ISSN 0136-3549 0320-3441



TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

.6.1

521

521

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА





МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ И РЕГИСТРАЦИИ СИГНАЛОВ





TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621

МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ И РЕГИСТРАЦИИ СИГНАЛОВ

Радиотехника 1Х

Таллин 1981

ТАЛЛИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ Труды № 521 МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ И РЕГИСТРАЦИИ СИГНАЛОВ Радиотехника 1Х

1000

Редактор И. Эйскоп Техн. редактор М. Тамме Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 05.06.81 Подписано к печати 16.12.81 Бумага 60х90/16. Печ. л. 3,75 + 0,5 приложение Уч.-изд. л. 3,55. Тираж 300. МВ-10784 Ротаприят ТПИ, Таллин, ул. Коскла, 2/9. Зак. № 758. Цена 55 кол.

Ная библио



№ 52I

TAILINNA POLÜTEHNIIISE INSTITUUDI TOIMETISED ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

> УДК 681.3.06 И.О. Арро

ЛИНЕЙНЫЕ АЛТЕБРАИЧЕСКИЕ УРАВНЕНИЯ В ЗАДАЧАХ ДЕКОМПОЗИЦИИ СИГНАЛА

При решении ряда практических задач мы встречаемся с необходимостью разделения и оценки параметров импульсных сигналов на основе реализации, представляющей собой суперпозицию названных импульсов и сопутствующего шума. Многие исследователи [I, 2] пытались решать эту задачу как линейными, так и нелинейными [3, 4] методами, но наличие белого шума, хотя слабого, в реализации сводит все усилия почти на нет.

Прежде всего это обусловлено тем, что эффект инверсной фильтрации достигается за счет расширения эквивалентной полосы обрабатывающего устройства, что, в свою очередь, приводит к соответствующему понижению отношения мощностей сигнала и помехи на выходе.

Для выяснения причин, затрудняющих обработку, проведем короткий анализ известных результатов.

Пусть реализация u(t) представляется в виде

$$y(t, \overline{A}, \overline{\tau}) = s(t, \overline{A}, \overline{\tau}) + n(t)$$

$$s(t, \overline{A}, \overline{\tau}) = \sum_{i}^{N} A_{i} f(t - \tau_{i}), \quad t \in \{-\infty, \infty\}, \quad (I)$$

где А: - амплитуда і-го импульса,

Т: - временное положение с-го импульса,

f(t) - форма импульса,

$$n(t) - de \pi t = m (n(t_1)n(t_2)) = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2),$$

$$A = \{A_1, A_2, \dots, A_N\}; \ \overline{\tau} = \{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N\}.$$

Параметры А; и С; отдельных компонент находим на основе метода наименыних квадратов. Для этого построим квадратичный функционал:

$$Q(\bar{A},\bar{\tau}) = \int_{t_0}^{\tau_0+1} h(t) [\psi(t) - \sum_{i}^{N} A_i f(t-\tau_i)]^2 dt, \quad t \in \{t_0; t_0+T\}, \quad (2)$$

где Т - интервал анализа,

h(t) - весовая функция.

Если $S(t, \bar{A}, \bar{\tau}) = 0$ вне интервала акализа, то при заданных $\bar{\tau}$ и h(t) = 4 амплитуды могут быть найдены как решение линейных алгебраических уравнений [2]

$$\bar{A}K = \bar{B}$$
. (3)

. Hanna annos erroni

Здесь

$$B_{i} = \int_{\tau_{o_{t}}}^{\tau_{o}+\tau} y(t) f(t-\tau_{i}) dt,$$

$$K_{ij} = \int_{\tau_{o}}^{\tau_{o}+\tau} f(t-\tau_{i}) f(t-\tau_{j}) dt$$

Пусть $\tau_i = t_0 + \frac{\tau_u}{2} + i \Delta \tau$, i = 0, 1, 2, ..., N-1, а τ_u - длятельность импульса, т.е.

$$f(t-\tau_i) \neq 0, \quad t \in \left\{\tau_i - \frac{\tau_u}{2}; \quad \tau_i + \frac{\tau_u}{2}\right\},$$

$$A\tau = const, \quad K_{ii} = 1.$$

Тогда матрица К принимает вид

где $K_{ij} < i$, $i \neq j$; $k = \frac{\tau_u}{\Delta \tau} - i$, т.е. матрица К есть матрица Грама и система уравнений (3) решается однозначно [2].

На практике реализация обычно значительно превышает интервал анализа устройства обработки. Это приводит к существенному изменению матрицы К.

$$\Pi p_{M} T = \tau_{u}, h(t) = 1, t \in \{t_{0}, t_{0} + \tau_{u}\},\$$

TO

$$K_{ij} = \int_{t_0}^{t_0 + \tau_u} f(t - \tau_i) f(t - \tau_j) dt, \ i, j = 0, \ \pm 1, \ \pm 2, \dots, \pm k$$

$$K_{2M} = \begin{bmatrix} K_{-k;k}, \cdots, K_{-k,0} & 0 \cdots \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ K_{0,-k}, \cdots, K_{0,-1} & 1 & K_{01}, \cdots, K_{0,K} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & K_{k,0} & \cdots & \cdots & K_{k,K} \end{bmatrix}$$
(5)
$$K_{-k,-k} = K_{k,k} < <1, \quad k >> 1.$$

Матрица Ком по сравнению с матрицей Ки является значительно хуже обусловленной и, например, в случае IDAMOугольного импульса det K2M=0, т.е. вообще решить CHCTEMY (3) нельзя. При ограниченной первой производной формы сигнала матрица Кам имеет обратную матрицу, норма KO-IKHI , T.e. ofpaforka торой сравнима с величиной KKK стробированной реализации ухудшается примерно в К по сравнению с нестробированным случаем. Отметим, 9TO ухудшение отношения мощностей сигнала и помехи на выходе оптимального оценивателя амплитуц (3) можно приближенно оценить величиной [1-К.,].

Основной причиной увеличения нормы K²_{2M} является уменьшение элементов главной диагональ матрицы K_{2M} ниже уровня 0,5. Если весовая функция h(t) осуществляет разрезание импульсов в реализации только с одной стороны, т.е. A ..., A... = 0,

1. 1.		,1	
	F 1	K	. , K ok]
K _c =	K ₀₁	K	
	K KO		· · K _{kk}

то норма K_c⁻¹ сравнима с пормой K_H⁻¹ и стробирование не приводит к практическому ухудшению результатов по сравнению с оптимальным случаем.

(6)

Однако, учитывая особенности матрицы K_{2M} (и в случае нечетного числа уравнений K_{2M+4}) систему уравнений (3) можно привести к виду, данщему устойчивое решение относительно парносуммированных амплитуд. Для этого разобьем матрицы K_{2M} и K_{2M+4} на следующие части: если N = 2M, то

$$\mathbf{K} = \mathbf{K}_{2M} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 \\ \mathbf{K}_4 & \mathbf{K}_3 \end{bmatrix}$$

и при N=2M+4

$$K = K_{2M+1} = \begin{bmatrix} K_1 & \vdots & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & K_2 \\ K_{ic1} & K_{cc1} & K_{cti,c} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \downarrow & x^{-1} & \vdots \\ 0 & \downarrow & x^{-1} & K_3 \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, \dots, M.$$

Введем понятие зеркального преобразования вектора, заключающегося в перестановке компонент местами: первая компонента становится последней, вторая предпоследней и т.д.

 $\overline{x}\left\{x_{1}, x_{2}, \ldots, x_{N}\right\}; \quad \overline{X}_{3} = \left\{X_{N}, X_{N-1}, \ldots, X_{1}\right\}.$

Аналогично вводим понятие зеркального преобразования матрицы К => К₃ понимая под этим, что зеркально-преобразованная матрица состоит из зеркально-преобразованных строк исходной матрицы.

Учитывая симметрические свойства матриц K_{2M} и K_{2M+1}, решение системы уравнений (3) можно находить из следующих двух матричных уравнений:

$$\bar{C}T_{\Sigma} = \bar{B}_{\Sigma}, \qquad (7)$$
$$\bar{P}T_{\Delta} = \bar{B}_{\Delta}, \qquad (8)$$

где при K = K_{2м}

$$\begin{split} \tilde{\Sigma}^{T} &= \{A_{1} + A_{2M}, A_{2} + A_{2M-1}, \dots, A_{M} + A_{M+1}\}, \\ \bar{P}^{T} &= \{A_{2M} - A_{4}, A_{2M-1} - A_{2}, \dots, A_{M+1} - A_{M}\}, \\ \bar{B}_{\Sigma}^{T} &= \{B_{1} + B_{2M}, \dots, B_{M} + B_{M+1}\}, \\ B_{\Delta}^{T} &= \{B_{2M} - B_{1}, \dots, B_{M} + B_{M+1} - B_{M}\}, \\ T_{\Sigma} &= K_{3} + K_{43}, T_{\Delta} = K_{3} - K_{43} \end{split}$$

и при К = К_{2м+1}

 $\overline{C}^{T} = \{ A_1 + A_{2M}, \dots, A_M + A_{M+1}, A_C \},$ $\overline{B}_{\Sigma}^{T} = \{ B_1 + B_{2M}, \dots, B_M + B_{M+1}, 2B_C \},$

$$T_{\Sigma} = \begin{bmatrix} 2K_{cc} & 2K_{c+1} & c_{-} \\ \vdots & \vdots & K_{3} + K_{43} \\ \vdots & \vdots & K_{3} + K_{43} \end{bmatrix}, \quad T_{\Delta} = K_{3} - K_{43}.$$

Основной интерес представляет только уравнение (7), решение которого может быть найдено значительно проще по сравнению с исходным уравнением (5), которое, как правило является плохо обусловленным.

Литература

I. N i l s s o n, N.J. On the optimums range resolution of radar signals in noise. - IRE. Trans. Information Theory, 1961, v. IT-7, p. 245-253.

2. Ehrenberg, J.E., Ewart, T.E., Morris, R.D. Signal-processing techniques for resolving individual pulses in a multipath signal. - J. Acoust. Soc. Am., 1978, v. 63, N 6, p. 1861-1865.

3. F j e l l, P.O. Use the cepstrum method for arrival times extraction of overlapping signals due to multipath conditions in shallow water. - J. Acoust. Soc. Am., 1976, v. 59, N 1, p. 209-211.

4. Оппентрий м А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналев. М., Связь, 1979.

I. Arro

Lineare algebraische Gleichungen in Signal-Dekompositionaufgaben

Zusammenfassung

Der Artikel gibt eine kurze Übersicht über die entstehenden Gleichungssysteme bei Signaldekomposition. Für die Vereinfachung der Lösung dieser Systeme ist eine Methode mit der spiegelsymmetrischen Umwandlung vorgeschlagen.



₩ 52I

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

> УДК 621.391.1 И.О. Арро

ЦИФРОВАЯ ИНВЕРСНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ С ЗЕРКАЛЬНО--СИММЕТРИЧНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

Декомпозиция сложного сигнала усложняется, когда длительность поступахщей реализации превышает возможный интервал анализа устройства обработки. Выделение из реализации соответствующего отрезка на первый взгляд приводит к непреодолимым трудностям.

В случае алгоритмов, основанных на методе наименьших квадратов [I], значительно ухудшается обусловленность решаемой линейной системы алгебраических уравнений. Практически приемлемые результаты можно получить лишь тогда, когда вырезание осуществляется перекрытием и первый отрезок анализа с одной стороны не содержит связанных импульсов. Тогда обработку всей реализации можно проводить путем сшивания результатов анализа отдельных отрезков. Недостатком этого метода является накопление ошибок, вызванных неточностью вычисления и помехами.

Покажем, что перечисленные трудности можно обойти, если в алгератм обработка ввести зеркально-симметричное преобразование.

Пусть реализация y(t) представляется в виде:

$$y(t) = s(t, \bar{A}, \bar{\tau}) + n(t), \quad t \in \{-\infty, \infty\}$$

$$S(t,\bar{A},\bar{\tau}) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i f(t+i\Delta\tau), \qquad (2)$$

- где А; амилитуда і-го импульса,
 - Ат шаг дискретности временного положения,

f(t) - форма импульса,

- ти длятельность импульса,
- n(t) белый шум, $\langle n(t_1) n(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_2 t_1)$,

$$\overline{A} = \{ A_{-\infty}, \dots, A_0, \dots, A_{\infty} \}$$
$$\overline{\tau} = \{ -\infty, \dots, -\Delta\tau, 0, \Delta\tau, \dots, \infty \}, \tau_i = i\Delta\tau.$$

Поставим задачу выделения произвольной амплитуды A; из (I). Для конкретности последукщих записей определяем A₀, т.е. амплитуду сигнала с нулевой задержкой. Для этого из y(t) выделяем при помощи прямоугольного окна z(t) участок реализации, определяемый положением сигнала A₀f(t), т.е.

$$y^{\pi} = y(t) \cdot z(t),$$

$$z(t) = \begin{cases} 1, t \in \{-\frac{\tau_{u}}{2}; \frac{\tau_{u}}{2}\} \\ 0, t \notin \{-\frac{\tau_{u}}{2}; \frac{\tau_{u}}{2}\} \end{cases}$$

 $\Pi \mathbf{y}_{CTL} f(t) = f(-t) \qquad \frac{\tau_u}{\Delta \tau} = 2H$

Тогда

$$u_{+}^{*}(t) = \sum_{i=-(k-1)}^{2k-1} A_{i}f(t+i\Delta\tau) + n_{+}(t), \quad t \in \{0; \frac{\tau_{u}}{2}\}$$
(3)

$$y_{-}^{*}(t) = \sum_{u=-(2k-1)}^{k-1} A_{i} f(t+i\Delta \tau) + n_{-}(t), \quad t \in \left\{-\frac{\tau_{u}}{2}; 0\right\}.$$
(4)

Образуем новую реализацию цутем суммирования положительной и отрицательной частей у_г(t):

$$\begin{split} y_{\Sigma}(t) &= y_{+}^{*}(t) - y_{-}^{*}(t), \ t \in \{0; \frac{\tau_{u}}{2}\}, \\ y_{\Sigma}(t) &= 2A_{0}f(t) + (A_{-1} + A_{1}) \left[f(t + \Delta \tau) + f(t - \Delta \tau)\right] + \dots + \\ &+ (A_{-(2k-1)} + A_{2k+1}) f\left[t + (2k-1) \Delta \tau\right] + n_{+}(t) + n_{-}(t). \end{split}$$
(5)

Вводим новые обозначения

$$\begin{split} f_{0}(t) &= 2f(t), \\ f_{1}(t) &= f(t + \Delta \tau) + f(t - \Delta \tau), \\ \vdots &\vdots &\vdots \\ f_{k-1}(t) &= f[t + (k-1) \Delta \tau] + f[t - (k-1) \Delta \tau], \\ f_{k}(t) &= f(t + k \Delta \tau), \\ \vdots &\vdots \\ f_{2k-1}(t) &= f[t + (2k-1) \Delta \tau], \\ n_{\Sigma}(t) &= n_{+}(t) + n_{-}(t), t \in \{0; \frac{\tau_{u}}{2}\} \end{split}$$
 и перенишем $y_{\Sigma}(t)$ в следующем виде:

(6)

$$y_{\Sigma}(t) = \sum_{i=0}^{2k-1} A_i^* f_i(t) + n_{\Sigma}(t), \quad t \in \{0; \frac{\tau_u}{2}\},$$

где

$$A_{*}^{*} = A_{+} + A_{+}$$

$$A_{2k-1}^{*} = A_{-(2k-1)} + A_{2k-1}$$

На основе метода наименьших квадратов находим теперь оценку А, по ч, (t), т.е. решаем систему уравнений

$$\begin{split} \bar{A}^{*} & K = \bar{B}^{*}, \\ B_{t}^{*} &= \int_{0}^{\tau_{u}/2} \psi_{\Sigma}(t) f_{t}(t) dt, \\ K_{ij} &= \int_{0}^{\tau_{u}/2} f_{i}(t) f_{j}(t) dt. \end{split} \tag{8}$$

(7)

Система (8) решается однозначно, если функции $f_i(t)$ линейно-независимы. Линейная независимость $f_i(t)$ обеспечивается выбором формы импульсов, т.е. $\{f_i(t)\}$.

В действительности, нас интересует лишь правильное значение A₀, так как оценки остальных амплитуд могут быть получены аналогично при перемещении стробирукщего окна. Поэтому преобразуем систему уравнений (8) таким образом, чтобы получить лишь решение относительно A₀. Для этого преобразуем исходную систему уравнений к виду:

TOTIA

E [2]

$$\frac{K_0 K_1}{K_3 K_2} \qquad \frac{A_0}{A_e} = \frac{B_{00}}{B_{e0}}$$

$$A_{0} = (K_{0} - K_{4}K_{2}^{-1}K_{3})^{-1} [B_{00} - K_{4}K_{2}^{-1}B_{e0}].$$
(9)

Аналегично можно получить уравнение оценки для любой амплитуры А;:

$$A_{i} = (K_{0} - K_{4} K_{2}^{-1} K_{3})^{-1} [B_{0i} - K_{4} K_{2}^{-1} B_{0i}].$$
 (10)

Здесь

$$\begin{split} B_{0i} &= \int_{0}^{\tau_{u}/2} y_{\Sigma i} (t) f_{i}(t) dt, \\ B_{ei} &= \left\{ B_{0i+4}, \dots, B_{02K-4} \right\}. \end{split}$$

Алгоритм (IO) позволяет вычислить наилучшим образом оценку амплитуды любой составлящей входной реализации. Зеркально-симметричное преобразование кроме улучшения обусловленности возникшей системы уравнений осуществляет при некоррелированности n₊(t) и n₋(t) еще и дополнительную фильтрацию помех.

Литература

I. Арро И.О. Линейные алгебраические уравнения в задачах декомпозиции сигналов. Наст. сб. с. 3.

2. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. М., Наука, 1965.

I. Arro

Digitale Inversefiltrierung mit spiegelsymmetrischer Umwandlung

Zusammenfassung

Bei Messung der Amplituden sich überlagender Impulse nach diskreten Mengen der Auftrittzeiten ist eine spiegelsymmetrische Umwandlung der begrenzten Realisierung angewendet. Der entsprechende Verarbeitungsalgorithmus gestattet die Wahl der Stützimpulsformen. ₩ 52I

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED TPYJH TALINHCKOFO HOJNTEXHNYECKOFO NHCTNTYTA

УДК 621.391.1

Т.И. Лумберг, Т.Ю. Суллакатко

IIPMMEHEHME TEILIMIJEBUX MATPMII IIPM OEPABOTKE IIEPEKPUBADUMIXCA MMILYJIBCOB

В [1] был предложен метод беспоискового разделения перекрывающихся импульсов, в котором при заданном интервале разрешения по времени $\Delta \tau_{\tau}$, синтезировали последовательность M+1 равноотстающих импульсов.

$$f_i(t) = f(t - i\Delta \tau_{\tau}), \quad i = 0, 1, \dots, M,$$
 (1)

где f(t) - априорная форма импульса.

Принимаемый сложный сигнал y(t) предварительно раскладывается на неортогональном базисе:

$$g(t) = \sum_{i=0}^{M} A_i f_i(t),$$
 (2)

а коэффициенты А; определяются из векторного уравнения

$$A = K^{-1} \cdot B = R \cdot B, \qquad (3)$$

где В - вектор взаимных корреляций,

К - матрица Грама.

Компоненти величин В и К выражаются соответственно следующими формулами

$$b_{i} = \int_{0}^{t_{a}} y(t) f_{i}(t) dt, \quad k_{ij} = \int_{0}^{t_{a}} f_{i}(t) t_{j}(t) dt, \quad i, j = 0, 1, ..., M.$$
(4)

Следует отметить, что при больших М определение обратной матрици требует значительных затрат вычисленных ресурсов. В общем случае, при обращении N×N матрицы, необходимо провести $\sigma_4(N^3)$ математических операций и сохранить в памяти ЭЩЭМ $\sigma_2(N^2)$ чисел. Более того, при малых $\Delta \tau_{\tau}$ матрица Грама становится плохо обусловленной и вычисления необходимо производить с удвоенной точностью.

Если принимаемый сигнал y(t) в с-окрестности концов интервала наблюдения отсутствует, т.е.

$$\mathbf{y}(\mathbf{t}-\mathbf{\varepsilon}) = \mathbf{y}(\mathbf{t}-\mathbf{T}_{a}-\mathbf{\varepsilon}) = 0, \ |\mathbf{\varepsilon}| \leq \tau_{u}, \tag{5}$$

где т_и – длятельность импульса f(t), то матрица К является положительно определенной симметричной теплицевой матрицей К_м. Элементы обратной матрицы R_м вычисляются по рекуррентному соотношению [2]

$$r_{kj} = r_{k-1, j-1} + x_0^{-1} (x_j x_k - x_{M+1-j} x_{M+1-k}),$$

$$r_{k0} = r_{0k} = x_k; \quad x_{M+1} = 0; \quad r_{kM} = r_{Mk} = x_{M-k},$$

$$r_{ki} = r_{ik} = r_{M-i}, \quad M_{-k} = r_{M-k}, \quad M_{-i} \quad k_{i,j} = 0, 1, \dots, M_{2}$$

$$(6)$$

где первая строка матрицы R_м является решением системы уравнений

$$\sum_{j=0}^{M} k_{1i-j1} x_{j} = \begin{cases} 1, & \text{если } i = 0 \\ 0, & \text{если } i = 1, 2, \dots, M. \end{cases}$$
(7)

Более того

$$x_0 = \frac{\det K_{M-1}}{\det K_M} = \frac{\det R_M}{\det R_{M-1}}.$$

ўчитывая условие (5), интервал наблюдения Т_с целесообразно выбирать в несколько раз больше длительности импульса. При этом матрица К_м будет ленточной:

k_p≠0, k_p=0 если r>p, 1≤p≤n (8) и для вычисления элементов первой строки обратной матрицы может быть найдена общая формула [3]:

 $x_{i} = x(i, k_{0}, \ldots, k_{p}), i = 0, \ldots, M.$

Для некоторых наиболее простых последовательностей {k_p} в [3] получены компактные формулы вычисления р_{кі}.

Если условия (5) не могут быть выполнены, то матрица К несколько отличается от теплицевой. В [4] предложен алгоритм вычисления обратных матриц, классифицированных в терминах их расстояния до теплицевых матриц б(К),где применение оператора б состоит в том, что матрице К сопоставляется разность ее верхней и нижней угловых подматриц порядка М.

В заключение отметим, что вычисление первой строки обратной матрицы N-го порядка по (7) требует $\sigma_3(N^2)$ арифметических спераций, а по (8) лишь $\sigma_4(N)$ операций. Вычисление остальных элементов по (6) требует $\sigma_5(N^2)$ операций.



Фиг. 1. Распределение коэффициентов.



Фиг. 2. Рассеивание в зависимости от задержки входного импульса внутри интервала вст.



Фиг. 3. Максимальное рассенвание в зависимости от ширины пере-

На фит. I-З приведены примеры предварительной обработки входного сигнала, который содержит одиночный импульс f(t-t):

$$f(t) = \begin{cases} \cos^2(0.5 \cdot \pi \cdot \tau_u^{-1} \cdot t), \ |t| \le \tau_u \\ 0, \ |t| > \tau_u. \end{cases}$$

Коэффициенты A; вычислены при помощи матрицы обратной к ленточной теплицевой матрице K₄₄ с шириной ленты $p = [\rho], \rho = 2\tau_u/\Delta\tau_\tau$. Распределение A; зависит от задержки входного импульса τ , а также от ширины перекрытия ρ в системе (I). При совпадении задержек К-го базисного и входного импульсов ($\tau = k \cdot \Delta \tau_\tau$), от нуля отличается в пределах погрешности вычислений лишь A_k. На фиг. 2 приведена зависимость рассеивания коэффициентов от расположения входного импульса внутри интервала $\Delta \tau_\tau$. За интегральную меру рассеивания принята взвешенная сумма

$$W = \sum_{i=0}^{M} \omega(\tau, i) |A_i|, \quad \mathbf{T} \text{He} \quad \omega(i, \tau) = [\tau / \Delta \tau_{\tau} - i].$$

Рассеивание имеет локальные максимумы при τ=(k+0,5) Δτ_τ. Линейность формул (2) - (4) позволяет обобщить результати на случай перекрывающихся импульсов.

Литература

I. А р р о И.О., С у л л а к а т к о Т.Ю. Оптимальные алгоритмы устройств декомпозиции сигнала. Респ. науч.техн. конф., посвященная Дно радио. Секция Анализ и регистрация циклических процессов. Тезисы докладов. Таллин, 1980. с. 20-21.

2. Гохберг И.Ц., Семенцул А.А. Об обращении конечных теплицевых матриц и их континуальных аналогов. – В сб. "Математические исследования", т. 7, вып. 2, Кишинев, 1972, с. 201-223.

3. Trench, W.F. Inversion of Toeplitz band matrices. - Mathematics of Computation, 1974, v. 28, N. 128, p. 1089-1095.

4. Friedlander, B., Mort, M., Kailath, T. New inversion formulas for matrices classified in terms of their distance from Toeplitz matrices. -Linear Algebra and its Applications, 1979, v. 27, p. 31-60.

T. Lumberg, T. Sullakatko

Use of a Toeplitz Matrices to Overlapping Wavelets Processing

Summary

An algorithm for basic expansion of the observation is simplified by Toeplitz correlation matrices. In some cases the simplification yields formulas for the elements in the first row of the inverse from which the remaining elements can easily be calculated. Some examples for basic expansion are given.



№ 52I

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED TPYJH TALJUHCKOFO HOJNTEXHUYECKOFO UHCTUTYTA

> УДК 621.391.1 У.А. Нийнсалу, Э.М. Пунгар

МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ

При пространственно временной обработке сигналов, как правило, требуются устройства, обладающие большим объемом памяти [I, 2]. В настоящее время носители сигнала можно реализовать с помощью больших интегральных схем памяти, а обработку осуществлять на вычислительных устройствах, реализованных на базе микропроцессоров и мини-ЭВМ.

Для разработки алгоритма работи устройства обработки пространственно-временных характеристик сигнала производи-



Фиг. 1. Общая структура моделарующих программ.



Фиг. 2. Блок-схема программы формирования ДН.

лось моделирование работы отдельных его узлов на универсальной ЭВМ. Одними из основных узлов предварительной обработки сигнала являются блоки синтеза диаграммы направленности (ДН) антенны и корреляционной обработки сигнала, обеспечивающие оптимальную фильтрацию пространственно-фокусированного сигнала. На фиг. I представлена общая структура моделирующих программ для определения характеристик алгоритма синтеза ДН антенной решетки из 24-х элементов. Исследовалось влияние шага длекретизации и уровня квантования входного сигнала на уровень боковых лепестков и ширину главного максимума ДН. Подробная блок-схема моделируищих программ представлена на фиг. 2.

Протраммы построены таким образом, чтобы обмен данными между функционально отдельными программами производился через внешние носители информации (обычно магнитные диски). Это дает возможность гибко управлять сборкой моделирукщих программ, собрав нужные программы обработки с помощью языка управления заданиями.

Диаграмма направленности формируется по формуле:

$$\dot{A}(n) = \sum_{i=1}^{24} W(i) A e^{j\omega \left[\frac{2\pi n}{N} - \frac{d}{\lambda}(i-1)\cos\theta_{A}\right]}, \quad (I)$$

где W(i) - весовая функция,

А - амплитуда сигнала,

частота сигнала,

N - число дискретов в одном периоде сигнала,

d - шаг антенной решетки,

λ - длина волны сигнала,

0. - направление главного максимума ДН.

Кроме формирования ДН существенным является корреляционная обработка, которая производится по формуле:

$$\dot{Z}(n) = \sum_{\kappa=0}^{L} A e^{\frac{j\omega 2\pi n}{N}} B e^{\frac{j\omega 2\pi (n-k)}{N}}, \qquad (2)$$

А - амплитуда пространственно-фокусированного сигнала,

В - амплитуда коррелирукщего сигнала,

L - интервал корреляции.

Блок схема программы корреляционной обработки представлена на фиг. 3.



Фиг. 3. Блок-схема программы корреляционной обработки.



Фиг. 4. Параметры ДН в зависимости от параметров моделирования.

На основе полученных результатов можно сделать вывод, что ширина главного лепестка диаграммы направленности Θ_0 мало зависит от уровня квантования М в шага дискретизации Δt . В основном Θ_0 зависит от угла сканирования Θ_A . Соответствукщая зависимость представлена на фит. 4 при точности моделирования 1°. Также можно утверждать, что уровень боковых максимумов диаграммы направленности К в основном зависит от шага дискретизации $\Delta t = \frac{2\pi}{N}$ и также представлена на фиг. 4.

В дальнейшем несбходимо исследовать возможности минимизации количества вычислительных операций.

I. К о с м и т с к а я И.П. Метод глубинного сейсмического зондирования земной коры и верхов мантии. М., Наука, 1968. 228 с.

2. Методы и программы для анализа сейсмических наблюдений. Вычислительная сейсмология. Вып. З. М., Наука, 1967. 283 с.

U. Niinsalu, E. Pungar

The Simulation of the Algorithm for Spatial-Time Signal Processing

Summary

Some algorithms for spatial-time signal processing are presented. The delay and sum beamformer has been explored for synthetic aperture of antenna array application. The results of modelling are also given.



№ 52I

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.397.9

В.Т. Михкельсоо, Э.А. Шульц

ТЕЛЕВИЗИОННАЯ ЦИФРОВАЯ РЕГИСТРАЦИЯ СПЕКТРОХРОНОГРАММ

В физических исследованиях часто информацию получают в форме оптического излучения. Частным случаем являются спектральные исследования, в которых информация отображается в виде распределения энергетической интенсивности излучения I по длине волны λ . Нередко важным является также изменение спектра $I(\lambda)$ во времени t. При малой временной длительности спектрохронограммы $I(\lambda,t)$, порядка микросекунды и менее, ее регистрация представляет сложную задачу.

Основная трудность при регистрации коротких спектрохронограмм связана с большой мгновенной скоростью поступления информации. При n_{λ} отсчетах по длине волны и n_t отсчетах по времени в спектрохронограмме длительностью T, регистрируемой с точностью m бит на один отсчет, усредненная за время T скорость поступления информации составляет

$$V = \frac{n_{\lambda} \cdot n_{t} \cdot m}{T}$$

Число электрических каналов параллельного вывода ограничено возможностями потребителей информации и обычно ограничивается числом разрядов m. Отнесенная к одному каналу скорость равна (при m каналах)

$$V_{\rm im} = \frac{n_{\lambda} \cdot n_{\rm t}}{T} \cdot$$

Принимая общее число отсчетов $n_{\lambda} \cdot n_t = 10^4$, а $T \le 10^{-6}$ с получаем $V_{im} \ge 10$ Гбит/с, что превышает возможности известных технических средств.

Це́лесообразным вариантом решения задачи является построение системы регистрации с изменяющимся по ходу тракта обработки информации числом параллельных каналов. А именно, во входных звеньях системы число каналов р выбирается большим, так что p >> m и скорость обработки информации в каждом канале мала:

$$V_{1p} = \frac{V}{P}$$
.

Перед переходом к m-канальному или одноканальному тракту вводится буферное запоминающее устройство с р параллельными входами, позволяющее снизить скорость передачи и последующей обработки информации V₀₅ в ссответствии с временем запоминания т:

$$V_{000} = V \cdot \frac{1}{\tau}$$

Возможность понижения скорости обработки информации за счет запоминания обуславливается низкой частотой повторения спектрохронограмм.

При регистрации спектрокронограми распределение I(λ) трансформируется в пространственное распределение I(X) спектральным прибором СП (фиг. I).



Фиг. 1. Структурная схема телевизконного цафрозого спектрохронографа.

Этим создается предпосылка для параллельной многоканальной фотоэлектрической регистрации по n_h каналам. Дальнейшее увеличение числа параллельных каналов достигается преобразованием распределения I(t) в распределение I по другой пространственной координате y, т.е. разверткой I(t). Такое преобразование осуществимо при помощи современных развертывающих электронно-оптических преобразователей (ЭОП) при значениях T до I-IO nc [I, 2].

При р >> і промежуточное запоминание информации возможно лишь при помощи аналоговых средств. Функции такого запоминающего устройства может выполнять передающая телевизионная трубка с накоплением заряда. Исследования показывают возможность достижения здесь времени запоминания до 0,5 с и более [3], при этом число параллельных оптических входов определяется числом разрешимых элементов преобразуемого

26

трубкой изображения и составляет, например, для однодюймовых видиконов не менее 5.10⁴.

Из вышеизложенного вытекает приведенная на фиг. I структурная схема телевизионного спектрохронографа с цифровым выходом. Здесь цифровое запоминающее устройство ЦЗУ служит для согласования времени и скорости вывода информации с возможностями потребителей информации; время запоминания в передающей телевизионной трубке ПТТ для такого согласования может быть недостаточным. Назначение остальных узлов – оптики 0, видеотракта ВТ, аналого-цифрового преобразователя АЦП, блока сопряжения БС, блока развертки БР и блока управления БУ – очевидно.

При указанной структуре погрешность регистрации определяется в значительной степени аналоговой частью прибора, включающей узел передающей телевизионной трубки с генераторами развертки, видеотрактом и блоком управления.

Уменьшение погрешности, обусловленной трубкой, обеспечивается выбором ее типа и условий работы. В настоящее время в регистрирующих устройствах средней чувствительности целесообразно применять трубки видиконного типа. Среди последних относительно высокой чувствительностью, низким темновым током и хорошими запоминающими свойствами отличается кадмикон [3]. При выборе условий работы следует исходить из следующих соображений:

I) засветке мишени должен предшествовать цикл стирания для однозначной установки начальных условий накопления и уменьшения влияния темновых токов;

 из-за инерционности трубки засветку мишени и считывание следует разделять во времени;

3) для исключения влияния зависимости величины сигнала от скорости развертки целесообразно использовать при считывании шаговую развертку в сочетании с импульсным считыванием;

4) для исключения нагрева мишеми трубки и связанного с этим возрастания темнового тока время работы трубки и окружающих ее тепловыделяющих цепей должно быть сокращено до минимума. При большом периоде повторения регистрируемых спек-

Таблица. Таблица I	Считывание	Однокадровое считыва- ние потенциального рельефа	Автоматически после окончания режима засветки	После считывания од- ного кадра с выдачей сигнада "Конец считы- вания"	Длительность одного кадра	
	Засветка	Выключен дуч види- кона, подается оп- тический импульс	Автоматически пос- де окончания режи- ма подготовки	С устанавливаемой задержкой относи- тельно сигнала "Запуск"	Ограничивается величиной темно- вого тока	
	Подготовка	Стирание потенци- ального рельефа	Поступление сиг- нала "Подготовка"	Автоматически с выдачей сигнала "Готовность"	Определяется вре- менем полного стирания	
имы работы узла п	Ожидание	Выключены цепи, вызывающие на- грев мишени	Включение узла или конец считывания	Поступление сигнада "Подготовка"	Не ограничена	
Реж	Название режима	Характеристика режима	Начало режима	Конец режима	Длительность режима	

трохронограмм между выполнением рабочих операций следует в этих целях вводить режим ожидания.

Вытекающие из вышесказанного режимы работы узла передающей телевизионной трубки и условия их смены характеризуются в таблице I.

Погрешность в видеотракте связана, в первую очередь, влиянием помех. Уровень флюктуационных помех снижается сокращением полосы пропускания видеоусилителей в соответствии с применяемой скоростью развертки. При времени запоминания в трубке около 0,5 с полосу пропускания можно сузить до 300-500 кГц. Дополнительное подавление помех достигается применением в качестве информационного параметра видеосигнала площади импульса выходного тока трубки. Использование поэлементной фиксации позволяет ограничить полосу передаваемых частот снизу и ослабить влиянием низкочастотных 1/f – помех.



Фиг. 2. Структурная схема уэла передающей телевизнонной трубки и видеотракта.

Вышеотмеченные приемы реализуются при структуре узла видикона и видеотракта, приведенной на фиг. 2. В видеотракте усиление сигнала обеспечивается предварительным (ПУ), промежуточным (ПрУ) и выходным (ВУ) усилителями. Регулируется коэффициент передачи аттенюатором АТТ. Фиксирующая цепь ФУ и интегратор со сбросом ИС управляются согласованно формирователем управляющих сигналов ФУС.

Для реализации шаговой развертки используются строчный (ДС) и кадровый (ДК) делители частоты, цифро-аналоговые преобразователи ЦАП и усилители мощности УМ. Устройства управления лучем (УЛ) и фокусировкой (УФ) обеспечивают переключение режимов работы передающей телевизионной трубки ПТТ. Исходным для получения управляющих сигналов является генератор тактовых импульсов ГТИ.

В итоге реализации изложенных приемов оказалось возможным создание телевизионного регистратора спектрохронограмм со следующими показателями:

 режим регистрации – импульсный с разделенными засветкой, считыванием и стиранием;

2) длительность оптического импульса - менее I мс;

- 3) число отсчетов по длине волны от 64 до 512;
- 4) число отсчетов по времени от 8 до 64;
- 5) разрядность отсчетов 8;
- 6) время считывания отсчета от 4 до 40 мкс;
- 7) длительность кадра считывания -от 2,4 мс до 1,3 с;
- 8) задержка считывания после засветки 0,3 с;
- 9) ёмкость цифрового ЗУ З2х512х8 бит;
- 10) сопряжение с ЭВМ через стандартный интерфейс КАМАК.

Литература

I. Бутслов М.М. и др. Электронно-оптические преобразователи и их применение в научных исследованиях. М., Наука, 1978, 431 с.

2. Щ е л е в М.Я. Пикосскундная электронно-оптическая диагностика в лазерных исследованиях. XIУ Междунар. конф. по высокоскоростной фотографии и фотонике. Тезисы докладов. М., 1980, с. 20.

3. Морозов С., Трофимец Т., ШульцЭ. Запоминающие и инерционные свойства кадмикона. См. наст. сб. с. 33.

30

V. Mihkelsoo, E. Schults

<u>Television Digital Registration</u> of Spectrochronograms

Summary

The features of registration of short duration spectrochronograms with the television devices are analyzed. The demands to registration means by their interface with the computer and the ways of realization of basic television units for pulse optical spectra registration are defined.



№ 52I

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА УДК 621.385.832.56

С.В. Морозов, Т.Н. Трофимец, Э.А. Щульц

ЗАПОМИНАЮЩИЕ И ИНЕРЦИОННЫЕ СВОЙСТВА КАЛМИКОНА

Использование передающих телевизионных трубок (ПТТ) для регистрации кратковременных оптических спектров, время существования которых исчисляется микросекундами и даже пикосекундами, требует иного подхода к выбору соответствующих трубок по их справочным данным. Так, например, оценка инерционности видикона по принятому в телевидении критерию – величине остаточного сигнала через известное время (40 мс) после прекращения светового воздействия при периодической развертке – в данном случае неприменима.

Методика измерения параметров ПТТ, приводимых в паспортах и справочниках, предусматривает непрерывную засветку фотослоя видикона и стандартный режим разложения []].

Малая длительность формирующего регистрограмму оптического импульса определяет необходимость применения режима раздельной засветки и считывания видикона. Возможность считывания по памяти зависит от запоминающих свойств видикона. Количественная оценка этих свойств осуществима только экспериментальным путем; расчетный путь исключается отсутствием сведений об определяющих запоминающие свойства емкости и проводимости мишени для выпускаемых промышленностью видиконов.

Запоминающие свойства видикона выражаются через зависимость тока сигнала с от времени задержки t зод между моментом окончания засветки и моментом считывания данного элемента мишени. Изменение тока сигнала во времени связано с сохранением проводимости мишени после ее засветки и зависит от освещенности мишени Е во время ее засветки.

33



a)



- Фиг. 1. Установка для исследования запоминающих и инерционных свойств кадмикона:
 - а) структурная схема,
 - б) временная диаграмма работы.

В области малых значений t_{3ag} при импульсной засветке мишени зависимость $\dot{t}_c(t_{3ag})$ отражает инерционность видикона относительно установления выходного сигнала.Ввиду конечной скорости установления выходного сигнала при малой длительности оптического импульса оптимальное значение t_{3ag} оказывается больше нуля.

Из разработок последних лет весьма перспективными являются ППТ типа кадмикон и кремникон [2]. Если инерционные свойства кремникона достаточно изучены [3], то эти же сведения о кадмиконе в литературных источниках отсутствуют.

Для исследования инерционных и запоминающих свойств кадмикона использовалась установка, структурная схема которой приведена на фиг. І. В состав установки входят импульсний источник света ИИС, кадмикон В, видеоусилитель ВУ, запоминающий осциллограф ЗО, фокусирующе-отклоняющая система ФОС, генераторы развертки ГР, блок управления БУ, формирователь гасящих импульсов ФГИ и блок выделения строки ЕВС. Чередование режимов работы кадмикона показано на фиг. Iб.

Установка в целом работает в периодическом режиме ·C регулируемым периодом повторения процесса измерения IO максимального значения 20 с. Период повторения устанавливается, исходя из условия обеспечения полного стирания мишени перед ее засветкой. Длительность участка гашения луча кадмикона задается в интервале от 2 до 1024 периодов кадровой развертки. Моменты времени t, t4 и t5 определяются кадровыми синхроимпульсами. Применяется прогрессивная развертка по обычному линейному закону с разложением на 8 строк. Период строчной развертки выбран равным 660 мкс. При этом период кадровой развертки составляет 5,3 мс, а интервал t_{зад} = 10⁻² - 5,3 с. Электронный луч калмикона гасится, как обычно, во время обратного хода по строкам и кадрам.

Засветка фотослоя кадмикона осуществляется световым импульсом практически прямоугольной формы, создаваемым при помощи кинескопа с малым послесвечением (порядка 0, I мкс) экрана. Длительность светового импульса t_u устанавливалась при экспериментах равной I мс. В установке преду-



Фиг. 2. Ток сигнала в зависимости от времени задержки считывания.



Фиг. 3. Темновой ток в зависимости от времени задержки считывания.

сматривается регулируемая задержка светового импульса относительно начала интервала гашения луча t₁. Такая регулировка применяется для плавного изменения величины задержки в пределах периода кадровой развертки. Объектом исследования является кадмикон типа ЛИ-439-I.

Результаты экспериментов представлены на фиг. 2 и 3.

На фиг. 2 приведены зависимости тока сигнала i_c от времени задержки считывания t₃₀₉, снятые при различных значениях освещенности фотослоя. Ток сигнала i_c трактуется как разность тока на уровне белого (i_b) и темнового тока (i_c):

 $\dot{\iota}_{c} = \dot{\iota}_{b} - \dot{\iota}_{T}$.

При этом уровень белого определяется при равномерной засветке фотослоя. Отдельно снятая зависимость темнового тока от времени задержки при различных значениях температуры мишени, приведена на фиг. З. Нагрев мишени осуществлялся за счет мощности, рассеиваемой в кадмиконе, его ФОС-е и в предварительном усилителе.

Полученные данные позволяют сделать следующие обобщения:

а) Кадмикону ЛИ-439 присуща значительная инерционность установления тока сигнала, в области освещенностей IOO – 250 лк время установления тока сигнала составляет 0,08-0,3 с.

б) Кадмикон ЛИ-439 обеспечивает сохранение величины тока сигнала (после его установления) в области времен задержки примерно до I с.

в) Темновой ток при температуре мишени 20 ^оС, в области задержки до 2 с составляет менее I/IOO от максимальной величины сигнала. При увеличении температуры мишени до 50 ^оС происходит быстрое увеличение темнового тока до значений, соизмеримых (в области задержек больше 0,3 с) со значениями тока сигнала при использованных импульсных освещенностях (< 250 лк).

г) При длительной работе кадмикона с малым числом строк в кадре наблюдается изменение свойств участков мишени, подверженных воздействию коммутирующего дуча. Эти изменения проявляются, в первую очередь, в виде увеличения темнового тока на коммутируемых участках.

Литература

I. Кривошеев М.И. Основы телевизионных измерений. М., Связь, 1976. 536 с.

2. В и льдгрубе Г.С. и др. Новые советские передающие телевизионные приборы. - Техника кино и телевидения, 1977, № 10, с. 42-49.

3. Горохов В.П. и др. Кремниконн ЛИ-446 в режиме импульсного экспонирования микросекундной длительности. – Техника кино и телевидения, 1978, № 3, с. 49-52.

S. Morozov, T. Trofingts, E. Schults

Memorizing and Inertial Characteristics of Cadmicon

Summary

Characteristic features of TV picture tube working with separated exposing and reading processes are determined. The results of experimental research of cadmicon characteristics when working in the above condition are given. № 52T

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED TPYJII TAJJUHCKOFO HOJNTEXHUYECKOFO UHCTUTYTA

УДК 621.317.79:681.121.8

М.Э. Тоомет

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СТАЕИЛИЗАЦИИ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ РАСХОДА (ЭПР) В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ПРОВОДИМССТЕЙ ИЗМЕРЯЕМОЙ ЖИДКОСТИ (ИЖ)

Одной из возможностей стабилизации коэффициента передачи ЭПР является стабилизация элементов, определяющих его значение. Другой возможностью является непрерывное автоматическое регулирование коэффициента передачи ЭПР при относительно нежестких требованиях к стабильности элементов. Для автоматической стабилизации коэффициента передачи измерительного тракта может быть использован пробный сигнал [1]. Поскольку контролю подчиняется только та часть тракта полезного сигнала, через которую проходит пробный сигнал, в рассматриваемом случае целесообразно его подать через ИЖ с помощью дополнительного электрода.

Для оценки эффективности использования пробного сигнала в целях стабилизации коэффициента передачи ЭПР, нужно определять коэффициенты передачи ЭПР для полезного И пробного сигналов и выяснить их взаимосвязь. Ввиду CIMметричности достаточно анализировать работу только половины ЭПР. электрическая эквивалентная схема (ЭЭС) которой изображена на фиг. I. Рассматривается вариант ЭПР с изолированными от ИЖ электродами. Тенерируемый в половине объема активной зоны ЭПР полезный сигнал 1/2 Ur через проводимость половины объема ИЖ шунтируется проводимостью пустого ЭПР 2Yu1 [2], изображающий эффект ослабления генерируемого в ЭПР электрического поля за счет поляризации ИЖ. Усл и Усл изображают проводимости изоляционной пленки измерительного и вспомогательного электродов. На вспомогательный электрод З подается напряжение пробного сигнала Un. Yuz учитывает паразитную связь между

вспомогательным и измерительным электродами. Ү_{шэ} учитывает входную проводимость высокоимпедансного повторителя с единичным коэффициентом передачи, усилитель с коэффициентом передачи К_к вместе с проводимостью Ү_к образуют компенсационную цепь положительной обратной связи (ПОС). Коэффициент передачи полезного сигнала для рассматриваемой эЭС

$$T_{c} = \frac{2Y_{HK}}{2Y_{HK} \left(1 + Y_{H} \frac{Y_{c1} + Y_{c2}}{Y_{c4} Y_{c2}}\right) + 2Y_{u1} + Y_{H} \left(1 + 2Y_{u1} \frac{Y_{c1} + Y_{c2}}{Y_{c1} Y_{c2}}\right)}, \quad (I)$$
$$Y_{H} = Y_{u2} + Y_{u3} + Y_{K} (1 - K_{K}).$$

где

Для обеспечения инвариантности T_c от электрических параметров ИХ, т.е. от Y_{κ} нужно, чтобы чувствительность T_c относительно Y_{κ}

$$S_{Y_{\mathcal{H}}}^{T_{c}}=0, \qquad (2)$$

что выполняется при

$$2Y_{u_1} + Y_{u} \left(1 + 2Y_{u_1} \frac{Y_{c_1} + Y_{c_2}}{Y_{c_1}Y_{c_2}} \right) = 0,$$

откуда получается условие полной компенсации всех проводимостей, шунтирующих сигнал

$$Y_{\kappa}(1-K_{\kappa}) = -\left(\frac{2Y_{\omega_{1}}Y_{c_{1}}Y_{c_{2}}}{Y_{c_{1}}Y_{c_{2}}+2Y_{\omega_{4}}(Y_{c_{1}}+Y_{c_{2}})} + Y_{\omega_{2}}+Y_{\omega_{3}}\right).$$
 (3)

При выполнении (2)

$$T_c = 1 + 2Y_{w1} \frac{Y_{c1} + Y_{c2}}{Y_{c1}Y_{c2}}$$

Коэффициент передачи пробного сигнала

$$T_{n} = \frac{\frac{2(Y_{w}+Y_{w1})Y_{c1}Y_{c2}}{2(Y_{w}+Y_{w1})(Y_{c1}+Y_{c2})+Y_{c1}Y_{c2}} + Y_{w2}}{\frac{2(Y_{w}+Y_{w1})Y_{c1}Y_{c2}}{2(Y_{w}+Y_{w1})(Y_{c1}+Y_{c2})+Y_{c1}Y_{c2}} + Y_{w2}+Y_{w3}+Y_{\kappa}(1-K_{\kappa})}$$

При поддержании с помощью системы автоматического регулирования постоянного коэффициента передачи пробного сигнала, компенсируется, в зависимости от численных значений Т_п и Ү_ж, большая или меньшая часть шунтирующих сигналов проводимостей. При полной компенсации шунтирующих проводимостей, т.е. при выполнении (3)

$$T_{n} = \frac{\frac{2(Y_{kk} + Y_{ut})Y_{c1}Y_{c2}}{2(Y_{kk} + Y_{ut})(Y_{c1} + Y_{c2}) + Y_{c1}Y_{c2}} + Y_{u2}}{\frac{2Y_{kk}(Y_{c1}Y_{c2})^{2}}{[(2Y_{u1} + 2Y_{kk})(Y_{c1} + Y_{c2}) + Y_{c1}Y_{c2}][2Y_{u1}(Y_{c1} + Y_{c2}) + Y_{c1}Y_{c2}]} \cdot (4)$$

Из (4) видно, что при обеспечении инвариантности передачи полезного сигнала от электрических параметров ИЖ коэффициент передачи пробного сигнала не является постоянным, а должен следить за изменениями электрических параметров ИЖ.

Формулы для описания работы ЭПР с контактирующими с ИЕ электродами можно получить из соответствующих формул для ЭПР с изолированными от ИЕ электродами при устремлении Ч_{сл} и Ч_{с2} в бесконечность.



Фиг. 1.

Таким образом, поддерживание постоянного коэффициента передачи пробного сигнала не обеспечивает инвариантности коэффициента передачи ЭПР от электрических параметров ИЖ, поскольку внутренние проводимости генераторов полезного и пробного сигналов совпадают только частично (см. фиг. I). Отличие внутренних проводимостей генераторов полезного и пробного сигналов носит принципиальный характер, поскольку для полезного сигнала проводимость пустого ЭПР 2Y_{ш4} является щунтирующей проводимостью и отображает ослабление генерируемого движущимся потоком ИЖ электрического поля за счет явления поляризации ИЖ, в то время как для пробного сигнала 2Y_{ш4} является частью внутренней проводимости генератора.

Выводы

I. При обеспечении инвариантности коэффициента передачи ЭПР от электрических параметров ИЖ коэффициент передачи пробного сигнала должен зависеть от электрических параметров ИЖ.

2. Из-за малой эффективности применение пробного сигнала в ЭПР, предназначенных для работы в широком диапазоне проводимостей ИЖ, для стабилизации коэффициента передачи полезного сигнала целесообразно применить неследящий способ компенсации шунтирующих сигнал проводимостей, причем к стабильности как компенсируемых проводимостей, так и компенсирующей проводимости предъявляются самые жесткие требования.

Литература

I. Гринберг И.П., Таранов С.Г. Самонастраивающиеся измерительные усклители с пробным сигналом. М., Энергия, 1978. 96 с.

2. Cushing, V. Elektromagnetic flowmeter. - The Review of Scientific Instruments. 1965, v. 36, N 8, p. 1142-1148.

M. Toomet

The Analysis of Methods for Stabilizing the Transfer Function of the Electromagnetic Flow Transducer in a Wide Range of Electrical Parameters of Measured Fluid

Summary

The low efficiency of using the pilot signal is shown. The equation is found according to which the transfer function of the electromagnetic flow transducer is invariant of the electrical parameters of the measured fluid.



№ 52I

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА УДК 621.375:681.121.8

Ю.П. Мальцев

ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ КОНВЕРТОРОВ ИМПЕДАНСА СО СЛЕДЯЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ВО ВХОДНЫХ ШЕПЯХ

Современные конверторы импеданса, как правило, содержат входные цени, реализующие функции гальванической развязки источника сигнала, а также утечки и обеспечения режима входного электрода первого активного элемента схемы. Для устранения щунтирования высокого входного импеданса конвертора импедансом входной цепи, последний обыкновенно включается в цепь следящей обратной связи, охватывающей также паразитную емкость монтажа. При этом, вследствие действия обратной связи, возможен выброс частотной характеристики конвертора [1].

Анализ и проектирование прецизионных конверторов импеданса затрудняются отсутствием в известной литературе описания связи параметров указанного выброса с ОСНОВНЫМИ параметрами входной цепи конвертора. Для обеспечения монотонности частотной характеристики рекомендованы различные [I. 2] условия выбора значений или вида элементов входной цепи. Однако данные эксперимента указывают на сохранение определенной немоноточности частотной характеристики устройства также в случае выполнения любого из рекомендованных условий и на ограниченную применимость предложенных изменений, особенно в случаях конверторов весьма высоких импедансов. Ниже приведены некоторые результаты анализа передаточной функции такого конвертора, полученные на примере входного устройства электромагнитного расходомера.

Типичный конвертор высокого импеданса на основе повторителя напряжения (фиг. I) содержит во входных цепях емкость связи СI, резистор утечки R1 и вспомогательную разделительную цепь подачи напряжения следящей обратной связи R2C2. В случае достижения весьма высокого входного

45

импеданса необходим также учет паразитной емкости цепи утечки СЗ и распределенной емкости монтажа относительно эквипотенциального экрана С4.

Для упрощения анализа использован метод локальных подсхем [3]. При выполнении соблюдающихся на практике условий независимости подсхем (здесь: R1>>R2,C2 >> C3) и IONYцении идеальности активного элемента (R_{bx}-∞, R_{bby}-0), pacсматриваемая схема в силу принципа суперпозиции может быть представлена обобщенной структурой, основное уравнение которой

$$V_{Bbix} = (V_{bx}\dot{T}_1 + V_{bbix}\dot{T}_2\dot{T}_3 + V_{bbix}\dot{T}_4) \kappa,$$

где

передачи от точек "а" и "с" к точке "в" соответственно:

передачи от точки "е" к точкам "с" и "в" C0ответственно.



Фиг. 1. Электрическая схема конвертора импеданса с емкостно-резистивной входной цепью, охваченной следящей обратной связью.

При этом передаточная функция обобщенной входной цепи COставит

$$|\dot{\mathsf{T}}| = \frac{\mathcal{V}_{bbix}}{\mathcal{V}_{bx}} = \frac{\kappa \dot{\mathsf{T}}_{i}}{i - \kappa (\dot{\mathsf{T}}_{2} \dot{\mathsf{T}}_{2} + \dot{\mathsf{T}}_{4})}.$$
 (1)

Выражение (I) в силу обобщенности справедливо для входных цепей произвольного вида (емкостно-резистивных, диодно-резистивных, трансформаторных и т.д.) с аналогичной структурой.

Для распространенного случая емкостно-резистивной входной цепи фиг. І, после подстановки соответствующих передач

локальных подсхем (I) примет вид

$$T(s) = \frac{\kappa s C1(s C2 + G4 + G2)}{s C1(s C2 + G1 + G2) + s C3(G1 + G2) + (1 - \kappa)[s C4 G2 + s C2G1 + s C2(C3 + C4)]} \cdot (2)$$

Представляют интерес выявление ансамбля описываемых (2) частотных характеристик конвертора, а также оценок значения и частоты максимума выброса последних в <u>мункции</u> параметров входной цени.

При принятии допущения к ---1, учете условия G2>>G1 и упрощающих подстановках, [2] может быть приведена к форме



Фиг. 2. Асимптотические частотные характеристики конвертора импеданса при комплексных полюсах передаточной функции.

Полученная функция характеризуется нулями при $\omega_{zL} = 0, \omega_{zH} = 1/\tau_2$ и полюсами, комплексно-сопряженными в случае $\tau_1 < 4/(1+\alpha)^2 \tau_2$. При этом возможны распределения нулей и полюсов

 $\omega_{zH} > \omega_{pC}; \ \omega_{zH} < \omega_{pC}; \ \omega_{zH} = \omega_{pC}, \ (4)$

условия реализации которых могут быть получены путем подстановки в (4) корней (3). Асимптотические частотные характеристики конвертора и условия их реализации для рассматриваемых случаев приведены на фиг. 2. Как следует из полученных данных, выброс частотной характеристики конвертора имеет место также при $\omega_{zH} > \omega_{pC}$, где $\omega = 1/\sqrt{\tau_{4}\tau_{2}}; \alpha < 1$. В случае действительных полюсов передаточной функции возможны ситуации

 $ω_{zH} < ω_{pL,H}; ω_{pL} < ω_{zH} < ω_{pH}; ω_{zH} > ω_{pL,H}; ω_{zH} = ω_{pL,H},$ (5) условия реализации которых могут быть получены аналогично. Асимптотические частотные характеристики конвертора и условия их реализации для указанных случаев приведены на фит. 3.

T1 2 (1+ 1)2 T2 $W_{ZI} = \Pi$ WZH WPL WPH T NPH=WPL WZH (WPL 2>1 Tik 12. WPL WZH WPH (A)PH > (A)TH WZH> WPL WPH=WPL T 2<1: T12. WZH>WPH WPL WPH WZH WPH=WZH () WPL=WZH T 2>1; 2<1; WPH (WPL=WZH): WZH= WP Z1=-WPL (WPH=WZH): (A) PH = (A) PI = (A) TH

Фиг. 3. Асимптотические частотные характеристики конвертора импеданса при действительных полюсах передаточной функции.

Как следует из полученных данных, выброс частотной характеристики имеет место при $\tau_2 > \tau_4 \alpha$, в распространенном случае $\alpha = 0$ он существует при любом соотношении τ_2/τ_4 .

Представляет интерес оценка зависимости характеристик данного выброса от параметра τ_2/τ_4 . После разделения (2) на мнимую и реальную части и дополнения числителя последней до неправильной дроби, при упрощающем допущении к -- 4 можно получить модуль передаточной функции конвертора в виде

$$|\mathsf{T}| = \sqrt{1 + \mathsf{F}(\omega)}, \qquad (6)$$

тде F(ω) =
$$\frac{2\omega^2 \tau_4 \tau_2 - 1}{(1 - \omega^2 \tau_4 \tau_2)^2 - \omega^2 \tau_4^2}$$

Анализ функции $F(\omega)$ показывает наличие у нее максимума при $\omega \approx 1/\tau_4 \sqrt{(1 \div 2)\tau_2/\tau_4}$, в этом случае (6) достигает значения

$$|\dot{\mathsf{T}}|_{\max} = |\dot{\mathsf{T}}|(1+\delta) \approx \sqrt{1 - \frac{\tau_2}{\tau_1}}, \qquad (7)$$

где б - относительная интенсивность максимума.

Таким образом, для снижения относительной величины выброса частотной характеристики конвертора импеданса ниже заданного значения δ при | T | +1, δ <<1, согласно (7) необходим выбор

При этом, с целью сохранения высокого входного импеданса конвертора, достижение требуемого соотношения желательно обеспечивать увеличением сопротивления цепи утечки. Отме-



Фиг. 4. Частотные характеристики конвертора импеданса со следящей обраткой связью при различных параметрах входной цепи. тим, что граничному случаю выполнения рекомендованного [2] условия монотонности | $\tau_4 = \tau_2$ | соответствует, согласно (7), относительная неравномерность частотной характеристики конвертора +3 дБ.

Полученные соотношения были проведены в эксперименте на макете конвертора импеданса с использованием линейной микросхемы операционного усилителя, имевшей $\kappa = 0.9999$ и $\tau_4 = 5 \cdot 10^{-4}$ с при $\tau_2 = 5 \cdot 10^{-3} - 5 \cdot 10^{-5}$ с. На фит. 4 приведены частотные зависимости модуля передаточной функции конвертора при различных соотношениях τ_2/τ_4 , измеренные и рассчитанные на ЭВМ по выражению (6). Различие результатов расчета и эксперимента не превышает суммы погрешностей их оценок, что может быть расценено как вполне удовлетворительное совпадение.

Выводы

I. Входные цепи конверторов импеданса произвольного вида с аналогичной структурой могут быть описаны передаточной функцией обобщенной входной цепи, для получения которой удобен метод локальных подсхем.

2. Частотная характеристика конвертора импеданса со следящей обратной связью может иметь выброс как при комплексных, так и при действительных полюсах передаточной функции.

3. Частота и максимальное значение выброса частотной характеристики конвертора с емкостно-резистивной входной ценью могут быть с приемлемой для практики точностью связаны простыми соотношениями с постоянными времени цепей утечки и следящей обратной связи.

Литература

І. Мигулин И.Н., Чаповский М.З. Усялительные устройства на транзисторах (проектирование). Киев, Техника, 1971. 324 с.

2. Мигулин И.Н., Чаповский М.З. Усилительные устройства на транзисторах (проектирование). Изд. 2-е, испр. и доп. Киев, Техника, 1974. 428 с.

3. Гринберг И.П., Таранов С.Г. Самонастраивающиеся измерительные усилители с пробным сигналом. М., Энергия, 1978. 96 с.

Y. Maltsev

Übertragungsfunktionen von Impedanzwandlern mit Bootstraprückkopplung in Eingangsleitungen

Zusammenfassung

Es werden NF-Teile von Frequenzkurven bei hochohmigen Impedanzwandlern mit verschiedenen Eingangsleitungsparametern betrachtet und Berechnungen des Maxima des Übertragungskoeffizienten sowie die Angaben des Experiments dargelegt.



Nº 521

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.382:2:658.5

Ю.П. Рятсеп

СИСТЕМНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО МИКРОКЛИМАТА НА КАЧЕСТВО ИНТЕГРАЛЬНЕХ МИКРОСХЕМ

В настоящее время параметры технологического микроклимата (ТМ) и нормы на них определены действующим ОСТ ПО.050.001-74, распространяющимся на широкий ассортимент изготовляемых полупроводниковых приборов и ИС. В [1,2] рассмотрены условия производства, обеспечивающие заданный уровень качества выпускаемых ИС, в том числе следующие нормативные параметры ТМ: запыленность q (частиц на литр); температура t (^OC); относительная влажность φ (%).

При существующей тенденции уменьшения размеров рабочих элементов ИС-ов резко возрастает уровень требований для ТМ. А это значит, что для создания управляемого технологического процесса производства с высоким процентом выхода годных необходим постоянный контроль за фактическим уровнем ТМ и влиянием ТМ на качество изделий, а также регулярный пересмотр норм параметров ТМ в зависимости от типа выпускаемого изделия, в частности от плотности интеграции и площади кристалла ИС.

В настоящей работе предлагается методика оценки комплексного влияния параметров ТМ на выход годных ИС, которая позволяет обойти ряд ограничений, необходимых при построемии регрессионных уравмений традиционным способом [3].

С этой целью было выбрано два основных направления исследования:

- определение бинарных регрессионных зависимостей между параметрами технологического микроклимата X и показателями качества Y по принятым интервалам этих параметров;

- определение комплексного влияния параметров ТМ на выход годной продукции путем кластеризации наблюдений.

Исследование бинарных зависимостей между параметрами X и Y проводится на базе матрицы частот $B = |b_{\kappa, l}|$, где $\kappa \in [1, K]$; $l \in [1, L]$; K и L – количество интервалов, определенных исходя из характера распределения X и Y параметров соответственно; $b_{\kappa, l}$ – частота, соответствующая числу наблюдений к-го интервала параметра X при l-том интервале параметра Y.

На основе матрицы В для каждого интервала к параметра X определяется значение регрессионной функции $y_{\kappa} = = \Re(X_{\kappa})$. Характер зависимости между параметрами X и Y отображается линией, соединяющей точки, соответствующие значениям регрессионных функций $y_{\kappa} = \Re(X_{\kappa})$ при $\kappa = 1 \div K$.

Благодаря рассмотрению зависимости между X и Y в каждом интервале к в отдельности уменьшается степень усреднения за счет сглаживания, характерного типичному расчету уравнений регрессии и открывается возможность прогнозирования значения Y по известному значению параметра X с заданной вероятностью.

Представление наблюдений посредством векторов состояний $\langle X_i \rangle = \langle \kappa_{i,1}, \dots, \kappa_{i,n}, \dots, \kappa_{i,N} \rangle$, где $i \in [1, I]$, $n \in [1, N]; I$ – количество наблюдений; N – количество параметров TM; $\kappa_{i,n}$ – интервал значения i-го наблюдения n-го параметра состояния, позволяет определить характерные состояния исследуемого TM.

Наблюдения, идентичные по векторам состояния, образуют исходную по номинальным значениям совокупность и представлены в виде кластеров С(X).

Идентификатором кластера служит его вектор состоямия. Следовательно, совокупность наблюдений с идентичными векторами состояний $\{\langle X_i \rangle\}$ образуют кластер $\{\langle X_i \rangle\}_j \subseteq G_j(X)$, где $j \in [4, J]; J$ – максимально возможное количество кластеров.

По параметру Y каждый отдельный кластер $C_j(X)$ характеризуется соответствующим математическим ожиданием $\mathcal{M}_j(Y)$, являющимся отражением выхода годных при данном состоянии TM [4].

Для представления структуры комплексного влияния ТМ на выход годных строится направленный граф Г(YX|C(X), G).

Составными элементами графа являются [5]:

- вершины, отображающие математические ожидания $\mathcal{M}(Y)$ выхода годных для кластера C(X);

- дуги, отображающие отношения сходства {G} между кластерами и соединяющие вершины математических ожиданий $\mathcal{M}(Y)$.

Под отношением сходства G подразумевается такое отношение между кластерами, при котором значение одного параметра n в векторе состояния (X_j) меняется в разрезе значения одного интервала (к + 1(n)) при условии инвариантности значения остальных N-1 параметров состояния TM.

Существенным моментом представления структуры комплексного влияния ТМ являются пути сходств {T}, последовательно соединяющие отношения сходства G в соответствии с увеличением параметра n в векторе {X_j} в разрезе одного интервала. Каждый путь сходства Т представляет собой зависимость выхода годных Y от одного параметра состояния технологического микроклимата X_n при инвариантности остальных.

Моделью влияния ТМ на выход годных считается математическое описание графа Г(YX | C(X), G) и его элементов, что может быть реализовано при помощи матрицы смежности или матрицы инцедентности.

В качестве характерного примера применения предлагаемой методики рассмотрим влияния q,t и ф воздушной среды на участке технохимии на выход годных в ходе исследования влияния ТМ в производственных помещениях изготовления МОП БИС различной плотности интеграции по типовой планарной технологии.

Представленный пример охватывает I=800 наблюдений. Параметры ТМ: q, t и φ измерялись одновременно в заданном объеме помещения. Пределы принятых интервалов этих параметров следующие: для q (частиц на литр), к_{i.d}-[I70-270],

 $\begin{array}{l} \kappa_{2,q} = (271-320], \ \kappa_{3,q} = (320-380], \ \kappa_{4,q} = (380-500], \ \kappa_{5,q} = (500-840]; \\ \texttt{gas} \ t \ (^{\circ}C), \ \kappa_{4,t} = [16-18], \ \kappa_{2,t} = (18-19], \ \kappa_{3,t} = (19-20], \ \kappa_{4,t} = (20-21], \\ \kappa_{5,t} = (21-23]; \ \texttt{gas} \ \phi \ (\%), \ \kappa_{4,\phi} = [24-40], \ \kappa_{2,\phi} = (40-50], \ \kappa_{3,\phi} = (50-60], \ \kappa_{4,\phi} = (60-76]. \end{array}$

На фиг. I изображен граф сходства состояний Г(YX | C(X),G), отображащий статистические закономерности комплексного



влияния параметров ТМ участка технохимии на выход годных. Идентификатор каждого состояния технологического микроклимата $C_j(X)$, вектор $\langle X_j \rangle$ изображен на фиг. I номерами В круге. Например, $\langle X_j \rangle = \langle 2, 4, 3 \rangle$ означает, что в данном состоянии с в пределах 270-320 част./д, t в пределах 20-21 °С и φ в пределах 50-60 %.

Для сравнения на фиг. І отображена также регрессионная линия $Y = \Re(q)$, показывающая, что кластеризация наблодений по параметрам ТМ позволяет разделить функцию $Y = \Re(q)$ на семейство путей сходств $\{T\}$, определяющее зависимости выхода годных Y от действительных состояний ТМ. С другой стороны, граф $\Gamma(YX|C(X),G)$ отображает влияние t и φ на выход годных при $q \approx \text{const}$. Это позволяет определить оптимальные значения t и φ , обеспечивающие наибольший выход годных при заданном уровне запыленности.

Предлагаемая методика рекомендуется к использованию в условиях реального производства и имеет следующие преимущества:

- возможность количественного определения оптимальных режимов ТМ посредством модели комплексного влияния ТМ на выход годных;

- повыжение выхода годных за счет установления оптимальных значений норм параметров ТМ с учетом типа выпускаемого изделия;

- обеспечение предпосылки разработки системы оперативного контроля ТМ на основе возможности прогнозирования выхода годных.

Імтература

I. Куприянов И.П. Технологический микроклимат. М., Советское радио, 1976, 176 с.

2. Хансен Э.А. Пуусепп М.Э. Система контреля микроклимата в производстве интегральных схем. Электронная промышленность, вып. 2(4), 1971, с. 88.

3. Марнак М.И. Некоторые проблемы построения и интерпротации регрессиенных уразнений. - Надежность и контроль качества. 1975, № 1. 4. Diday, E., Simon, C. Clustering analysis. - Comuna and Cybern., v. 10, Berlin a.o., 1976, p. 47-97.

5. Басакер Р., Саати Т. Конечные графы и сети. М., Наука, 1974, 368 с.

Ü. Rätsep

Evaluation of Influence of the Plant Environment Parameters on the Quality of Integrated Circuits

Summary

In the present investigation methods for evaluation of composite influence of the plant environment parameters on the acceptable yield of IC production have been proposed. The proposed methods are based on the binary repression relationships in the range of accepted intervals and in the range of the following clustering of observation data. The methods are recommended for prediction of the acceptable production yield in the real plant conditions.

Содержание

I.	Арро И.О. Линейные алгебраические уравнения	
	в задачах декомпозиции сигнала	3
2.	Арро И.О. Цифровая инверсная фильтрация с	
	зеркально-симметричным преобразованием	9
3.	Лумберг Т.И., Суллакатко Т.Ю. Применение	
	теплицевых матриц при обработке перекрывающих-	
	СЯ ИМПУЛЬСОВ	13
4.	Нийнсалу У.А., Пунгар Э.М. Моделирование алго-	
	ритмов предварительной обработки пространст-	
	венно-временных сигналов	19
5.	Михкельсоо В.Т., Шульц Э.А. Телевизионная	
	цифровая регистрация спектрохронограмм	25
6.	Морозов С.В., Трофимец Т.Н., Шульц Э.А. Запо-	
	минанщие и инерционные свойства кадмикона.	33
7.	Тоомет М.Э. Анализ возможностей стабилизации	
	коэффициента передачи электромагнитного пре-	
	образователя расхода в широком диапазоне про-	
	водимостей измеряемой жидкости	39
8.	Мальцев Ю.П. Передаточные функции конверторов	
	импеданса со следящей обратной связью во	
	ВХОДНЫХ ЦЕПЯХ	45
9.	Рятсеп Ю.П. Системное исследование влияния	
	технологического микроклимата на качество ин-	
	тегральных микросхем	53





Цена 55 коп.