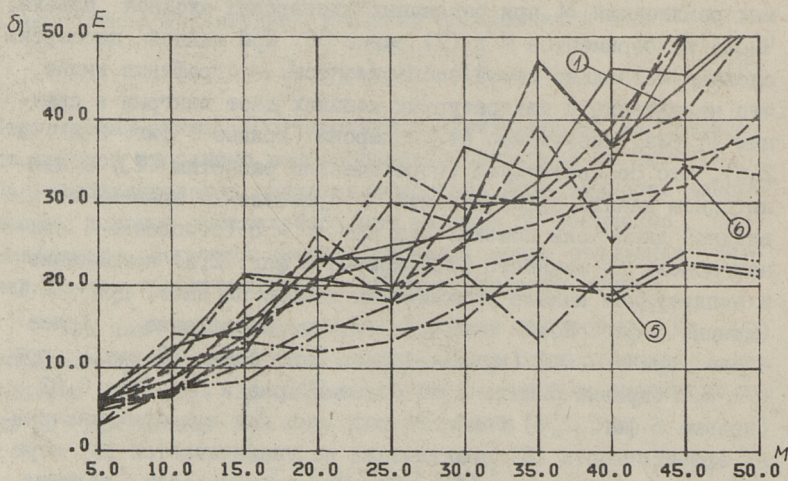
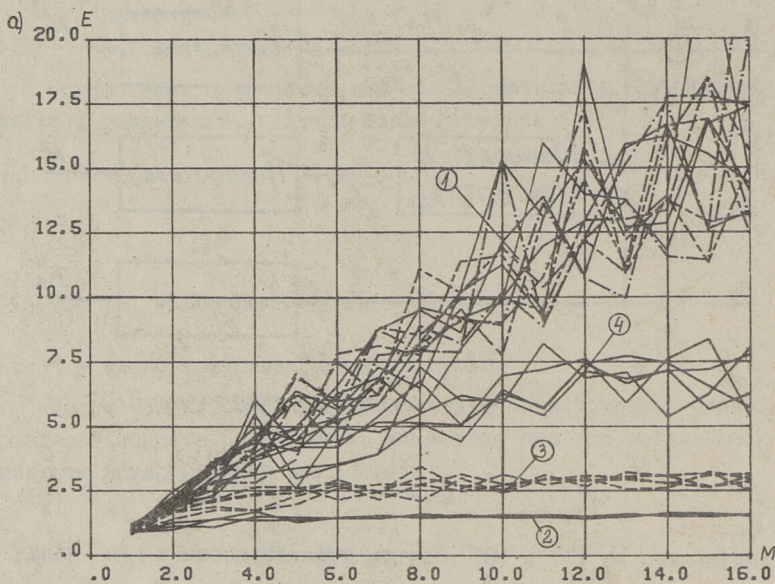
$$E = \frac{\sigma^2}{\sigma_*^2}. \quad (8)$$

Аналогично по (7) и (8) получим эффективности и для квадратурных составляющих.

На фиг. 2 приведены зависимости E от числа накапливаемых реализаций M при различных дисперсиях входной помехи. Число экспериментов N в (7) равно 50. При каждой дисперсии сделано несколько серий экспериментов. Из графиков видно, что накопление в квадратурных каналах дает выигрыш в среднем M раз, независимо от дисперсии (кривые 1 фиг. 2, а и 2, б), что соответствует теоретическим расчетам [2]. В амплитудном канале эффективность E существенно зависит от входной дисперсии помехи. Так при $\sigma^2 = 3$ (отношение сигнал/помеха по мощности 1/3, кривые 2 фиг. 2, а) накопление в амплитудном канале практически ничего не дает, при $\sigma^2 = 1$ (кривые 3 фиг. 2, а) нецелесообразно накопление более 4 раз, при $\sigma^2 = 0,3$ (кривые 4 фиг. 2, а) более 10 раз, при $\sigma^2 = 0,1$ (кривые 5 фиг. 2, б) более 30 раз и при $\sigma^2 = 0,03$ (кривые 6 фиг. 2, б) более 50 раз, так как при этих значениях эффективность (8) практически не увеличивается по мере увеличения накопления (фиг. 2). Для расчета этих величин можно дать эмпирическую формулу

$$M_{кр} \approx 3c,$$

где c — отношение сигнал/помеха на входе.



Фиг. 2. Зависимости эффективности накопления.

Приведенное моделирование показывает, что накопление в амплитудном канале практически не применимо для сигналов с малым отношением сигнал/помеха ввиду нелинейности алгоритма вычисления амплитуды и в этом случае следует накопить сигналы в квадратурных каналах.

Л и т е р а т у р а

1. А р р о И.О. Дискретизация полосового сигнала. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 540, с. 3-10.

2. Х а р к е в и ч А.А. Борьба с помехами. М., Наука, 1965. 275 с.

T. Lumberg, V. Heinrichsen

Simulation of Digital Signal Accumulation

Summary

Simulation of digital signal accumulation in gaussian noise has been observed. Quadrature and amplitude components have been accumulated and signal to noise ratio increasing factor has been presented.

УДК 621.391.08

В.Р. Хейнрихсен, А.Р. Рооси

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС
НА БАЗЕ ЭВМ

В учебной практике по радиотехническим дисциплинам часто возникает необходимость проведения в большом количестве однотипных измерений различных систем, устройств, цепей и элементов. Результаты таких измерений в виде графиков или визуальных изображений на экранах используются в лабораторных исследованиях и для иллюстрации материала на лекциях и практических упражнениях.

В целях расширения возможностей проводимых экспериментов как в качественном, так и в количественном отношении разработан автоматизированный измерительный комплекс (АИК) и создано соответствующее программное и методическое обеспечение.

При разработке комплекса исходили из следующих положений:

- АИК должен измерять различные физические характеристики натуральных макетов и сигналов;
- в комплексе должны применяться по возможности стандартные приборы;
- необходимо предусмотреть дальнейшее расширение функциональных возможностей комплекса;
- использование АИК не должно предъявлять особых требований к предварительной подготовке оператора [1].

Учитывая затраты на разработку и приобретение оборудования, а также на создание математического обеспечения, целесообразно указать на основные преимущества АИК перед традиционными методами измерения:

- гибкость и универсальность измерений;

- расширение возможностей обработки результатов и форм их представления;
- значительное повышение производительности при измерении и изменении измерительной задачи.
- упрощение процесса измерения и повышение надежности процесса измерения;
- повышение наглядности результатов.

Выполнение предъявляемых требований к АИК предполагает применение универсальной ЭВМ и соответствующих систем ввода и вывода информации.

При выборе типа ЭВМ учитывалось, что алгоритмы обработки несложные и основной задачей является управление процессами измерения и представление выходной информации.

Учитывая стоимость и эксплуатационные характеристики, выбор падает на микро-ЭВМ типа ДЗ-28, Искра-1256, Искра-226, Электроника-60 с использованием интерактивного языка программирования.

Успешная реализация возможностей системы во многом зависит от выбора интерфейсной системы. Применение системы ЛКП (МЭК-625) дает следующие преимущества: накладывает на приборы только электрические ограничения, имеет унифицированный обмен данными при достаточной скорости обмена, автономность устройств позволяет создать гибкую систему, интерфейсы сравнительно простые и имеют малое число соединительных проводов. Кроме того ряд новых приборов предусмотрен для работы в системе ЛКП [2].

Общая структура АИК должна содержать следующие основные части:

- 1) управляемые источники сигналов (ГЗ-110, Б5-46 и др.);
- 2) управляемые измерительные приборы (Б7-18, Б7-23, ЧЗ-54, С4-48 и др.);
- 3) коммутаторы входных и выходных сигналов;
- 4) управляющая ЭВМ;
- 5) устройства ввода-вывода [3].

Приборы должны быть программно-управляемые, хотя на первых этапах могут быть применены и некоторые приборы, управляемые оператором вручную [1].

В качестве управляющей ЭВМ используется "Искра-1256" с оперативной памятью 32К. В состав ЭВМ входит дисплей, кассетный накопитель на магнитной ленте, матричный принтер, двухкоординатный самописец, контроллер. Используется высокоуровневый язык программирования интерпретаторного типа.

При разработке программного обеспечения приняты следующие принципы составления и использования программ:

- 1) практическое применение программ должно быть сходное с процедурой измерения;
- 2) устранение ошибок при работе должно быть простым, в ошибочных программах соответствующие части должны блокироваться и позволять оператору исправить ошибку;
- 3) программное обеспечение должно допускать вмешательство оператора в работу системы на любом этапе измерения с целью слежения за параметрами системы и их корректирования и продолжения измерений с откорректированными параметрами;
- 4) применение системы не должно предполагать знания основ программирования, задачей оператора является выбор нужного рабочего режима из общего набора режимов, введение исходных данных осуществляется в таблицы состояния системы и его составных частей;
- 5) в целях снижения объема выходного информационного потока оператору выдается только существенная информация, необходимая для управления и использования системы.

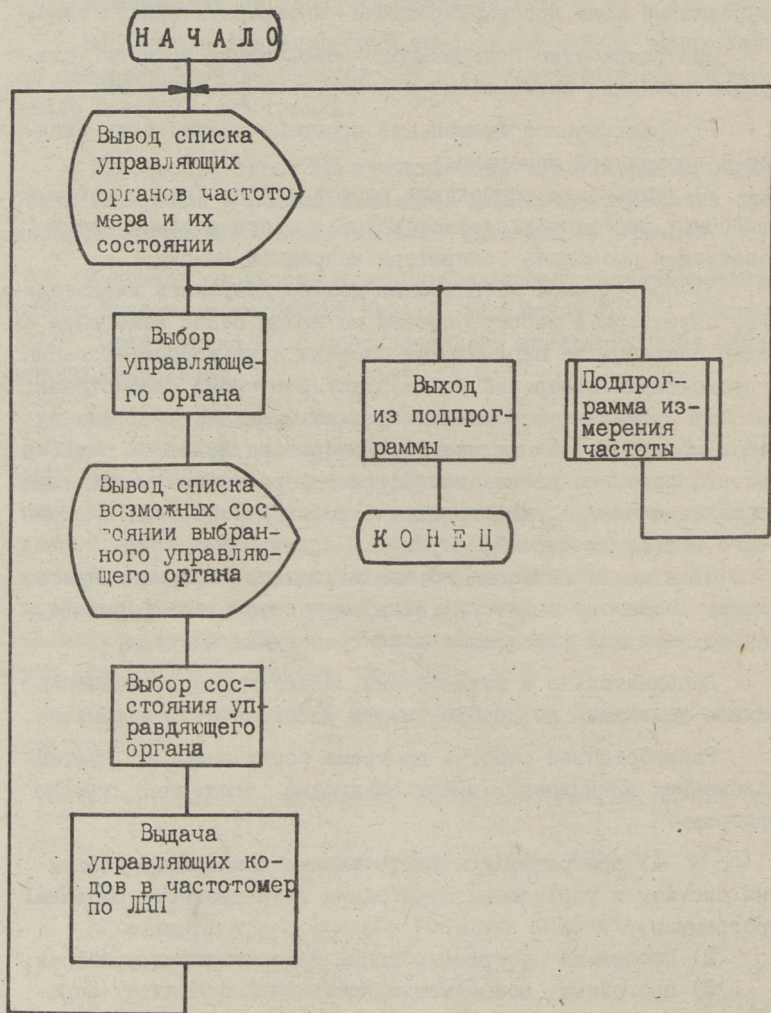
Дополнительно к изложенному, программное обеспечение должно позволять по необходимости расширение и изменение.

Разработанная система программ составлена с учетом изложенных принципов и имеет следующие составные группы программ:

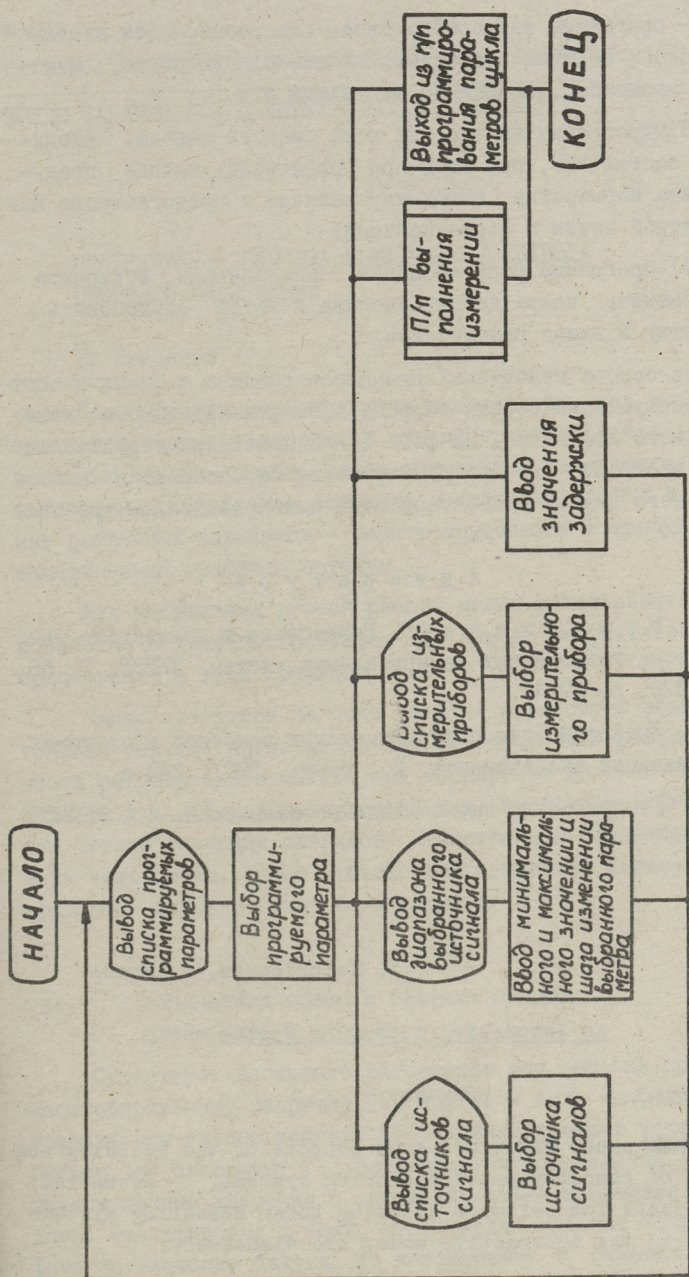
- 1) программа для установления начального состояния системы и управления переходами к конкретным рабочим программам;
- 2) программы программирования измерительных приборов;
- 3) программы, позволяющие циклически изменять определенный параметр системы и осуществлять измерения с целью определения зависимости от этого параметра;

4) программы обработки, которые можно разделить на два класса:

- программы определения скалярных величин, которые получаются в результате обработки (значение экстремумов, площади, спектральные компоненты, мгновенные значения, значение среднеквадратичной погрешности, коэффициенты аппроксимирующих функций и др.);



Фиг. 1. Алгоритм программирования частотомера.



Фиг. 2. Алгоритм программирования параметров измерительного цикла.

- программы векторного типа, где размерности входных и выходных величин совпадают, например, нормировка, изменение масштаба, операции с массивами и т.п.;

5) программы вывода для всех средств вывода, входящих в состав АИЖ, при этом при графическом выводе предусмотрена нормировка выходных величин и представление координатной сетки с обозначениями;

6) программы редигирования, позволяющие исключить или изменить часть данных массива и затем осуществить обработку и вывод результатов.

На основе изложенных принципов создана и сдана в опытную эксплуатацию первая очередь автоматизированного измерительного комплекса. На фиг. 1 и 2 приведены структурные схемы программ для программирования частотомера и измерительного цикла, удовлетворяющие вышеприведенным требованиям.

Л и т е р а т у р а

1. М у к а й х а т а Т. Разработка и применение малых автоматизированных измерительных систем. ТИИЭР, Т. 66, № 4, 1978, с. 29-42.

2. Интерфейс для программируемых приборов в системах автоматизации эксперимента. М., Наука, 1981. 262 с.

3. Измерительно-вычислительные комплексы. Л., ВНИИЭП, 1977. 154 с.

V. Heinrichsen, A. Roosi

An Automation Measuring System

Summary

This paper describes some aspects of the building and the use of computer-based measuring systems. Essential requirements for software allowing these measuring systems to work in the interactive mode, are discussed.

ПРОГРАММНЫЕ СРЕДСТВА ГРАФИЧЕСКОГО ВЫВОДА ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

I. Введение

При цифровом моделировании радиосистем, при анализе результатов экспериментов и во многих других задачах объемы выходных данных велики. Часто эти данные печатаются в виде таблиц, но расшифровка большого количества данных и сравнение различных вариантов — работа трудоемкая и требует часто вычерчивания графиков вручную.

Для уменьшения ручной работы можно использовать ЭВМ совместно с графопостроителем для вывода результатов непосредственно в виде графиков.

Часто требуется на поле рисунка разместить объяснительные тексты. Кроме этого для обеспечения хорошей читаемости рисунка важно, чтобы при маркировке делений над осью были бы т.н. "красивые числа", т.е. числа с возможно меньшим числом значащих разрядов. Качественным показателем выбора этих чисел, кроме субъективного мнения, является коэффициент использования поля рисунка

$$K = \frac{l'}{l}, \quad (1)$$

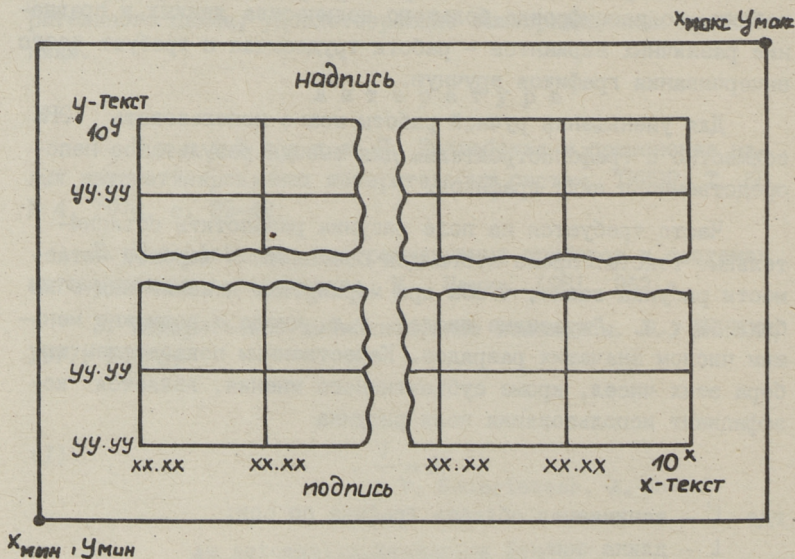
где l' — занимаемая область графика по оси;
 l — длина оси.

Существует несколько алгоритмов для решения проблемы масштабирования, например [1, 2], но у них коэффициент K невелик или сильно зависит от значения краевых точек. Например, по алгоритму [1] требуется, чтобы деления имели целочисленные значения с одним или двумя значащими разрядами. Это приводит к тому, что, если краевые точки графика по значению близки, то коэффициент K оказывается

очень малы. Например, при крайних точках 99,9 и 100,1 K равен 0,01, т.е. этот метод не пригоден в любых случаях. Алгоритм [2] имеет K более 0,7, но не всегда выбирает лучшие варианты. Например, при 0 и 1, K не равно единице, а $K = 0,83$. Алгоритм, описываемый в п. 3, свободен от таких недостатков.

2. Пакет графических подпрограмм

Во многих пакетах графических подпрограмм, например, в [3], даже для того, чтобы начертить одну кривую, требуется в программе пользователя обращение ко многим модулям, вычисление ряда вспомогательных координат и т.д. Это затрудняет использование пакета.



Фиг. 1. Форма представления графиков.

Если зафиксировать форму рисунка, то можно значительно упростить работу пользователя.

Рассмотрим форму рисунка на фиг. 1. При такой форме единственными заданными координатами являются координаты

краевых точек рисунка (X_{\min}, Y_{\min}) и (X_{\max}, Y_{\max}) . Если определить число и размер символов в надписи и подписи, то можно вычислить все координаты, которые обычно определяют-ся вручную.

По этим же принципам разработан пакет программ на ФОР-ТРАНЕ (ППР), требующий от пользователя лишь обращения к трем или четырем подпрограммам пакета, которые выполняют следующие функции:

1. WINDO - определение координат $X_{\min}, Y_{\min}, X_{\max}, Y_{\max}$ и генерирование вектора связи, являющегося общим для всех модулей пакета.
2. TONS - определение текста подписи или надписи, а также размера символов текста и их начертание.
3. TOCUR - запоминание адреса поля данных, описывающих одну кривую, и соответствующего цвета и типа линии.
4. TOPLT - определение экстремумов, масштабирование, черчение осей и кривых, определяемых модулем TOCUR.

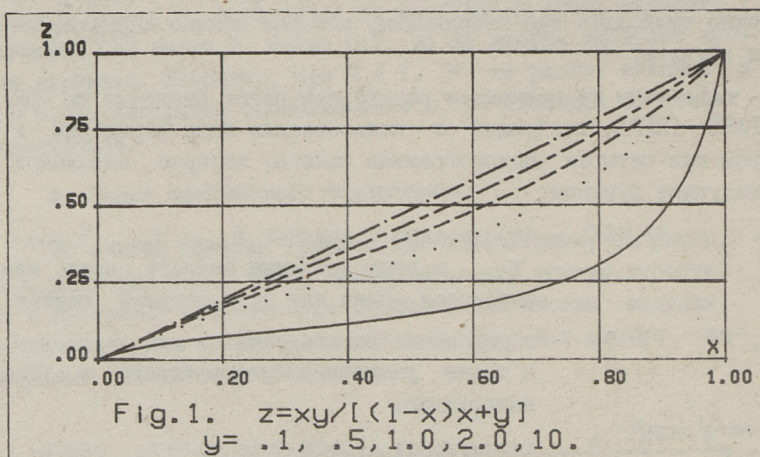
При необходимости можно в программе пользователя после возврата из модуля WINDO для изменения режимов по умолчанию модифицировать элементы частей 1-3 вектора связи. В векторе связи имеются 5 частей. В первой части описаны размеры окна и размеры символов в текстах. Размеры символов подписей и надписей определяются при вызове модуля

TONS. Во второй части описываются X-ось, при этом ось можно не вычерчивать, начертить ось без делений или с ними, определить режим масштабирования (см. п. 3), и предельные расстояния между делениями, а также представить до 10-символьный текст в конце оси. В третьей части аналогично описывается Y-ось. Четвертую и пятую части модуля ППР используют рабочей областью.

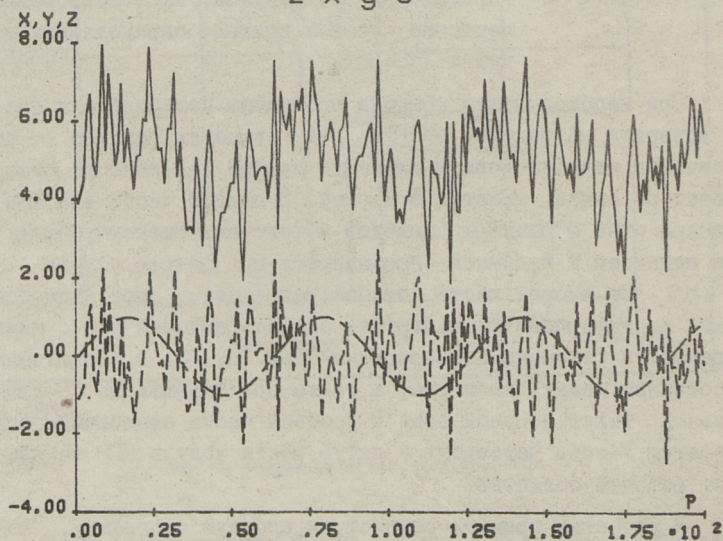
В качестве примера рассмотрим простую программу, позволяющую получить рисунок по форме (на фиг. 1), но без вычерчивания объяснительных текстов.

```
DIMENSION IV(1ФФ), AR(2ФФ)
```

```
CALL WINDO(IV, 1ФФ, XMIN, YMIN, XMAX, YMAX, 1, Ф)
```



$y = \sin(0.1p)$, $x = \text{random number}$,
 $z = x + y + 5$



Фиг. 2. Пример рисунка.

вычисление элементов массива AR

CALL TOSUR (IV, AR, 1, 2ФФ, ф., 2., 1, ф)

CALL TOPRT (IV).

В данном варианте используется графопостроитель PHILIPS PM 8115. Пример рисунка, полученного при помощи ПТР, приведен на фиг. 2.

3. Алгоритм масштабирования

ПТР позволяет независимо провести масштабирование относительно обеих осей в двух режимах:

- автоматическое масштабирование без округления. В этом случае крайними точками шкалы будут точные значения максимума и минимума соответствующей величины (т.е. аргумента или значения функции).

- автоматическое масштабирование с "красивой" маркировкой шкалы для улучшения читаемости графика. В этом режиме выбираются мантиссы расстояний между двумя соседними делениями шкалы α из ряда $d_{\text{ряд}}: 0,15; 0,2; 0,25; 0,33333; 0,5; 0,75; 1$. [4]. В результате получается шкала с начальной точкой $m \cdot \alpha \cdot 10^n$ и расстоянием между делениями $\alpha \cdot 10^n$, где m и n - целые числа. В этом режиме остается неиспользованной $(1-K)$ часть поля рисунка, где K вычисляется по (I).

Рассмотрим еще один алгоритм выбора "красивых" чисел маркировки. Входными параметрами алгоритма являются $r_{\text{мин}}$, $r_{\text{макс}}$ - минимальное и максимальное значения, которые должны войти в шкалу; l - длина оси в единицах графопостроителя; $l_{\text{мин}}$, $l_{\text{макс}}$ - минимальное и максимальное допустимые расстояния между делениями в единицах. Выходные значения, которые вычисляются алгоритмом: $r'_{\text{мин}}$, $r'_{\text{макс}}$ - крайние значения шкалы; $q_{\text{уст}}$ - цена единицы; $l'_{\text{тек}}$ - расстояние между делениями в единицах.

Описание алгоритма:

Шаг I. Устанавливается в исходное положение максимум коэффициента использования поля рисунка (I) $K \leftarrow 0$, предыдущее значение деления $d_n \leftarrow 0$, счетчик итерации $m \leftarrow 1$ и $r'_{\text{макс}} \leftarrow r_{\text{макс}}$, $r'_{\text{мин}} \leftarrow r_{\text{мин}}$.

Шаг 2. Вычисляются минимально и максимально разрешаемые числа делений $n_{\min} \leftarrow l_{\text{ось}} / l_{\text{макс}}$, $n_{\text{макс}} \leftarrow l_{\text{ось}} / l_{\text{мин}}$ и устанавливается счетчик цикла $n_{\text{тек}} \leftarrow n_{\min}$.

Шаг 3. Вычисляется текущая длина деления $l_{\text{тек}} \leftarrow l_{\text{ось}} / n_{\text{тек}}$, значение деления $d_p \leftarrow \frac{r_{\text{макс}} - r_{\text{мин}}}{n_{\text{тек}}}$ и его порядок

$$p \leftarrow -[\log_{10} d_p], \text{ где } [] \text{ целая часть.}$$

Шаг 4. Выбирается минимально допустимое значение деления $d_{\text{гон}}$ из ряда $d_{\text{ряд}}$, для которого $d_{\text{гон}} > d_p * 10^p$.

Шаг 5. Вычисляется текущее значение деления $d_{\text{тек}} \leftarrow d_{\text{гон}} * 10^p$ и новые значения краевых точек оси.

$$r_{\text{мин}}'' \leftarrow [r_{\text{мин}}' / d_{\text{тек}}] * d_{\text{тек}}$$

$$r_{\text{макс}}'' \leftarrow r_{\text{мин}}'' + n_{\text{тек}} * d_{\text{тек}}$$

и если $r_{\text{макс}}'' > r_{\text{макс}}$, то выполняется шаг 7.

Шаг 6. Если $m > 1$, то выполняется шаг 9, иначе выбирается следующее значение $d_{\text{гон}}$ из $d_{\text{ряд}}$ и снова выполняется шаг 5.

Шаг 7. Вычисляется коэффициент по (I) $k' \leftarrow \frac{r_{\text{макс}} - r_{\text{мин}}}{l_{\text{ось}} * d_{\text{тек}} / l_{\text{тек}}}$ и если $k' \leq k$, то выполняется шаг 9.

Шаг 8. Устанавливается $r_{\text{мин}}' \leftarrow r_{\text{мин}}''$, $r_{\text{макс}}' \leftarrow r_{\text{макс}}''$, $k' \leftarrow k$, $l_{\text{тек}}' \leftarrow l_{\text{тек}}$, $d_{\text{тек}}' \leftarrow d_{\text{тек}}$.

Шаг 9. Устанавливается $n_{\text{тек}} \leftarrow n_{\text{тек}} + 1$ и если $n_{\text{тек}} \leq n_{\text{макс}}$, то выполняется шаг 3, а если предыдущее значение деления $d_n = d_{\text{тек}}$, то выполняется шаг II.

Шаг 10. Устанавливается $d_n \leftarrow d_{\text{тек}}$, $m \leftarrow m + 1$ и, если $m \leq 10$, то выполняется шаг 2.

Шаг II. Вычисляется цена единицы графопостроителя

$$\text{дист} \leftarrow \frac{d_{\text{тек}}'}{n_{\text{тек}}}$$

и этим алгоритм заканчивается.

Для сравнения приведенного здесь алгоритма (далее алгоритм 3) с алгоритмами I [1] и 2 [2] сделано N опытов со случайными краевыми точками в интервале (-700, 300). В таблице I приведены минимальные и средние коэффициенты использования поля, откуда видно, что по алгоритму 3 K больше, чем по алгоритму 2 или по алгоритму I, за исключением для случая, когда $n_{\min} = n_{\max}$. Это объясняется тем, что по алгоритму 3 меньше допустимых значений $d_{\text{гон}}$, но они обеспечивают лучшую читаемость рисунка.

Т а б л и ц а I

Число опытов	n _{мин}	n _{макс}	Минимальное к			Среднее к		
			1	2	3	1	2	3
100	5	20	0,65	0,72	0,89	0,91	0,85	0,95
20	5	20	0,43	0,74	0,89	0,89	0,85	0,95
20	5	10	0,43	0,74	0,82	0,89	0,85	0,90
20	10	10	0,80	0,74	0,64	0,92	0,84	0,77

4. Заключение

Использование фиксированного макета рисунка значительно упростит работу пользователя, который должен определять только размеры рисунка и данные, которые выводятся при помощи ПТР. Хотя в данном варианте используется графопостроитель PHILIPS PM 8115, путем замены 4 модулей (движение с одной точки в другую, вывод текстовой информации, определение цвета и типа линии и генерирование вектора связи) можно использовать и другие графопостроители или графические дисплеи.

Л и т е р а т у р а

1. Kurata T., Nagata T., Awaya K., Saijyo Y., Ozawa S. Developing application programs to make use of the XY-plotter. 2. - I. Fac. Eng. Chiba Univ., 1974, 26, N 49, p. 219-240.

2. Stirling W.D. Scale Selection and Formatting. - Journal of the Royal Statistical Society. Applied Statistics, 1981, 30, N 3, p. 339-344.

3. Единая система электронных вычислительных машин. Операционная система. Ц 57.804.004 ДБ7, М., 1980. 49 с.

4. Лепиксон В. Формирование выходных документов. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 535, с. 47-56.

T. Lumberg

Programmable Means for Graphical
Representation of Numerical Information

Summary

Some problems of graphical representation of results have been observed. The fixed form of the drawing simplifies the application of graphical programs. A method for choosing the scaling factor and its comparison with some other methods have been presented.

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ НА ЦВЕТНОМ
РАСТРОВОМ ДИСПЛЕЕ. ОБЗОР ИСПОЛЪЗУЕМЫХ СИСТЕМ

Для взаимодействия оператора с ЭВМ в автоматизированных системах научного исследования особую важность приобрел вид представляемой информации, поступающей от ЭВМ к экспериментатору.

Во многих случаях эффективность функционирования систем в значительной степени зависит от своевременности и правильности принятия решений "человеком-оператором", которые, в свою очередь, определяются характеристиками оператора, надежностью и приспособленностью систем отображения информации его деятельности. Исходя из характеристики оператора, принятие решения не всегда базируется на большом количестве данных, а часто наоборот - на принципе 80/20, на основе которого 80 % решений принимаются опираясь на 20 % данных [1].

Опираясь на вышесказанное, целесообразным оказывается представление информации в оптимальном виде по отношению к оператору, где оптимальным является такой способ кодирования, который обеспечивает максимальную скорость и надежность приема информации человеком [2].

Выбор категории кода (кодирования) должен производиться с учетом особенностей оперативной памяти человека, привычных ассоциаций человека, его жизненного и профессионального опыта. Выбор категории кода зависит также от характера решаемой оператором задачи, от особенностей объекта, о котором передается информация оператору.

Подтверждением этому относительно вычислительных комплексов, ориентированных на использование в различных отраслях народного хозяйства, особенно в научных исследова-

ниях при обработке информации по ходу эксперимента, графическая форма представления информации оказалась наиболее удобной, емкой и результативной - при этом и наиболее оптимальной.

Эффективность функционирования систем, а также объем информации помогает повысить использование цветного кодирования информации. Например, в задаче опознания наибольшую эффективность обеспечивает категория цвета, а в задаче поиска наиболее эффективными являются категории цвета и числа [2].

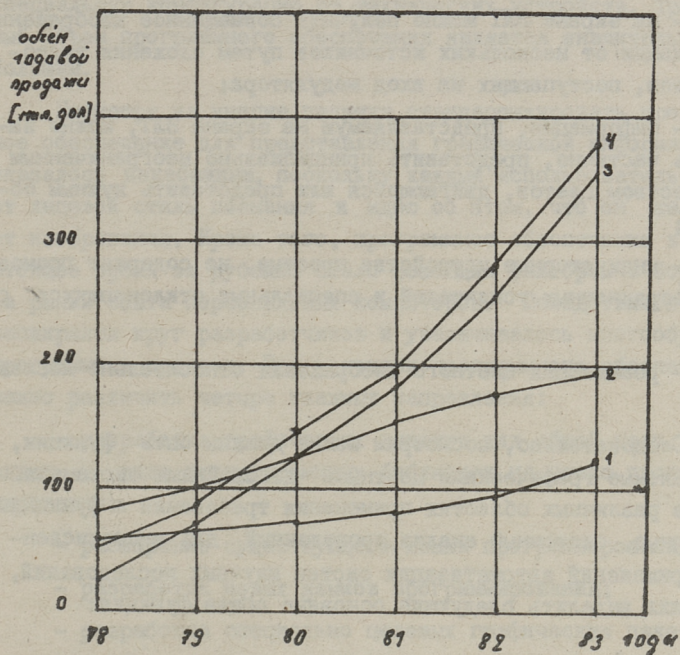
Системами отображения информации, при которых вышеприведенные моменты можно учитывать в значительной степени, являются электронные дисплеи на ЭЛТ - большое количество которых, различных по своим функциональным возможностям, разработаны в последние годы за рубежом и в нашей стране.

Современная тенденция отраслей вычислительной промышленности за рубежом указывает на то, что часть развития, связанная с разработкой графических устройств, увеличивается наиболее быстро. Если в 1974 году фирмы капиталистических стран, исключение составляют фирмы Японии, выпустили 69000 графических терминалов, то перспективные цифры для 1984 года 454000 графических терминалов в году [3].

В настоящее время наиболее распространены графические дисплеи трех типов (по очереди исторической разработки): векторные, с запоминающими трубками, растровые. Тенденция развития производства графических дисплеев фирмы США приведена на фиг. 1 [4].

Широкое распространение растровых дисплеев, в том числе и цветных, связано со значительным снижением цены полупроводниковой памяти, которое продолжается по сей день.

Объем памяти, требуемой от систем, проектируемых на растровых дисплеях, зависит от разрешающей способности дисплея (количества индицируемых точек), от количества цветов (или полутонов), представляемых на экране, от функций, выполняемых устройством, и в общем случае оказывается очень большим. Это один из главных недостатков растровых дисплеев. Другие недостатки, которые необходимо учитывать, следующие:



Фиг. 1. Тенденции развития производства графических дисплеев фирм США: (1 - векторные; 2 - с запоминающими трубками; 3 - растровые цветные; 4 - растровые).

- разрешающая способность ограничена возникновением ступенчатого эффекта при длинных векторах (прерывистая структура изображения на экране ЭЛТ);

- сложность формирования массива отображения, а также дополнительная нагрузка на ЭВМ, необходимая для изменения массива при ручном вводе знаковой информации в случае отсутствия в устройстве самостоятельного знакогенератора;

- утомляемость оператора при длительной работе.

Кроме недостатков метод телевизионного раstra обладает рядом достоинств, которые содействовали их широкому распространению, к числу которых относятся следующие:

- позволяет строить системы отображения информации, в которых один блок управления через кабель выдает информацию на несколько индикаторных устройств;

- на экране ЭЛТ можно получить совмещенное изображение информации / от нескольких источников путем сложения видеосигналов, поступающих на вход модулятора;

- информацию, представляемую на экране ЭЛТ, можно заменить частично, представить принципиально неограниченным количеством цветов, двигающейся или представить нужным образом;

- индикаторные устройства простые, не содержат громоздких координатных усилителей и специальных отклоняющихся систем;

- реализация цветного изображения относительно несложная.

Следовательно, посмотрим какие должны быть функции, выполняемые графическими цветными дисплейными системами. Хотя в различных областях применения требования к функциям различные, системный анализ, проведенный для многочисленных применений автоматизации систем научных исследований, позволил выделить следующие основные общие функции:

- одновременный просмотр на экране дисплея движущихся графиков одной переменной;

- вывод на экран дисплея цветных или полутоновых изображений различного вида;

- вывод на экран дисплея графической информации, совмещенной с алфавитно-цифровой;

- многократное дополнение графического изображения с алфавитно-цифровой информацией, вводимой с клавиатуры дисплея;

- многократное дополнение графического изображения с алфавитно-цифровой информацией, а также изменение начальных данных или условных переменных изображений, вводимых с клавиатуры дисплея в работе реального времени.

Растровые ЭЛТ по своим техническим возможностям позволяют успешно выполнить эти перечисленные функции.

Решающим фактором при реализации этих и многих других функций является существование соответствующего программного обеспечения, хотя некоторые требуют кроме того

специальную конфигурацию от технических устройств. Требуемый объем программного обеспечения является значительно большим.

Несмотря на многие попытки стандартизировать программное обеспечение для представления графической информации оказалось неизбежным, поскольку каждый пользователь имеет личную стиль познания и идею об этом, что он желает от изображения. Кроме того, программное обеспечение в настоящее время за рубежом стало решающим фактором в борьбе за рынки сбыта персональных компьютеров. Вследствие этого расширялся круг разработчиков и увеличивалось многообразие программных средств. При развитии программного обеспечения можно различить четыре главных направления:

- разработка графических пакетов для общей цели, построенных в виде подпрограммных библиотек на языке программирования;
- расширение существующего языка программирования;
- разработка новых языков программирования;
- разработка специально целевых графических пакетов.

В течение нескольких лет разработано большое количество различных графических пакетов; некоторые, наиболее распространенные, приведены в таблице I.

Разработка нового специально графического языка программирования, а также расширение существующего является очень длительной и сложной работой, требующей высокой квалификации от создателей и поэтому оказывается дорогой и мало распространенной. Из существующих примеров можно назвать графические языки высокого уровня, такие как SCREENWARE фирмы SCION, GRAFORT фирмы Apple Comp. Inc. и графические операторы на базе языков BASIC, FORTRAN, PASKAL, PILOT, COBOL и др.

Анализ приведенных программных пакетов (в табл. I) показал, что они обеспечивают выполнение вышеуказанных требуемых функций в большей или меньшей степени и зависят от конкретного программного пакета и области его применения. При этом имеется большая разновидность представляемого графического изображения. Некоторые виды существующей пред-

Т а б л и ц а
Основные программные средства для представления
графической информации

Фирма-изготовитель	Наименование программ-пакетов	Характеристики программ-пакетов	Фирмы-использователи
Textronix	PLOT-10 (IGL)	Библиотека программ для графических изображений (цветные), фирменный стандарт	Textronix, TI, HP, ATARI, Genika, TAB-Production Corp. Ramtek Corp.
ISSCD	DISSPLA	Специально-коммерческий для граф. изображений, фирменный стандарт.	IBM, Textronix, DEC, CDC, GREY, Burroughs, Univac, Prime Honeywell Perkin-Elmer
	TELL-A-GRAF	Для граф. изображений (цветные), систем английского языка, фирменный стандарт.	
	SPSS	Для графических изображений (цветные)	
Visual Precision Inc	DI-3000	Для графических изображений (цветные, фирменный стандарт (на Фортране).	IBM, CDC, VAX, PDP. Textronix
	GRAFMAKER	Для граф. изображений, (цветные) фирм. стандарт	
SAS Institute	SAS-GRAPH	Библиотека программ для граф. изображений (цветные)	Chromatics, IBM, Textronix, HP, ISC, Ramtek, ADI, Zeta
Personal Software Inc.	VisiCalc	Универсальная прикладная программа-библиотека для цифровых моделей и цифровых графиков.	во многих фирмах
	VisiPlot	Графическое программное обеспечение (цветные возможности)	
IBM	System/34	Универсальный пакет	IBM
DATA-General	Super-Comb	Универсальный пакет для вычислительных и проектных работ.	DATA-General
The Gould De Ansa	LIPS	Библиотека программ для граф. изобр. (для науки)	DEC VISACOM

ставляемой информации следующие: столб диаграмм, круговая диаграмма, подвижные графики, 2- и 3-мерные изображения и др. В большинстве случаев представляемая информация многоцветная.

Учитывая все вышеприведенное и тенденции развития в различных отраслях, связанные с разработкой и потреблением графических дисплейных систем, можно заключить:

- учитываемая роль человеческого фактора при изготовлении технических средств и математического обеспечения увеличивается постепенно, так как оператор превращается в решающее звено в системе "человек - машина" при обеспечении его оптимальным функционированием;

- главные практические направления-цели при разработке графических дисплейных систем в настоящее время связаны с представлением оператору информации в доступном виде и облегчением принятия решений оператором;

- графическая форма представления информации в ряде случаев является наиболее оптимальной;

- возрастает значение цвета, большинство выводных графических устройств к концу десятилетия станут цветными;

- производство растровых ЭЛТ еще жизнеспособно, имеющее эффективную по стоимости технологию, и ни одна из новейших технологий не уменьшит ее роли в этом десятилетии.

Л и т е р а т у р а

1. F r i e n d D. Graphics for managers: the distributed approach. Datamation, 1982, N 7, p. 48-54.

2. Основы инженерной психологии / Под ред. Б.Ф. Ломова. М., Высшая школа, 1977. 335 с.

3. F r e n c h H. Trends in CAD/CAM graphics technology. - Computer Design, 1981, N 7, p. 55-59.

4. G r a y R.I. Bit map architecture realises raster display potential. - Computer Design, 1980, N 7, p.111-117.

The Presentation of Graphic Information on the
Raster Scan Color Display. A Review of the Systems in Use

Summary

The problems connected with the presentation of graphic information on the raster scan displays including color raster scan displays have been discussed in this article.

The purpose of implementing information presentation in graphic form, using color for information coding and functions of graphic subsystems have been analysed.

The abstract of lacks and advantages of raster scan CRT-s, widespread software and the functions implemented by it have been introduced.

В.А. Герасимчук, А.А. Мейстер

АДАПТИВНЫЙ СПОСОБ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ
ИЗМЕРИТЕЛЯ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛОВ

Интегрирующий измеритель отношения двух синхронно выпрямленных синусоидальных сигналов X и Y дает результат в виде [1]

$$\frac{X}{Y} = \frac{T_2 - T_1}{T_m} = \frac{N_2 - N_1}{N_m} = \frac{N}{N_m},$$

где T_1 и T_2 - суммарное время интегрирования соответственно суммы и разности сигналов X и Y ;

N_1 и N_2 - соответствующие этим временам целые числа полупериодов сигналов;

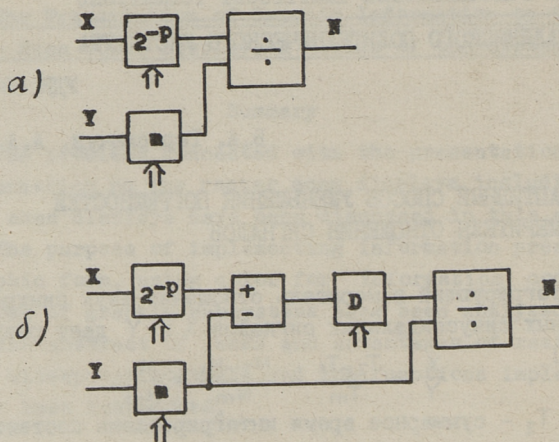
$T_m = T_1 + T_2$ - время одного цикла измерения, которому соответствует число N_m .

Измеритель отношения сигналов обладает малыми погрешностями и находит применение в схеме цифрового электромагнитного расходомера.

Основной погрешностью измерителя является аддитивная погрешность дискретности $\Delta_N = \pm 1$, что в виде относительной погрешности составит

$$\delta(X/Y) = \pm 1/N.$$

Для улучшения точности можно использовать оценку отношения сигналов, полученную на предыдущем цикле измерения. В стационарных условиях изменения сигнала обычно ограничены, так, например, в расходомерных стендах колебания мгновенного расхода ограничиваются быстрыми флуктуациями, которые не превышают 25%. В динамическом режиме скорость изменения сигнала обычно ограничена и можно заранее рассчитать максимальные изменения сигнала. Таким образом, результат предыдущего измерения, представленный в виде $X/Y = m \cdot 2^p$, где m и p - двоичные мантисса и порядок, может быть использован для измерения текущего отношения сигналов.



Фиг. 1.

На фиг. 1,а приведена схема, в которой перед измерителем отношения сигналов X и Y введено перемножение сигналов на 2^{-P} и m соответственно. Умножение делителя Y на нормализованную мантиссу $m = 0,5 \dots 1$, задаваемую программно-управляемым точным цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП) по предыдущему результату измерения, обеспечивает постоянство выходного сигнала измерителя отношения. Это следует из того, что при неизменном X/Y новый результат измерения $N/N_m = X/(m \cdot Y) = 2^P$. Умножение сигнала X на 2^{-P} соответствует точному делению сигнала на 1, 2, 4 ... (при предыдущем порядке $p = 0, 1, 2, \dots$), в результате каждому значению p соответствует поддиапазон, в пределах которого сигнал может изменяться не более чем в 2 раза. Схема имеет постоянный относительный динамический диапазон и расширенный диапазон по выходу, в пределах которого максимальная относительная погрешность остается неизменной.

В следующем варианте схемы (фиг. 1,б) из сигнала $X \cdot 2^{-P}$ вычитается сигнал $m \cdot Y$. m и p задаются при помощи ЦАП по результату предыдущего цикла измерения $X/Y = m \cdot 2^P$. Разностный сигнал $X \cdot 2^{-P} - m \cdot Y$ равен приращению отношения сигналов в текущем цикле измерения и его колебания возможны в обоих

направлениях. Разностный сигнал при помощи ЦАП усиливается в точно известное число $D = 1, 2, 4$ или 8 раз, что сужает динамический диапазон измерителя, но дает заметный выигрыш в точности.

Учитывая соотношение

$$\frac{N}{N_m} = \frac{(X \cdot 2^p - m \cdot Y) \cdot D}{m \cdot Y},$$

формула для расчета окончательного результата измерения вычислительным устройством будет иметь вид:

$$\frac{X}{Y} = m \cdot 2^p \cdot \left(\frac{N}{D \cdot N_m} + 1 \right).$$

Тогда относительная погрешность результата измерения

$$\delta(X/Y) = \frac{m \cdot 2^p}{D \cdot N_m \cdot (X/Y)} = \frac{1}{N + D \cdot N_m}$$

оказывается в первом приближении в D раз меньше приведенной к полному диапазону погрешности $1/N_m$.

Так же как и в предыдущей, в этой схеме каждому p соответствует конкретный поддиапазон, в котором, исходя из требования $|N/N_m| \leq 1$, сигнал может изменяться в пределах

$$m \cdot 2^p \cdot \left(1 - \frac{1}{D} \right) \leq \frac{X}{Y} \leq m \cdot 2^p \cdot \left(1 + \frac{1}{D} \right).$$

Ширина поддиапазона $2 \cdot m \cdot 2^p / D$ оказывается пропорциональной величине сигнала $m \cdot 2^p$ и задается усилением D . Относительная погрешность в пределах поддиапазона изменяется от

$$\delta_1(X/Y) = \frac{1}{N_m} \cdot \frac{1}{D-1}$$

при минимальном значении входной величины для данного m , до

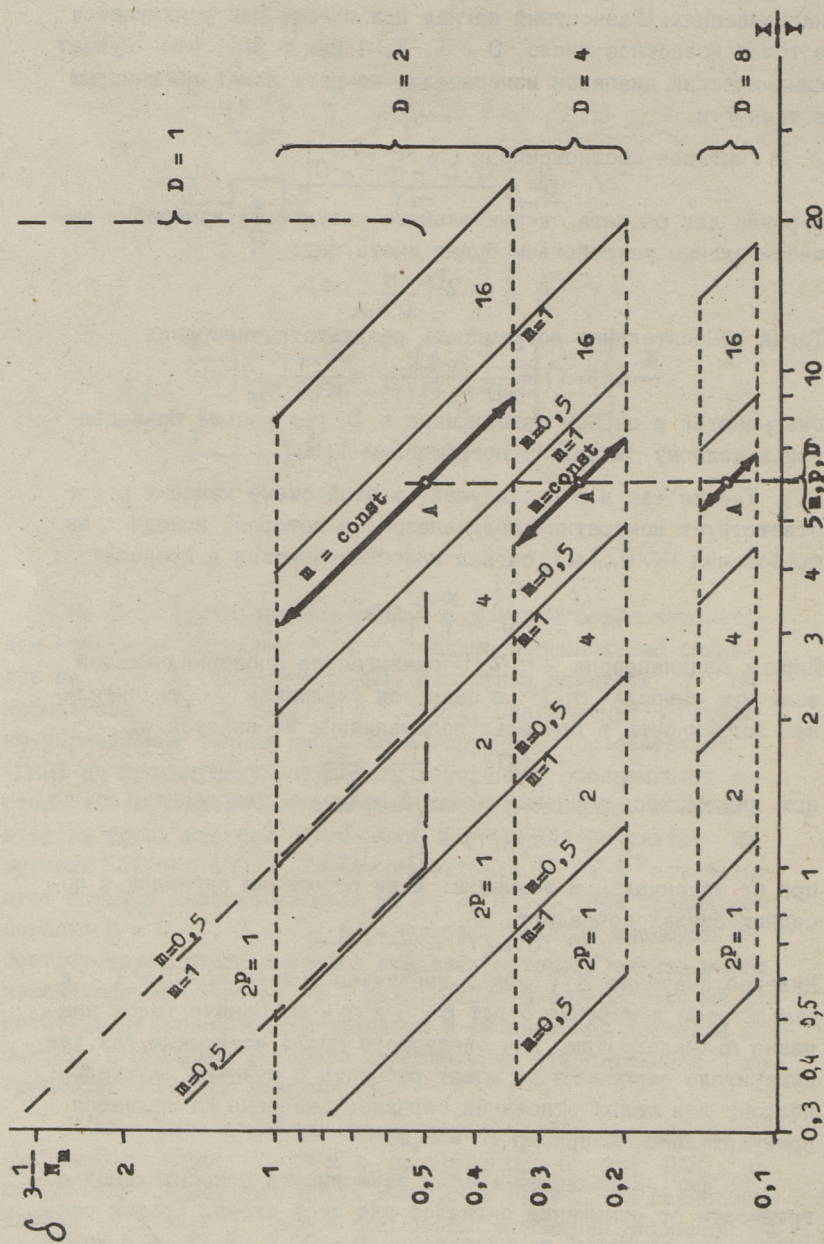
$$\delta_2(X/Y) = \frac{1}{N_m} \cdot \frac{1}{D+1}$$

при ее максимальном значении. Если отношения сигналов в соседних циклах совпадают, то

$$\delta(X/Y) = \frac{1}{N_m} \cdot \frac{1}{D}.$$

Нулевое значение X/Y может появиться только при $D = 1$ и результатом измерения будет $p = 0$ и $m = 0$. Однако такое значение m недопустимо для следующего цикла измерения, так как измеритель отношения не может работать с нулевым делителем, поэтому для малых отношений сигналов значение m задается принудительно, например $m = 0,5$.

На фиг. 2 приведен график зависимости относительной погрешности от отношения сигналов для этой схемы. График рассчитан для значений поддиапазонов $p = 0, 1, 2, 3, 4$ и коэффициентов усиления $D = 1, 2, 4$ или 8 . Из графика видно, что



Фиг. 2.

заданному значению X/Y в зависимости от D соответствует одна из точек A , находящихся на середине (в логарифмическом масштабе) динамического диапазона, погрешность измерения в которой составляет $\delta(X/Y) = \frac{1}{N_m} \cdot \frac{1}{D}$. Возможные значения отношения сигналов в процессе измерения могут находиться на наклонных линиях, проходящих через A и при $D = 8$ составляют 12,5 % от заданного значения.

В результате перехода на более сложную схему измерения, в которой учитывается результат предыдущего цикла измерения, измеритель отношения сигналов обеспечивает малую погрешность измерения и малое изменение относительной погрешности почти во всем диапазоне входной величины.

Л и т е р а т у р а

И. Герасимчук В., Мейстер А. Интегрирующие цифровые электромагнитные расходомеры. - В сб. 4 симпозиума по морской электронике. Ростов, ГДР, 1983.

V. Gerasimtchuk, A. Meister

The Adaptive Reducting of Errors for Signal Ratio Meter

Summary

The paper deals with errors of integrating digital signal ratio meters in low frequency flowmeters. The structures with more sophisticated signal processing and their errors are discussed.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ЛИНЕЙНЫХ МОДЕЛЕЙ

I. Постановка задачи

При исследовании различных процессов возникает задача построения их моделей. Она сравнительно легко решается в том случае, когда есть основания считать процесс стационарным, а модель — линейной по параметрам. Хорошо известны модели авторегрессии — скользящего среднего [1, 2, 3], решетчатых предсказывающих фильтров [3] и др. Однако реальные процессы редко стационарны, и в этом случае задача резко усложняется. Она практически не решается без информации или предположений о характере нестационарности. Естественным является стремление использовать хорошо разработанные методы идентификации стационарных моделей, так сказать свести задачу к стационарному случаю. Существует несколько способов, как это сделать. Ниже рассматривается описание изменения коэффициентов непрерывной линейной модели в некотором базисе функций.

2. Параметризация нестационарной непрерывной модели

Пусть модель процесса будет задана в виде линейного дифференциального уравнения с переменными коэффициентами:

$$y^{(n)} + a_{n-1}(t) \cdot y^{(n-1)} + \dots + a_1(t)y' + a_0(t)y = 0. \quad (I)$$

Для идентификации этой модели необходимо сделать некоторые предположения о характере изменения коэффициентов $a_i(t)$. Разумной возможностью является их аппроксимация линейной комбинацией некоторых базисных функций

$$a_i(t) = \sum_{j=1}^m b_{ij} f_j(t). \quad (2)$$

Базис $\{f_j(t)\}$ следует выбирать так, чтобы число m было не-
большим. Если нестационарность периодична, можно применять
базис Фурье, в других случаях лучше подходят ортогональные
полиномы или степенные функции [5].

Легко видеть, что теперь задача сводится к оценке по-
стоянных коэффициентов b_{ij} , относительно которых модель
линейна. Подставляя (2) в (1), получаем

$$y^{(n)} = - \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^m b_{ij} f_j(t) y^{(i)} \quad (3)$$

или, в векторной форме

$$y^{(n)} = - [Y^*, \dots, Y^{(n-1)*}] \cdot B, \quad (4)$$

где

$$Y^{(i)} = [f_1(t) \cdot y^{(i)}, \dots, f_m(t) \cdot y^{(i)}]^*,$$

$$B = [b_{01}, b_{02}, \dots, b_{0m}, b_{11}, \dots, b_{1m}, b_{21}, \dots, b_{n-1, m}]^*$$

- вектор оцениваемых коэффициентов.

Если не делать никаких предположений относительно ста-
тистики процесса и его производных, можно применить два ме-
тода оценки вектора B : метод модулирующих функций и метод
наименьших квадратов [2]. Рассмотрим оба метода.

3. Метод модулирующих функций

Выберем $n \cdot m$ функций $\varphi_k(t)$, $k=1, \dots, nm$, которые назы-
ваются модулирующими. Умножая (3) на модулирующую функцию
 $\varphi_k(t)$ и интегрируя на интервале наблюдения $[0, T]$, полу-
чаем

$$\sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^m b_{ij} \int_0^T f_j(t) \cdot y^{(i)}(t) \varphi_k(t) dt = - \int_0^T y^{(n)}(t) \varphi_k(t) dt, \quad (5)$$

Систему nm равенств вида (5) рассматриваем как систему урав-
нений относительно оцениваемых коэффициентов b_{ij} . Она решается
стандартными способами. Модулирующие функции желательно
выбирать ортогональными на интервале наблюдения, чтобы
обеспечить хорошую обусловленность системы.

Главным недостатком этого метода является то, что для
определения коэффициентов и свободных членов системы урав-

нений, т.е. интегралов, входящих в (5), необходимо вычислять производные исследуемого процесса. Это может привести к существенным ошибкам оценок. Специальный выбор модулирующих функций $\varphi_k(t)$ помогает избежать этого недостатка [2]. Рассмотрим коэффициент системы уравнений (5). Интегрируя по частям, получаем

$$J_{ijk} = \int_0^T f_j(t) \cdot y^{(i)}(t) \cdot \varphi_k(t) dt = \\ = f_j(t) \varphi_k(t) \cdot y^{(i-1)}(t) \Big|_0^T - \int_0^T y^{(i-1)}(t) \cdot [f_j(t) \cdot \varphi_k(t)]' dt. \quad (6)$$

Если потребовать, чтобы $f_j(0) \cdot \varphi_k(0) = f_j(T) \cdot \varphi_k(T) = 0$, то получается понижение порядка производной исследуемого процесса $y(t)$ за счет дифференцирования произведения $f_j(t) \cdot \varphi_k(t)$.

Продолжая в том же духе, можно вообще освободиться от необходимости дифференцирования $y(t)$:

$$J_{ijk} = (-1)^i \int_0^T y(t) [f_j(t) \cdot \varphi_k(t)]^{(i)} dt, \quad (7)$$

при условии, что граничные значения произведения $f_j(t) \cdot \varphi_k(t)$ и его производных равны нулю до порядка $i-1$ включительно. Последнее условие выполняется для произведения, если оно выполнено для одного из сомножителей. Так как максимальный порядок производной равен n , то отсюда следует, что граничные значения модулирующих функций и их производных до порядка $n-1$ должны равняться нулю.

4. Метод наименьших квадратов

Среднеквадратическая ошибка уравнения (3) равна

$$\int_0^T \left[y^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^m b_{ij} f_j(t) \cdot y^{(i)}(t) \right]^2 dt = \bar{\varepsilon}^2. \quad (8)$$

Минимизируя ее относительно b_{ij} , получаем систему нормальных уравнений вида

$$\frac{\partial \bar{\varepsilon}^2}{\partial b_{ij}} = 0 \Rightarrow \sum_{p=0}^{n-1} \sum_{r=1}^m b_{pr} \cdot K_{ij,pr} = C_{ij}, \quad (9)$$

где

$$K_{ij,pr} = \int_0^T f_j(t) y^{(i)}(t) \cdot f_r(t) y^{(p)}(t) dt, \quad (10)$$

$$C_{ij} = - \int_0^{\tau} f_j(t) y^{(i)}(t) \cdot y^{(n)}(t) dt. \quad (II)$$

Здесь уже не удается освободиться от дифференцирования процесса $y(t)$ для вычисления коэффициентов (I0) и (II). Поэтому метод наименьших квадратов в такой форме мало пригоден для идентификации. Учитывая то, что реализация алгоритма идентификации происходит в цифровой форме на ЭВМ, целесообразно сразу перейти к дискретной модели процесса. В этом случае метод наименьших квадратов оказывается эффективным.

5. Дискретная модель и оценка ее параметров

Аппроксимируем оператор дифференцирования оператором вычисления конечных разностей $(1 - z^{-1})/\tau$, где z^{-1} - оператор сдвига на τ , τ - шаг дискретизации. В этом случае вместо непрерывной модели (I) получим дискретную модель:

$$\alpha_0(t) \cdot y_t + \alpha_1(t) \cdot y_{t-1} + \alpha_2(t) \cdot y_{t-2} + \dots + \alpha_n(t) \cdot y_{t-n} = 0, \quad (I2)$$

где индекс $t-i$ означает дискретный момент времени, а коэффициенты $\alpha_i(t)$ связаны с $a_i(t)$ соотношениями:

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= (a_0 \tau^n + a_1 \tau^{n-1} + \dots + 1), \\ \alpha_1 &= -(a_1 \tau^{n-1} + 2a_2 \tau^{n-2} + 3a_3 \tau^{n-3} + \dots + n), \\ \alpha_2 &= (a_2 \tau^{n-2} + 3a_3 \tau^{n-3} + 6a_4 \tau^{n-4} + \dots + \frac{n(n-1)}{2}), \\ &\dots \\ \alpha_n &= (-1)^n. \end{aligned} \quad (I3)$$

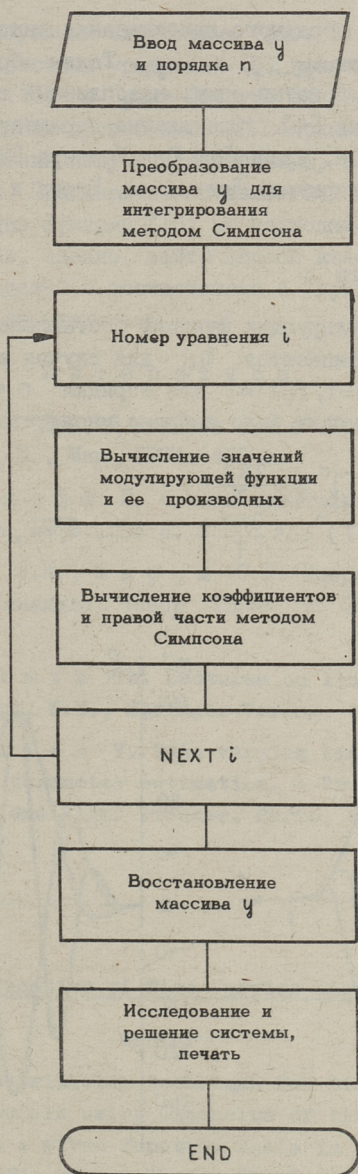
Подставляя (2) в (I3), получаем разложение функций $\alpha_i(t)$ по базису $f_j(t)$:

$$\alpha_i(t) = \sum_{j=1}^m \beta_{ij} f_j(t). \quad (I4)$$

Теперь вместо (3) можно получить соотношение

$$\alpha_n y_{t-n} = - \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^m \beta_{ij} f_j(t) y_{t-i}, \quad (I5)$$

которое представляет собой авторегрессионную динамическую модель дискретного процесса [II]. Идентификация ее стационарного варианта хорошо изучена [I, 3]. Минимизация ошибки уравнения (I5) по методу наименьших квадратов эквивалентна



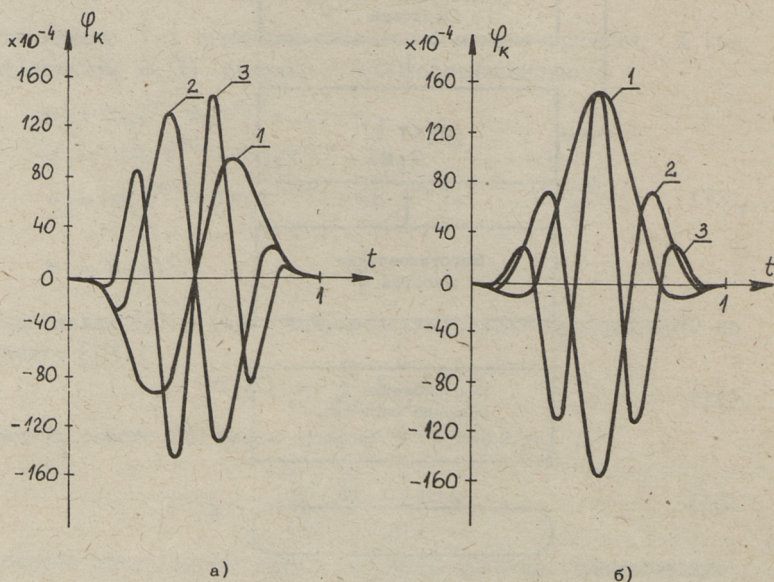
Фиг. 1. Блок-схема алгоритма идентификации.

минимизации ошибки обратного предсказания значения y_{t-n} по n будущим значениям y_{t-n+1}, \dots, y_t . Таким образом, здесь можно использовать богатый опыт, накопленный в теории линейного предсказания [4]. Оценивание параметров β_{ij} сводится к решению т.н. уравнений Юла-Уолкера [3]. Известен ряд эффективных алгоритмов Левинсона, Берга и др. для решения этой задачи [3].

6. Эксперименты

По методу модулирующих функций составлена программа идентификации коэффициентов b_{ij} для случая линейного изменения $q_i(t)$: $f_1(t)=1, f_2(t)=t$ для порядка $n \leq 10$ (фиг. 1). В качестве модулирующих было выбрано множество функций вида:

$$\begin{aligned} t^n(t-T)^n \sin \frac{2\pi k}{T} t, \\ t^n(t-T)^n \cos \frac{2\pi k}{T} t \quad k = \overline{1, n}, \end{aligned} \quad (I6)$$



Фиг. 2. Модулирующие функции при $n = 3, T = 1$.
а) синусные, б) косинусные.

обладающее требуемыми свойствами (фиг. 2). Для улучшения обусловленности системы уравнений (5) применялась ортогонализация функций (I6) по Граму-Шмидту. Эксперименты с различными моделированными процессами $y(t)$ показали, что в некоторых случаях оценки получаются хорошими, а в других - точность теряется. Причиной этого является в обстоятельство, что модулирующие функции (I6) не подходят для идентификации любых процессов, однако, найти способ классификации процессов и их моделей в соответствии с "пригодностью" функций (I6) пока не удалось.

Л и т е р а т у р а

1. Б о к с Дж., Д ж е н к и н с Г. Анализ временных рядов, вып. I, М., Мир, 1974. 406 с.
2. Э й к х о ф ф П. Основы идентификации систем управления. М., Мир, 1975. 683 с.
3. К е й С.М., М а р п л С.Л. Современные методы спектрального анализа: Обзор ТИИЭР, т. 69, № II, 1981, с. 5-51.
4. К а и л а т h Th. Lectures on linear least-squares estimation. Wien, N.Y., Springer-Verlag, 1976, p. 169.
5. G r e n i e r Y. Time varying lattices and autoregressive models parameter estimation. - Proc. IEEE Int. Conf. Acoust. Speech and Sign. Process. Paris, 1982, vol. 3, p. 1337-1340.

O. Kangur

Identification of Time Varying Linear Models

Summary

A parametrization technique for time varying continuous linear models using expansion of time-dependent coefficients in a given function basis is described, as well as two identification methods. The least squares method appears to be effective only for previously discretized models. The modulation functions method can be applied to time continuous processes straightforwardly.

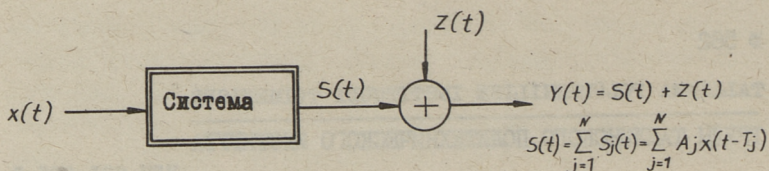
ОЦЕНКА ЧИСЛА ПЕРЕКРЫВАЮЩИХСЯ ИМПУЛЬСОВ
ПО МЕТОДУ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ

Для решения задач идентификации в области радио- и гидролокации необходимо иметь подходящий алгоритм обработки принимаемого сигнала, разрабатываемый по результатам анализа этого сигнала. Если принимаемый сигнал состоит из перекрывающихся некогерентных импульсов, то их число поддается оптимальной оценке по методу максимального правдоподобия, используя мгновенные значения сигнала. Основой алгоритма оценки является одномерная функция распределения плотности условной вероятности мгновенных значений. Анализируется точность полученных оценок.

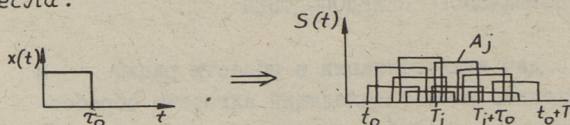
I. Анализ принимаемого сигнала

Принимаемый случайный сигнал $Y(t)$ состоит из суммы полезного сигнала $S(t)$ и помехи $z(t)$. В свою очередь, полезный сигнал $S(t)$ является суммой случайного числа одинаковых импульсов со случайными амплитудами и временами прихода. Такой сигнал можно рассматривать как реакцию некоторой стохастической системы (идентифицируемого объекта) на элементарный импульс $x(t)$. Процесс формирования принимаемого сигнала иллюстрирует фиг. 1.

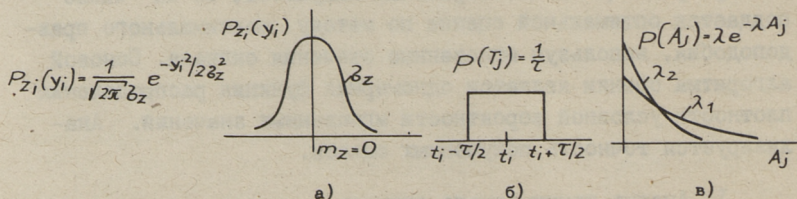
Амплитуда элементарного импульса A_j , момент времени T_j и общее число элементарных импульсов N представляют собой статистически независимые случайные величины. Будем считать, что амплитуда A_j распределена по экспоненциальному закону, момент T_j — по равномерному, число наложенных импульсов N_i в любой момент времени t_i — по закону Пуассона, а мгновенные значения помехи $z(t)$ — по нормальному закону (см. фиг. 2).



если:



Фиг. 1. Модель формирования принимаемого сигнала.



Фиг. 2. Распределение плотности вероятности: а) мгновенных значений помехи; б) моментов прихода импульсов; в) амплитуд импульсов.

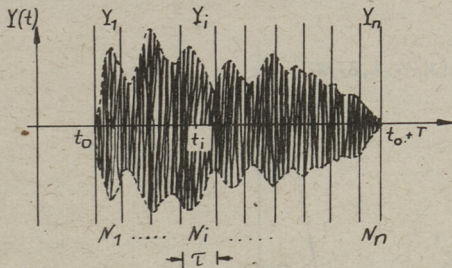
Задача состоит в выводе оптимального решающего правила с целью определения числа импульсов N .

Наиболее удобной статистикой для вывода решающего правила является многомерная функция распределения плотности условной вероятности отсчетов принимаемого сигнала. Для ее определения предполагаем статическую независимость отсчетов $Y_i = Y(t_i)$ (см. фиг. 3).

Одномерную плотность вероятности мгновенного значения $Y_i = Y(t_i)$

$$Y(t_i) = S(t_i) + z(t_i) = \sum_{j=1}^{N_i} A_j \cos \omega_0(t_i - T_j) + z(t_i) \quad (I)$$

рассчитаем отдельно для случаев отсутствия и присутствия помехи по методике, изложенной в [1].



Фиг. 3. Дискретизация принимаемого сигнала.

В первом случае получим по выражению (I) условную плотность [2]

$$P_{S_i}(y_i/N_i) = \frac{\lambda^{(N_i+1)/2} |y_i|^{(N_i-1)/2} K_{(N_i-1)/2}(\lambda|y_i|)}{\sqrt{\pi} 2^{(N_i-1)/2} \Gamma(N_i/2)}, \quad (2)$$

где λ - параметр эксплуатационного распределения;

$K(\cdot)$ - функция Макдональда-Бесселя;

$\Gamma(\cdot)$ - гамма-функция.

Моменты этого распределения равны:

$$m_1 = 0, \quad \sigma_{y_i}^2 = \sigma_{S_i}^2 = N_i/\lambda^2.$$

При больших N_i плотность (2) близка к гауссовой (экспесс $y_E \leq 0,5$ при $N_i \geq 12$). В случае присутствия помехи условная плотность вероятности принимаемых отсчетов равна [2]:

$$P_{Y_i}(y_i/N_i/\sigma_z) = \frac{\sqrt{2}}{\pi \sigma_z} \int_0^{\infty} \frac{\cos(\frac{z\sqrt{2}}{\sigma_z} y_i)}{[1 + (\frac{z\sqrt{2}}{\sigma_z \lambda})^2]^{N_i/2}} e^{-z^2} dz. \quad (3)$$

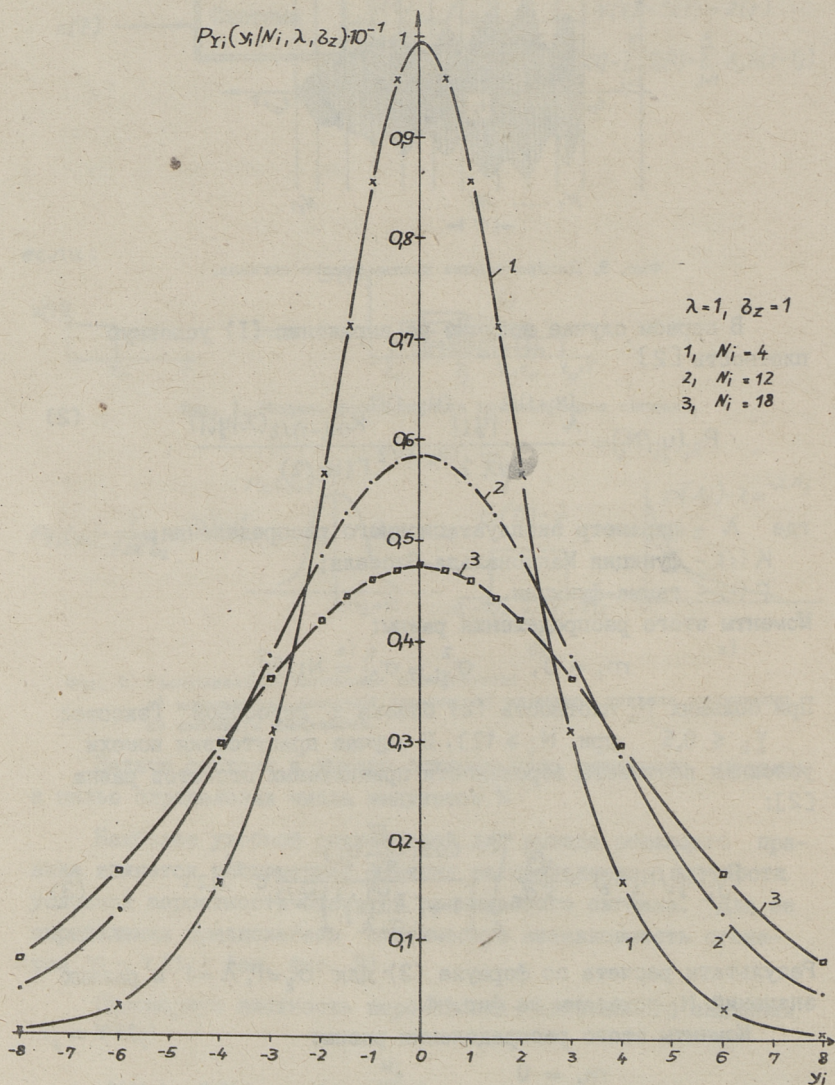
Результаты расчета по формуле (3) для $\sigma_z=1, \lambda=1$ и разных значений N_i показаны на фиг. 4.

Моменты этого распределения равны:

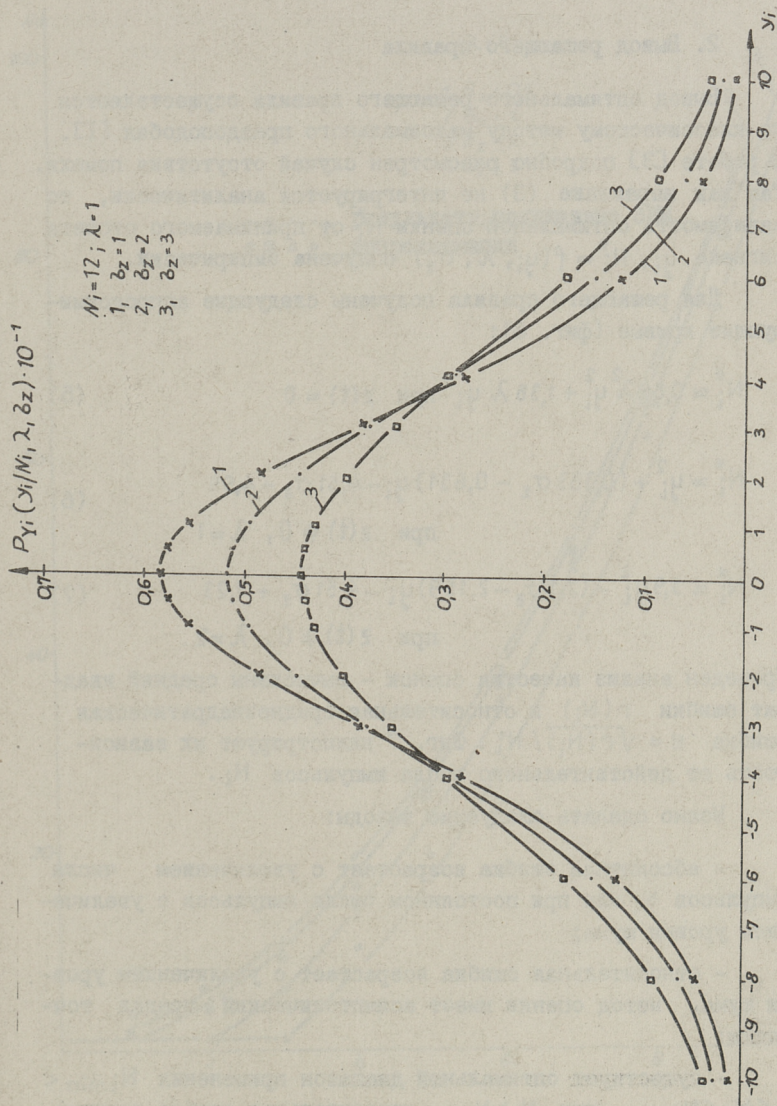
$$m_1 = 0$$

$$\sigma_{y_i}^2 = \sigma_{S_i}^2 + \sigma_z^2 = \frac{N_i}{\lambda^2} + \sigma_z^2. \quad (4)$$

Влияние гауссового шума на функцию распределения отсчетов полезного сигнала $S(t)$ иллюстрируется фиг. 5 для слу-



Фиг. 4. Распределение плотности вероятности отсчетов принимаемого сигнала при разных числах импульсов.



Фиг. 5. Распределение плотности вероятности отсчетов принимаемого сигнала при разном уровне шума.

чая, когда число наложенных некогерентных импульсов равно I_2 .

2. Вывод решающего правила

Вывод оптимального решающего правила осуществляется по классическому методу максимального правдоподобия [1]. В работе [3] подробно рассмотрен случай отсутствия помехи. Так как выражение (3) не интегрируется аналитически, то зависимость оптимальной оценки N_i^* от принимаемого отсчета сигнала y_i , $N_i^* = f(y_i, \lambda, \sigma_z)$ получена эмпирически.

Для решающего правила получены следующие аппроксимирующие кривые (фиг. 6):

$$N_i^* \approx 0,86 \lambda^2 y_i^2 + 1,38 \lambda y_i \quad \text{при } z(t) = 0 \quad (5)$$

$$N_i^* \approx y_i^2 + (0,383 \sigma_z - 0,631) y_i - 4,51 \sigma_z + 4,99 \quad (6)$$

при $z(t) \neq 0, \lambda = 1$

$$N_i^* \approx 3,9 y_i^2 - (1,1 \sigma_z - 2,159) y_i - 4,51 \sigma_z + 7,23 \quad (7)$$

при $z(t) \neq 0, \lambda = 2$.

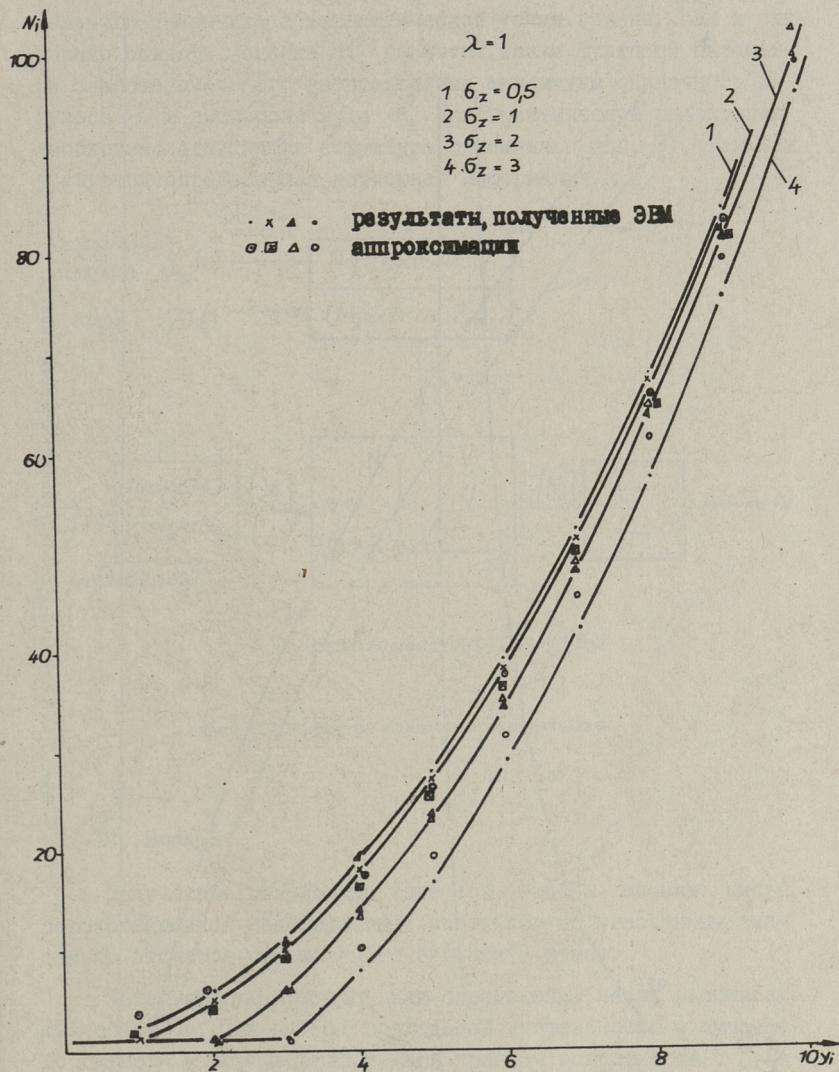
Проведен анализ качества оценок - вычислены средний квадрат ошибки $r(N_i)$ и относительная среднеквадратическая ошибка $e = \sqrt{r(N_i)} / N_i$. Фиг. 7 иллюстрирует их зависимость от действительного числа импульсов N_i .

Можно сделать следующие выводы:

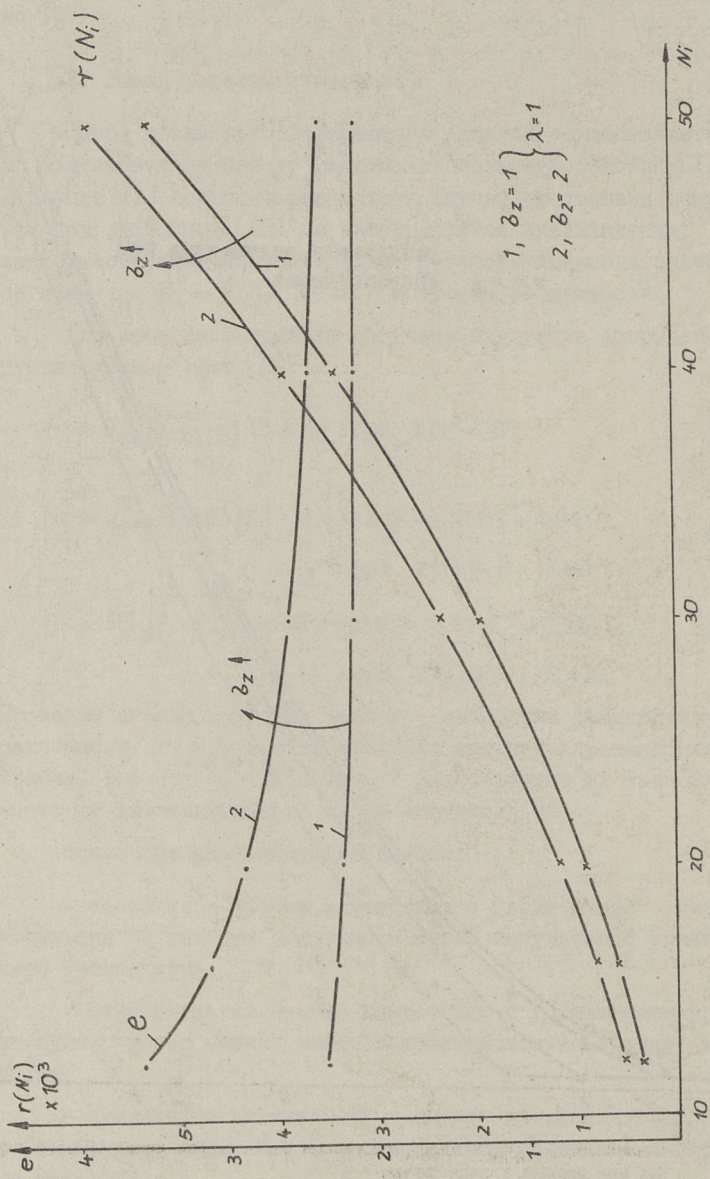
- абсолютная ошибка возрастает с увеличением числа импульсов N_i или при постоянном числе импульсов с увеличением уровня шума;

- относительная ошибка возрастает с увеличением уровня шума, метод оценки имеет асимптотический предел точности;

- существует оптимальный диапазон применения $N_{i \min} < N_i < N_{i \max}$, при $N_i > N_{i \max}$ относительная ошибка почти не меняется.



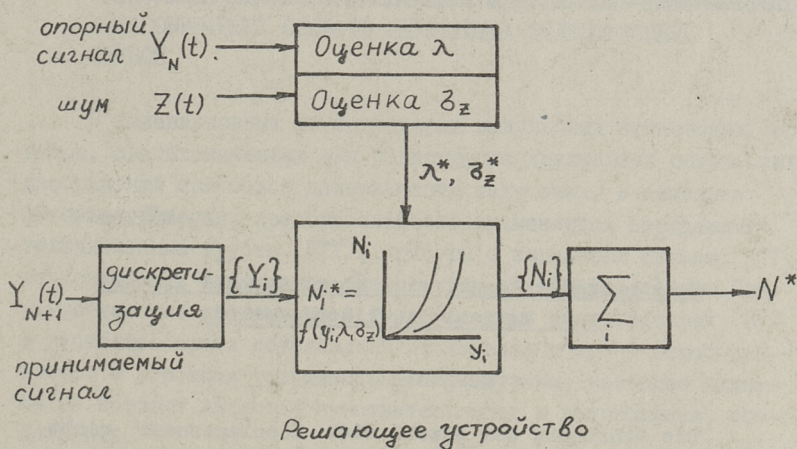
Фиг. 6. Зависимость оценок числа импульсов от отсчетов принимаемого сигнала при разном уровне шума.



Фиг. 7. Абсолютная и относительная точность оценок.

3. Структура приемника

Выведенное решающее правило описывает структуру оптимального приемника с математической точки зрения. Как и следовало ожидать, оценка N_i^* является также функцией параметра экспоненциального распределения амплитуды одиночного импульса λ и дисперсии шума σ_z^2 . При практической реализации необходима адаптивная структура приемника (фиг. 8), так как требуется определенная априорная информация.



Фиг. 8. Структура адаптивного приемника.

4. Выводы

Полученные результаты дают возможность оценки числа перекрывающихся некогерентных импульсов по мгновенным значениям отсчетов принимаемого сигнала с шумом.

Метод оценки пригоден для определения числа рассеивающих объектов. При выборе подходящей длительности излучаемого сигнала и определении нижней границы погрешности с учетом асимптотического предела точности можно определить наиболее целесообразную область применения.

Л и т е р а т у р а

1. Л е в и н Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники, т. I. М., Советское радио, 1966. 728 с.

2. М ü l l e r Е. Beiträge zur theoretischen Untersuchung des Echoverhaltens und zur Zielparameteridentifizierung. Диссертация, университет им. В. Пика, Росток, 1976.

3. М ü l l e r Е. Optimale Schätzung der Anzahl sich addierender nichtkohärenter zufälliger Impulse. - Z. elektr. Informations- u. Energietechnik, 1978, 8, 1, S. 61-78.

Е. Müller

Schätzung der Anzahl sich überlagernder Impulse nach Maximum-Likelihood-Methode

Zusammenfassung

Die Schätzung der Anzahl sich überlagernder nichtkohärenter zufälliger Impulse im weissen Rauschen wird untersucht. Die bedingte Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der Momentanwerte des Signals, abhängig von der Anzahl der Impulse, wird berechnet. Aufgrund der Maximum-Likelihood-Methode wird der optimale Schätzalgorithmus ermittelt. Die Genauigkeit von Schätzungen wird analysiert.

А.Х. Андра, Б.А. Круминг

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ИНЕРЦИОННЫХ
И ЗАПОМИНАЮЩИХ СВОЙСТВ ПЕРЕДАЮЩИХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ
ТРУБОК

В телевизионных регистраторах импульсных оптических сигналов, предназначенных для регистрации двумерных оптических изображений при малой длительности излучения, в качестве фотоэлектрических преобразователей применяются передающие телевизионные трубки (ПТТ), приборы с зарядовой связью, ПТТ, сочлененные с электронно-оптическими преобразователями. Преимущественное применение в телевизионных регистраторах ПТТ в настоящее время обусловлено их технологической отработанностью и хорошими техническими параметрами, наиболее важными из которых являются чувствительность и разрешающая способность.

Регистрация кратковременных слабых оптических сигналов связана с решением задач обработки поступающей с высокой скоростью оптической информации и повышения технических параметров применяемых фотоэлектрических преобразователей. В телевизионных регистраторах [1, 2] для уменьшения скорости обработки в следующем за ПТТ тракте используется разделение во времени процессов экспонирования, запоминания и считывания, а в качестве фотоэлектрических преобразователей применяются передающие трубки ЛИ-439 и ЛИ-451, отличительной особенностью которых являются хорошие запоминающие свойства [2], что обеспечило их использование несмотря на сравнительно невысокие чувствительность (0,4 мкА/лк) и разрешающую способность (600 телевизионных линий). В плане улучшения последнего параметра перспективно применение приборов из размерного ряда кадмиконов с повышенной разрешающей способностью, имеющих электростатическую систему отклонения электронного луча и магнитную фокусировку. Значительное увели-

чение чувствительности и разрешающей способности телевизионных регистраторов связано с применением ПТТ нового типа — суперкремниконов, чувствительность которых за счет наличия секции переноса электронного изображения на несколько порядков выше, чем у ПТТ типа видикон (так у суперкремникона ЛИ-702-2 чувствительность равна 150 мкА/лк). Что касается разрешающей способности, то она повышается с созданием суперкремниконов с разрешением свыше 600 телевизионных линий [3].

Таким образом, исследование инерционных и запоминающих свойств кадмиконов с повышенной разрешающей способностью и суперкремниконов дает возможность установить применимость данных типов ПТТ в телевизионных регистраторах импульсных оптических сигналов в качестве фотоэлектрических преобразователей, работающих в режиме разделения фаз функционирования.

Исследования инерционных и запоминающих свойств ПТТ осуществляется на экспериментальной установке (фиг. 1), состоящей из импульсного источника света ИИС, оптической системы ОС, компонентами которой являются нейтральный светофильтр НФ, тест-таблица Т, объектив ОБ, телевизионного регистратора ТРИОС, запоминающего осциллографа ЗО, электронного термометра ЭТ, блока формирования сигнала запуска ВСЗ и измерителя временных интервалов ИВИ.

Принцип работы установки и методика проведения эксперимента аналогичны [2]. Засветка мишени ПТТ осуществляется прямоугольным световым импульсом длительностью 1 мс, создаваемым катодно-люминесцентным прибором.

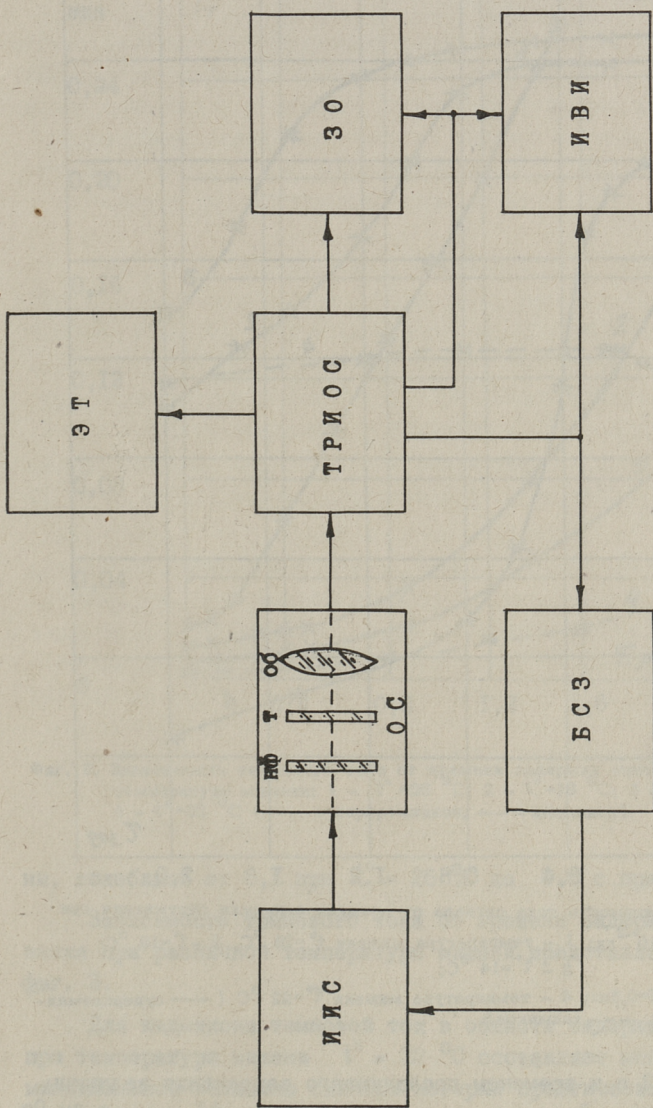
Результаты экспериментального исследования кадмикона с диаметром мишени ϕ 38 и суперкремникона ЛИ-702 иллюстрируются фиг. 2 и 3, причем ток сигнала i_c (фиг. 2) определяется выражением

$$i_c = i_\delta - i_T,$$

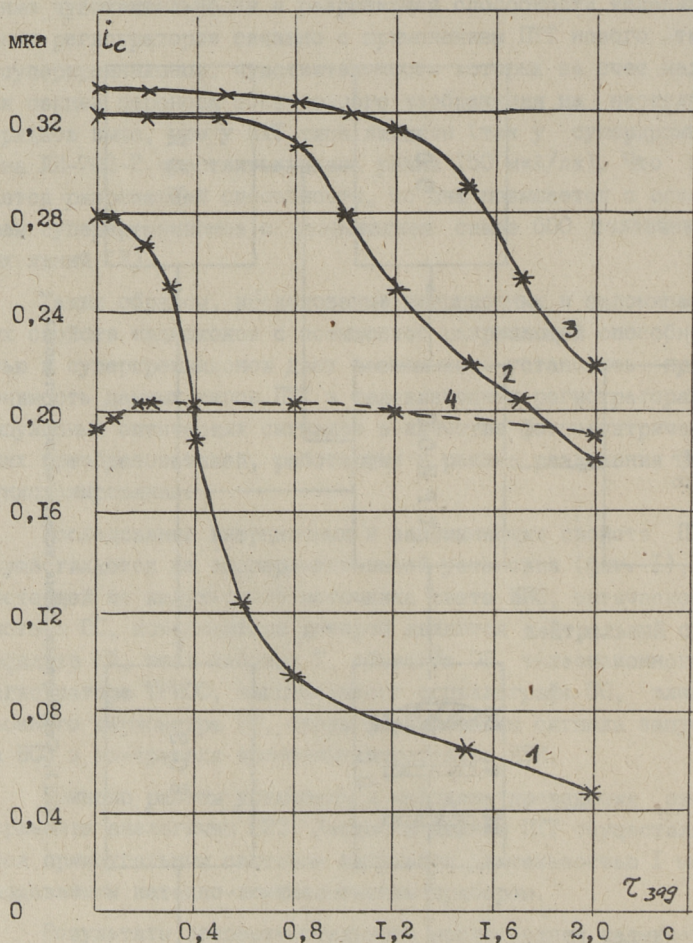
где i_c — ток сигнала на уровне белого, определяемый при равномерной засветке мишени ПТТ;

i_T — темновой ток.

Из приведенных характеристик видно, что исследуемый кадмикон обладает инерционностью установления тока сигнала

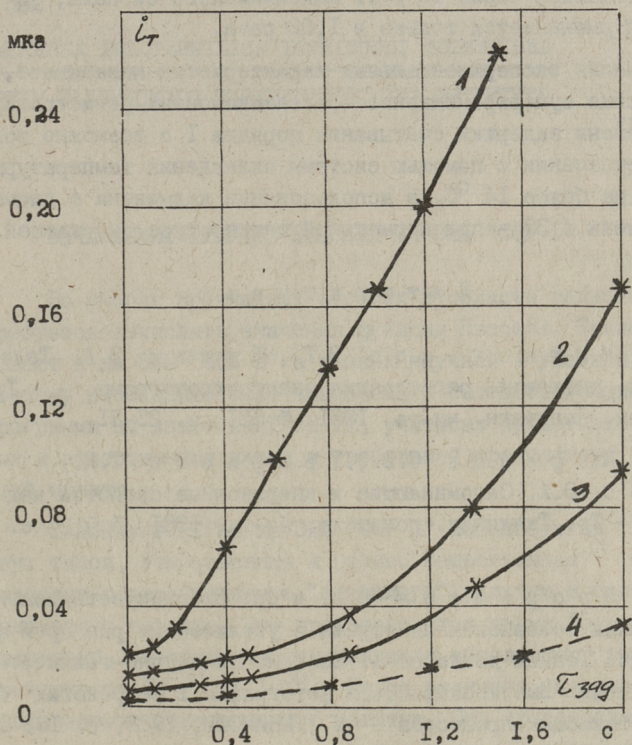


Фиг. 1. Структурная схема испытательной установки.



Фиг. 2. Зависимость тока сигнала от времени задержки считывания при $E=10^{-2}$ лк: 1 - температура мишени $t^\circ=26^\circ\text{C}$, 2 - $t^\circ=19^\circ\text{C}$; 3 - $t^\circ=14^\circ\text{C}$; и $E=0,5$ лк; 4 - температура мишени $t^\circ=22^\circ\text{C}$ (— суперкремникон, --- кадмикон).

порядка 0,2 с и временем последующего сохранения величины тока сигнала - I с при температуре мишени t° равной 22°C . У суперкремникона практически отсутствует инерционность установления тока сигнала, а время сохранения величины последнего существенным образом зависит от температуры мише-



Фиг. 3. Зависимость темнового тока от времени задержки считывания при температуре мишени: 1 - $t^{\circ} = 26^{\circ}\text{C}$; 2 - $t^{\circ} = 19^{\circ}\text{C}$; 3 - $t^{\circ} = 14^{\circ}\text{C}$; 4 - $t^{\circ} = 22^{\circ}\text{C}$ (— суперкремникон, --- кадмикон).

ни, колеблясь от 0,1 при $t^{\circ} = 26^{\circ}\text{C}$ до 0,8 с при $t^{\circ} = 14^{\circ}\text{C}$.

Зависимость темнового тока от времени задержки считывания при различной температуре мишени представлена на фиг. 3.

Для кадмикона темновой ток в области задержки до 1,2 с при температуре мишени $t^{\circ} = 22^{\circ}\text{C}$ составляет менее 5 % от максимальной величины сигнала, который практически не изменяется. Темновой ток суперкремникона при температуре мишени равной 26°C на адекватном отрезке задержки достигает 70 % от максимальной величины сигнала, а ток сигнала уменьшается в 3,73 раза, в то же время при $t^{\circ} = 14^{\circ}\text{C}$ темновой

ток составляет около 10 % от максимального сигнала, а последний уменьшается только в 1,02 раза.

Анализ экспериментальных характеристик показывает, что применение суперкремниконов в телевизионных регистраторах при времени задержки считывания порядка 1 с возможно только при обеспечении с помощью системы охлаждения температуры мишени не более 14 °С, а использование кадмикона с диаметром мишени ϕ 38 - при нормальной температуре окружающей среды.

Л и т е р а т у р а

1. Михкельсоо В.Т., Шулльц Э.А. Телевизионная цифровая регистрация спектрохронограмм. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1981, № 521 с. 25-31.

2. Морозов С.В., Трофимец Т.Н., Шулльц Э.А. Запоминающие и инерционные свойства кадмиконов. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1981, № 521 с. 33-38.

3. Дворников Б.Д. и др. Высокочувствительная передающая телевизионная трубка с увеличенным размером фотокатода. Тезисы докладов II Всесоюзной научно-технической конференции "Высокоскоростная фотография и метрология быстротекущих процессов" - М., ВНИИОФИ, 1983, с. 183-184.

A. Andra, B. Kruming

Experimental Research of Inertial and Memorizing Attributes of TV Picture Tubes

Summary

The results of the research of TV picture tube attributes are presented. The analysis of experimental characteristics of ISIT tube and cadmicon with increased target diameter is done.

ВЫЧИСЛЕНИЕ ФУНКЦИЙ БЕССЕЛЯ НА ЭВМ "СОУ I"

Во многих прикладных задачах в области радиотехники требуется вычислять значения функции Бесселя. Такие задачи решают и на ЭВМ "СОУ I" в рамках научной и учебной работы. Поэтому необходимо было приобретать соответствующие подпрограммы на языке ФОРТРАН IV, учитывая представления целых и вещественных чисел и требований транслятора языка этой машины.

В языке ФОРТРАН на ЭВМ "СОУ I" используются данные двух типов, вещественные и целые. Вещественная величина содержит подразумеваемую "плавающую" запятую и состоит из мантиссы и порядка. Она представляется двумя 16-разрядными машинными словами и имеет диапазон абсолютных значений примерно от 10^{-38} до 10^{38} . Целая величина содержит подразумеваемую фиксированную запятую. Она представляется 16-разрядным машинным словом и имеет диапазон значений от -2^{15} до $2^{15}-1$. Точность вычислений примерно семь десятичных знаков.

В пакете научных подпрограмм для ЕС ЭВМ оказались подпрограммы для вычисления значений функции Бесселя первого рода Неймана, модифицированных функций Бесселя и Ганкеля натурального порядка от положительного действительного аргумента BESJ, BESY, BESI, BESK. Все эти подпрограммы были, соответственно, переработаны и апробированы табличными значениями их [1] на ЭВМ "СОУ I".

Подпрограмма BESJ позволяет задать требуемую точность в виде формального параметра. Специальное значение индикатора ошибок подпрограммы дает возможность изменить точность при следующем обращении.

Апробирование показало, что на "СОУ I" задаваемая точность не должна превышать 10^{-6} .

В подпрограмме BESY дается индикатору ошибок на выходе специальное значение, если значение функции больше 10^{30} . В этом случае значение функции на выходе неопределенное. Точность результатов на "COY I" 10^{-5} .

В подпрограмме BESI может возникать отрицательное переполнение. На "COY I" при значениях функции меньше 10^{-30} , значение функции на выходе из подпрограммы полагается равным нулю. Если аргумент функции больше 86 и, одновременно, больше порядка, значение функции превышает 10^{38} , то есть возникает переполнение. На выходе индикатор ошибок указывает на неисправимую ошибку, так как значение функции на выходе неопределенное. Точность результатов на "COY I" 10^{-5} .

В подпрограмме BESK при значениях аргумента больше 170 значение функции больше 10^{38} , т.е. возникает переполнение. На выходе дается признак неисправимой ошибки и неопределенное значение функции. Также происходит выход из подпрограммы, если вычисления дают значение функции больше 10^{30} . Точность результатов на "COY I" 10^{-5} .

Для вычисления значений сферических функций Бесселя на ЭВМ "COY I" была составлена оригинальная подпрограмма BESF. Эта подпрограмма вычисляет значения сферических функций Бесселя первого и второго рода натурального порядка от положительного действительного аргумента в диапазоне аргумента от 10^{-15} до 10^{15} с точностью не меньше 10^{-4} .

Подпрограмма BESF работает по формулам [I]

причем
$$j_n(z) = f_n z \sin z + (-1)^{n+1} f_{-n-1} \cos z,$$

$$f_0(z) = z^{-1}, \quad f_1(z) = z^{-2},$$

$$f_{n-1}(z) + f_{n+1}(z) = (2n+1) z^{-1} f_n(z),$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

и

$$y_n(z) = (-1)^{n+1} j_{-n-1}(z) = (-1)^{n+1} f_{-n-1}(z) \sin z - f_n(z) \cos z.$$

Точность результатов подпрограммы BESF на "COY I" 10^{-4} . Если при вычислении $j_n(z)$ относительная ошибка превышает 10^{-4} , на выходе дается признак ошибки, а значение этой функции полагается равным нулю. В случае переполнения

результаты вычислений на выходе неопределенные и индикатору ошибок присваиваются соответствующие значения.

Результаты вычислений были апробированы табличными значениями из [1]. Время вычислений всех подпрограмм сопоставимое с временем обращения к стандартным функциям языка ФОРТРАН на "СОУ I".

Л и т е р а т у р а

1. А б р а м о в и ч М. и др. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами. М., Наука, 1979. 830 с.

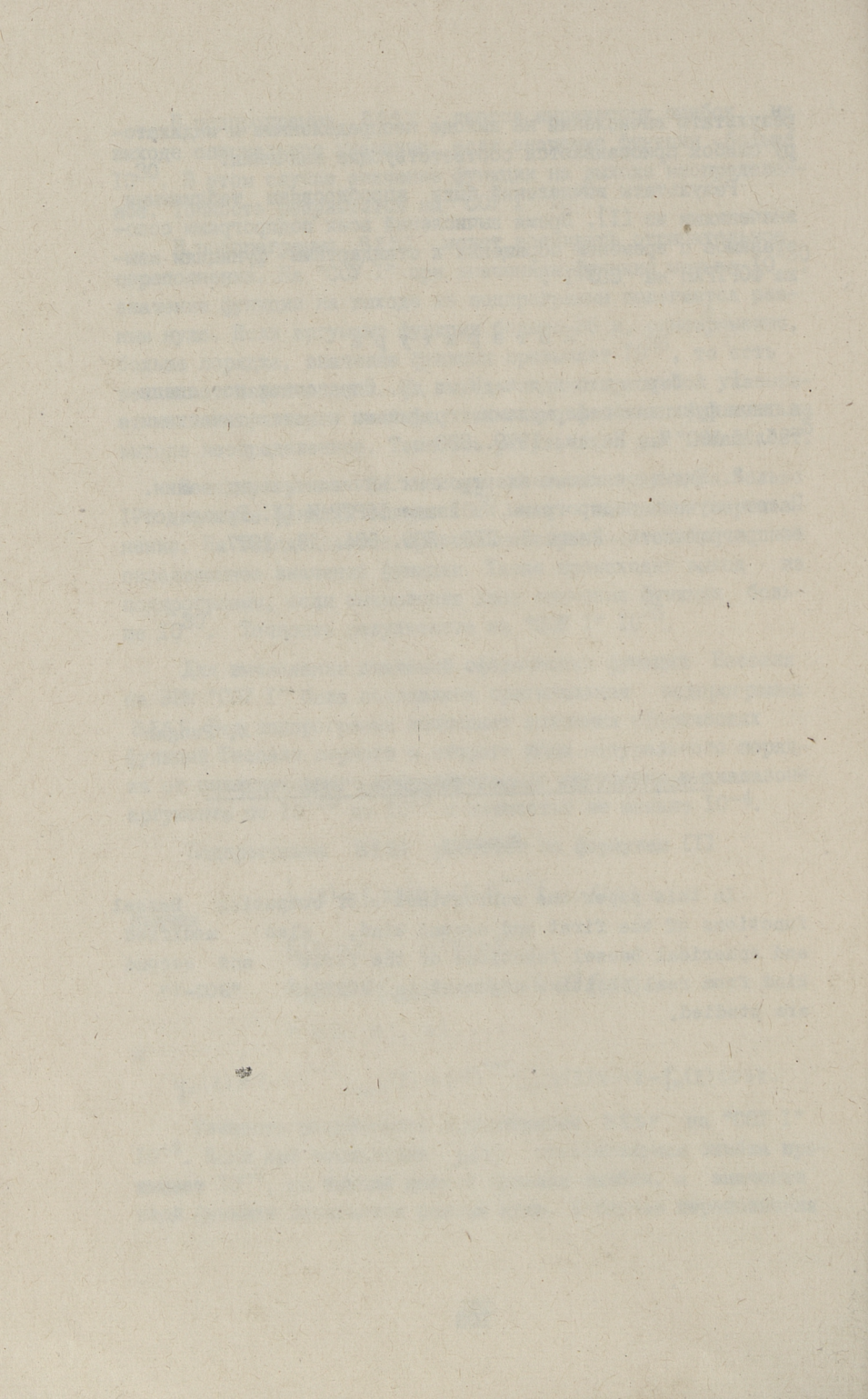
2. Единая система электронных вычислительных машин. Пакет научных подпрограмм на языке ФОРТРАН IV. Руководство программиста. Книга 3. ПРО. 309. 004. ДЗ. 1977.

Е. Pungar

Computing the Bessel functions with "SOU-1"

Summary

In this paper the subroutines of computing Bessel functions of the first and second kind, also modified and spherical Bessel functions of the first and second kind from real positive argument in FORTRAN "SOU-1" are studied.



ВЫЧИСЛЕНИЕ ПОРОГА ОБНАРУЖИТЕЛЯ РАДИОСИГНАЛА
В СЛУЧАЕ ЧЕТЫРЕХПАРАМЕТРИЧЕСКОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

При дальнем распространении радиоволн, отражении радиоволн от протяженных неровных поверхностей, а также при радиолиниях ионосферной радиосвязи возникает явление многолучевости. При математическом описании приема сигналов, распространяющихся по многолучевым каналам, применяется двумерное четырехпараметрическое распределение, плотность которого задается функцией распределения ([1], с. 205-211)

$$W(V, \varphi) = \frac{V}{2\pi\sigma_x\sigma_y} \exp\left[-\frac{(V\cos\varphi - m_x)^2}{2\sigma_x^2} - \frac{(V\sin\varphi - m_y)^2}{2\sigma_y^2}\right] \quad (1)$$

($0 \leq V < +\infty$, $-\pi \leq \varphi \leq \pi$).

Здесь измеряемые параметры означают:

σ_x, σ_y - дисперсии помех соответственно в каналах X и Y ;

m_x, m_y - средние значения реализации соответственно в каналах X и Y .

Одномерная плотность распределения огибающей принятого сигнала находится отсюда интегрированием по φ

$$P(v) = \int_{-\pi}^{\pi} W(v, \varphi) d\varphi. \quad (2)$$

В частном случае, когда $m_x = m_y = 0$, функция (2) превращается в плотность распределения Хойта

$$P_1(v) = \frac{v}{\sigma_x\sigma_y} \exp\left[-\frac{1}{4}v^2\left(\frac{1}{\sigma_x^2} + \frac{1}{\sigma_y^2}\right)\right] I_0\left[\frac{1}{4}v^2\left(\frac{1}{\sigma_y^2} - \frac{1}{\sigma_x^2}\right)\right], \quad (3)$$

где I_0 есть нулевого порядка Бесселева функция мнимого аргумента.

Представляет интерес следующая задача: по заданному уровню значимости α найти порог V_0 обнаружителя радио-

сигнала, т.е. такое v_0 , которое удовлетворяет равенству

$$\alpha = \int_{v_0}^{+\infty} P(v) dv = 1 - \int_0^{v_0} P(v) dv. \quad (4)$$

Практически важны уровни значимости 0,10; 0,05; 0,03; 0,02; 0,01. Ввиду сложности функции $P(v)$ эта задача может быть решена только приближенно. В нашей процедуре величина v_0 определялась с точностью ± 1 , когда $v_0 \leq 32$; ± 2 , когда $32 < v_0 \leq 128$; ± 3 , когда $128 < v_0 \leq 512$; ± 4 , когда $v_0 > 512$. Повышение точности, разумеется, увеличивает время вычислений на ЭВМ.

Рассмотрим сперва задачу в частном случае, когда $m_x = m_y = 0$. Если $\sigma_x = \sigma_y$, то из равенства (3) получаем непосредственно точное значение

$$v_0 = \sigma_x \sqrt{-2 \ln \alpha}.$$

Пусть $\sigma_x \neq \sigma_y$. Возьмем наибольший уровень значимости $\alpha = 0,10$ и найдем v_0 , такое, что

$$\int_0^{v_0} P_1(v) dv = 1 - \alpha = 0,90.$$

Процедура приближенного нахождения v_0 состоит в последовательном вычислении интегралов вида

$$J = \int_a^{a+\Delta a} P_1(v) dv \quad (5)$$

и их суммировании, пока не достигнута сумма 0,90. Для первого интеграла $a = 0$ и $\Delta a = 1$, для второго $a = 1$ и $\Delta a = 1$, а для последующих интегралов выбирается Δa в зависимости от нижнего предела интеграла соответственно 1, 2, 3 или 4.

Сделав в интеграле (5) замену переменной

$$\frac{v^2}{4} \left(\frac{1}{\sigma_y^2} - \frac{1}{\sigma_x^2} \right) = t,$$

получим

$$J = \frac{2\beta}{1-\beta^2} \int_{a^2\gamma}^{(a+\Delta a)^2\gamma} \exp\left[-\frac{1+\beta^2}{1-\beta^2} t\right] \cdot I_0(t) dt,$$

где

$$\beta = \frac{\sigma_y}{\sigma_x}, \quad \gamma = \frac{1}{4} \left(\frac{1}{\sigma_y^2} - \frac{1}{\sigma_x^2} \right).$$

Так как в этом интеграле при $t \rightarrow +\infty$, первый множитель подынтегральной функции стремится к нулю, а второй - к бесконечности, то при больших значениях t ($a^2\gamma > 100$) значения подынтегральной функции на ЭВМ вычисляются по асимптотической формуле ([2], пункт 7.5.27):

$$\begin{aligned} \exp\left[-\frac{1+\beta^2}{1-\beta^2}t\right] \cdot I_0(t) &\approx \exp\left[-\frac{1+\beta^2}{1-\beta^2}t\right] \cdot \frac{\exp t}{\sqrt{2\pi t}} \cdot \\ &\cdot \left(1 + \frac{0,125}{t} + \frac{0,0703125}{t^2}\right) = \\ &= \exp\left(-\frac{2\beta^2 t}{1-\beta^2}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi t}} \cdot \left(1 + \frac{0,125}{t} + \frac{0,0703125}{t^2}\right). \end{aligned}$$

Если соответствующее уровню значимости $\alpha = 0,10$, значение ν_0 найдено, берется следующее значение $\alpha = 0,05$ и продолжается суммирование интегралов (5), пока не достигнута сумма 0,95 и т.д.

В таблице I приведена часть результатов вычислений на ЭВМ ЕС 1055, когда σ_x и σ_y меняются от 2^0 до 2^{10} . Интегралы вычислялись с помощью стандартной процедуры QATR из [3], с. 62-68, использующей правило трапеций с экстраполяцией по методу Ромберга. На фигуре I показана зависимость ν_0 от значений σ_x и σ_y для $\alpha = 0,05$.

В общем случае, когда m_x и m_y не равны нулю, ν_0 ищется из уравнения

$$\int_0^{\nu_0} \int_{-\pi}^{\pi} W(\nu, \varphi) d\nu d\varphi = 1 - \alpha.$$

Задача решается аналогично предшествующему, т.е. путем вычисления и суммирования двойных интегралов вида

$$K = \int_a^{a+\Delta a} \int_{-\pi}^{\pi} W(\nu, \varphi) d\nu d\varphi.$$

Сделав здесь замену переменных $\varphi = 2\pi t - \pi$, $\nu = a + \Delta a \cdot u$, получим

$$K = \frac{\Delta a}{\sigma_x \sigma_y} \int_0^1 r(u) \int_0^1 \exp\left[-\frac{(r(u) \cos 2\pi t + m_x)^2}{2\sigma_x^2} - \frac{(r(u) \sin 2\pi t + m_y)^2}{2\sigma_y^2}\right] dt du,$$

где $r(u) = a + \Delta a \cdot u$.

Эти двойные интегралы вычислялись на ЭВМ с помощью процедуры, описанной в книге Н.С. Бахвалова [4], с. 207-8. При $m_x = m_y = 0$ вычисления дали значения, совпадающие с ранее найденными ν_0 . Для больших σ_x и σ_y или m_x и m_y эти вычисления занимают много машинного времени. В таблице 2 приведены в виде примера результаты вычислений для одного набора различных m_x и m_y .

Т а б л и ц а I

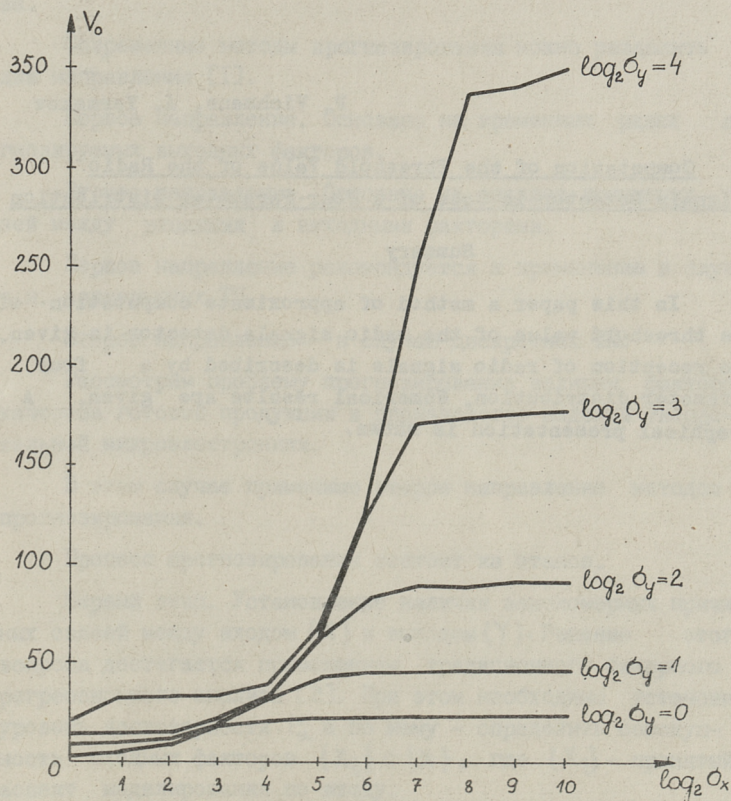
Значения порога обнаружителя V_0 при $\alpha = 0, 10$ (выше главной диагонали)
и $\alpha = 0, 01$ (ниже главной диагонали)

$\log_2 \sigma_x \backslash \log_2 \sigma_y$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	$\frac{2}{3}$	4	7	14	21	22	22	22	23	23	23
1		$\frac{4}{6}$	7	14	27	42	44	44	44	46	46
2			$\frac{9}{12}$	14	27	54	84	86	88	88	90
3				$\frac{17}{24}$	28	54	106	167	173	176	176
4					$\frac{34}{49}$	56	108	212	332	344	350
5						$\frac{69}{97}$	112	215	425	664	684
6							$\frac{137}{194}$	224	428	848	1324
7								$\frac{275}{388}$	446	856	1692
8									$\frac{549}{777}$	892	1708
9										1099	1780
10										1554	$\frac{2197}{3108}$
										2700	2652
										2596	1360
										656	353
										179	90
										90	176
										347	680
										341	652
										326	332
										170	170
										164	167
										86	86
										84	84
										44	44
										42	42
										42	42
										22	22
										22	22
										21	21
										11	11
										$\frac{4}{6}$	$\frac{4}{6}$
										7	7
										7	7
										14	14
										21	21
										21	21
										4	4

Таблица 2

Значения порога V_0 обнаружителя радиосигнала при
 $\sigma_x = 32$ и $\sigma_y = 16$.

m_x	m_y	V_0		
		$\alpha = 0,10$	$\alpha = 0,05$	$\alpha = 0,02$
0	0	56	66	78
2	4	56	66	78
2	20	62	70	82
0	5	56	66	78
0	50	82	90	98
0	100	128	134	140
5	0	58	66	78
5	5	58	68	78
5	50	84	94	102

Фиг. 1. Значения порога обнаружителя V_0 при $\alpha = 0,05$.

Л и т е р а т у р а

1. Т и х о н о в В.И., К у л ь м а н Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. М., Сов. радио, 1975.
2. А н г о А. Математика для электро- и радиоинженеров. М., Наука, 1965.
3. Единая система электронно-вычислительных машин. Пакет научных подпрограмм на языке Фортран-IV. Руководство программиста. Книга 4. 1977.
4. Б а х в а л о в Н.С. Численные методы I. М., Наука, 1973.

F. Vichmann, A. Yermakov

Computation of the Threshold Value of the Radio Signals Detector in Case of a Four Parameter Distribution

Summary

In this paper a method of approximate computation of the threshold value of the radio signals detector is given. The reception of radio signals is described by a four parameter distribution. Numerical results are given. A graphical presentation is shown.

В.Н. Бударин, Ю.П. Рятсеп, Дж.-Т.Э. Тээвет

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ КАЧЕСТВА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ
НА ОСНОВЕ КЛАСТЕРОВ СОСТОЯНИЙ

В настоящее время актуальной проблемой является прогнозирование значений выходных факторов готовых изделий на различных этапах технологического процесса (ТП) производства.

Современные методы прогнозирования можно разделить на два направления [1].

Первое направление. Основано на временных рядах прогнозируемых выходных факторов.

Второе направление. Основано на анализе причинных связей между входными и выходными факторами.

Первое направление рекомендуется к применению в случае т.н. непрерывных ТП.

Второе направление - в случае дискретных ТП.

Рассмотрим проблему прогнозирования величин факторов качества готовой продукции в производстве изделий твердотельной микроэлектроники.

В этом случае применимо второе направление методов прогнозирования.

Процесс прогнозирования состоит из этапов.

Первый этап. Установление наличия закономерных причинных связей между входом $\{X\}$ и выходом $\{Y\}$. Решение этого вопроса достигается применением традиционного бинарного регрессионного анализа [2]. При этом необходимо установить уровень достоверности P_{α} и по нему - определить совокупность входных факторов $\{X_i\} \subseteq \{X\}$, где $\{X_i\}$ - принятый аспект моделирования по входу.

Второй этап. Группирование сходных наблюдений с целью выявления реальных состояний прогнозируемого ТП. Группирование выполняется путем декомпонирования N -мерного факторного пространства на N -мерные подпространства, где N - количество входных факторов в i -том аспекте моделирования [3]. Такие N -мерные подпространства рассматриваются состояниями ТП и в дальнейшем будем их называть кластерами состояний $C(X_i)$.

Каждому $C(X_i)$ соответствует условное математическое ожидание по определенному выходному параметру $M^{C(X_i)}Y$.

Результаты группирования сходных наблюдений оцениваются сходимостью $M^{C(X_j)}Y$ [2; 3; 4], где $j \in (1-j)$ - порядковый номер кластера в аспекте моделирования.

Третий этап. Процедура прогнозирования значений выходных факторов $\{Y\}$ путем распознавания кластеров состояний. Рассмотрим этот этап более подробно. Прогнозированию подлежат значения выходных факторов $\{Y_1, \dots, Y_m, \dots, Y_M\}$ [3]. Результаты прогнозирования выражаются соответственно $\{\hat{Y}_1, \dots, \hat{Y}_m, \dots, \hat{Y}_M\}$.

Прогнозируемое наблюдение представим в виде вектора наблюдения: $\langle \dot{X} \rangle = \langle k_1, \dots, k_n, \dots, k_N \rangle$, где k_n - порядковый номер уровня (интервала шкалы распределения) n -го входного X -фактора прогнозируемого наблюдения.

Предпосылкой прогнозирования \dot{Y} является получение совокупностей $\{C(X)\}$ и соответствующих им векторов состояния $\{\langle X \rangle\}$ в ходе выполнения первого и второго этапов прогнозирования.

Процесс прогнозирования сводится к выделению кластера $C(X)$ из $\{C(X)\}$.

Условием является совпадение вектора прогнозируемого наблюдения с вектором состояния кластера. В случае такого совпадения прогноз возможен: $M^{C(X)}Y_m = \dot{Y}_m$, где $M^{C(X)}Y_m$ - условное математическое ожидание распознаваемого кластера $C(X)$; \dot{Y}_m - значение прогнозируемого фактора выхода.

Характеристикой достоверности прогноза \dot{Y}_m служит отношение Фишера:

$$F_m = \frac{DY_m}{D^{C(X)}Y_m}$$

где DY_m - дисперсия фактора выхода Y_m в пределах общей совокупности наблюдений;

$D^{C(X)}Y_m$ - дисперсия фактора выхода Y_m в пределах кластера $C(X)$.

Величины DY_m и $D^{C(X)}Y_m$ считаются независимыми, так как кластеры состояния $C(X)$ являются условными выборками генеральной совокупности и получены путем декомпонирования факторного пространства.

Уровень достоверности прогноза определяется по критерию Фишера при известном числе наблюдений в кластере.

Уровни достоверности прогноза выходных факторов по отдельным кластерам состояния могут значительно различаться. В этом заключается отличие предлагаемого метода от метода регрессионных уравнений, где достоверность прогноза постоянна для всех состояний аргументных факторов.

Дифференцированность прогноза по уровням достоверности для отдельных кластеров состояний повышает эффективность прогноза и в ряде случаев является единственной возможностью прогнозирования качества продукции при многофакторном технологическом процессе.

Рассмотрим ТП производства интегральных микросхем с 44 входными факторами и одним показателем качества.

Объем наблюдений - 524.

После проведения первого этапа прогноза было выделено 12 входных факторов, которые определяют 5 принятых аспектов моделирования по входу.

Аспекты моделирования содержали по 2 или 3 входных фактора.

На втором этапе прогноза были сформированы соответственно по аспектам следующие количества кластеров: 27; 23; 25; 18 и 12. Заданный уровень достоверности был 0,95.

Было проведено 3 прогнозирования выходного фактора по 50 наблюдений.

Прогнозируемые значения выходного фактора сравнивались с последующими результатами измерений. Средние относительные ошибки прогноза на основе кластеров состояний составили соответственно 3,23; 5,58 и 4,12 %.

Минимальное и максимальное отклонения были 0 и 14,4 %.

Сравнительный прогноз методом расчета уравнений регрессии дал следующие средние относительные ошибки прогноза: 15,8; 23,7 и 19,8 %

Минимальное и максимальное отклонения были: 5,2 и 89,2%.

В ы в о д ы

1. Применение кластеров состояний позволяет дифференцировать достоверность прогноза.

2. Точность прогнозирования с помощью кластеров заметно превышает точность прогнозирования широко распространенным методом расчета уравнений регрессии.

3. Точность метода прогнозирования с помощью кластеров состояний возрастает по мере увеличения количества предыдущих наблюдений.

4. Предложенный метод опробован при прогнозировании выхода годных в производстве интегральных микросхем и может использоваться в других сложных технологических процессах.

Л и т е р а т у р а

1. Рабочая книга по прогнозированию / Редкол.: И.В. Бестужев-Лада (отв. ред). М., Мысль, 1982. 430 с.

2. Б у д а р и н В.Н., Р я т с е п Ю.П., Т э э в е т Дж.-Т.Э. Определение структуры статистических закономерностей методом кластеризации наблюдений. - Электронная техника, 1981, сер. 9, вып. I (38), с. 45-49.

3. Р я т с е п Ю.П., Т э э в е т Дж.-Т.Э. Метод исследования технологического процесса производства интегральных микросхем, основанный на анализе кластеров состояний. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 540, с. 39-43.

4. К а и п о к с и н Л.К., П у с е п п М.Э., Р я т с е п Ю.П., Т э э в е т Дж.-Т.Э. Влияние технологического микроклимата на качество изделий микроэлектроники. - Электронная промышленности, 1983, № 2 (119), с. 76-79.

V. Budarin, U. Rätsep, J.-T. Teevet

Integrated Circuits Quality Prediction
on the Basis of Condition Clusters

Summary

A procedure for the prediction of quality parameters in serial production of integrated circuits is suggested. The prediction procedure is based on the identification of condition clusters of observation data.

The prediction and probability values are specified on the basis of cluster characteristics. The given prediction procedure allows to differentiate the prediction data according to its reliability and thus enhance its quality.

С о д е р ж а н и е

1.	И.О. Арро. Формирование и оптимальная обработка квадратурно фазоманипулированного сигнала.....	3
2.	И.О. Арро. Инвариантные алгоритмы обнаружения сигнала.....	7
3.	Я.А. Ратассепп, Э.И. Герм. Амплитудное и фазовое преобразование квадратурных составляющих сигнала.....	17
4.	Т.Ю. Суллакатко. Модели коротких радиоимпульсов, имеющие точное преобразование Гильберта.....	23
5.	У.А. Нийнсалу. Реализация поточного спектрального анализатора с помощью БПФ.....	33
6.	У.А. Нийнсалу. Использование БПФ для корреляционной обработки.....	39
7.	Т.И. Лумберг, В.Р. Хейнрихсен. Моделирование накопления цифровых сигналов.....	43
8.	В.Р. Хейнрихсен, А.Р. Рооси. Автоматизированный измерительный комплекс на базе ЭВМ.....	49
9.	Т.И. Лумберг. Программные средства графического вывода цифровой информации.....	55
10.	О.К. Лойтме. Представление графической информации на цветном растровом дисплее. Обзор используемых систем.....	63
11.	В.А. Герасимчук, А.А. Мейстер. Адаптивный способ уменьшения погрешностей измерителя отношения сигналов.....	71
12.	О.Э. Кангур. Идентификация нестационарных линейных моделей.....	
13.	Э. Мюллер. Оценка числа перекрывающихся импульсов по методу максимального правдоподобия.....	85
14.	А.Х. Андра, Б.А. Круминг. Экспериментальное исследование инерционных и запоминающих свойств передающих телевизионных трубок.....	95
15.	Э. Пунгар. Вычисление функций Бесселя на ЭВМ "COU-I".....	101

16. Ф.А. Вихманн, А.А. Ермаков. Вычисление порога обнаружителя радиосигнала в случае четырехпараметрического распределения..... I05
17. В.Н. Бударин, Д.П. Рятсеп, Дж.-Т.Э. Тээвет. Прогнозирование качества интегральных микросхем на основе кластеров состояний..... III



ТАЛЛИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ.
Труды ТПИ № 582.

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ.
Радиотехника X.
На русском языке.
Редактор Х. Хинрикус.
Техн. редактор В. Ранник.
Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 30.03.84.
Подписано к печати 23.11.84.
МВ-08161.
Печ. л. 7,5 + 0,5 прилож. Уч.-изд. л. 6,4.
Тираж 300.
Зак. № 582.
Цена 1 руб.
Таллинский политехнический институт, 200026,
Таллин, Эжитаате тез, 5.
Ротапринт ТПИ, 200006, Таллин, ул. Коскла, 2/9.

EESTI AKADEEMILINE RAAMATUKOGU



1 0200 00089797 9

Цена 1 руб.