

только при $q \geq 10$. Поэтому радикальным средством их уменьшения, а также, естественно, и случайных ошибок является повышение отношения С/Ш в канале обработки, особенно при изменении доплеровских сдвигов в большом частотном диапазоне. Достаточно простое и эффективное средство решения данной задачи — проведение предварительной фильтрации измеряемого сигнала набором полосовых фильтров и затем подключение к каналу ДКМ измерения частоты выхода фильтра с максимумом спектральной плотности. Аналогичные системы успешно работают в акустических лоаторах, где в качестве интерполятора используется канал МСН [5].

Величина случайной ошибки определяется преимущественно длиной исследуемой реализации T . При достаточно больших T , вернее при $T \gg 1/2\Delta f_{\text{д.с.}}$, эти ошибки могут быть незначительны. В других случаях для обеспечения достоверности измерений необходимо применять усреднение первичных результатов, полученных с помощью ДКМ.

Из сравнения ДКМ и МСН можно сделать вывод о том, что ошибки измерений частоты в большинстве практических ситуаций для обоих методов примерно одинаковы, ДКМ имеет преимущество лишь при больших q или при измерении малых доплеровских сдвигов.

В заключение отметим, что проведенное в [1] экспериментальное исследование точностных характеристик ДКМ путем имитации доплеровских сдвигов узкополосных случайных сигналов относительно шума в полосе пропускания приемной системы подтверждает вышеизложенные теоретические выводы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Галкин В. П., Красенко Н. П., Трофимов Ю. С. и др. Моностабильный акустический лоатор МАЛ-1 для измерения скорости ветра и исследования структуры пограничного слоя атмосферы.— Томск, 1981. (Препринт/АН СССР, Сиб. отд-ние, ИОА; 40).
2. Owens E. J. Microcomputer-controlled acoustic echo sounder // NOAA Technical Memorandum ERL WPL-21.— Colorado, Boulder, 1977.
3. Дженкинс Г., Ватте Д. Спектральный анализ и его приложения.— М.: Мир, 1974, т. 1.
4. Тихонов В. П. Выбросы случайных процессов.— М.: Наука, 1971.
5. Азизян Г. В., Каллистратова М. А., Мартвель Ф. Э. и др. Измерение профиля ветра с помощью сонарного анемометра // Изв. АН СССР. Сер. Физика атмосферы и океана.— 1984.— Т. 20, № 1.

Поступила в редакцию 22 июля 1986 г.

УДК 517.444 : 621.391

М. В. ЗЮЗИН

(Новосибирск)

АЛГОРИТМ СБОРКИ ОБРАТНЫХ ФИЛЬТРОВ

Пусть на равномерной сетке $\Omega = \{0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$ заданы значения некоторого экспериментального сигнала $f(n)$. Прямая задача цифровой обработки состоит в том, чтобы подействовать на $f(n)$ цифровым фильтром

$$\Phi f(n) = g(n), \quad (1)$$

осуществляющим заданное преобразование

$$\Phi e^{i\xi n} = K(\xi) e^{i\xi n} \quad (2)$$

функций $e^{i\xi n}$ с частотной характеристикой $K(\xi)$ на интервале $[0, 2\pi]$.

Напомним [1], что сверткой функций $k_1(n)$ и $k_2(n)$ называется операция

$$k_1 * k_2(n) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} k_1(l) k_2(n-l), \quad (3)$$

а символом $\widehat{*}$ обозначается преобразование типа свертки

$$k_1 \widehat{*} k_2(n) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} k_1(l) k_2(n+l). \quad (4)$$

Цифровой фильтр (1), (2) представляет собой преобразование типа свертки

$$\Phi f(n) = \widehat{k} * f(n), \quad (5)$$

ядро (импульсная характеристика) которого имеет вид

$$k(n) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K(\xi) e^{-i\xi n} d\xi. \quad (6)$$

Частотная характеристика фильтра, в свою очередь, имеет следующую связь с ядром $k(n)$:

$$K(\xi) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} k(l) e^{i\xi l}. \quad (7)$$

При численной реализации цифровой обработки сигнала $f(n)$ импульсную характеристику $k(n)$ заменяют локальной функцией.

Часто в приложениях (например, при восстановлении звуковых и радиолокационных сигналов, изображений и т. д.) приходится решать обратную задачу. Известен выходной сигнал $g(n)$, полученный при искажении информативного сигнала $f(n)$ преобразованием с заданным ядром $k(n)$ (как правило, локальным):

$$\widehat{k} * f(n) = g(n). \quad (8)$$

Необходимо восстановить сигнал $f(n)$. Ядро $k(n)$ называют аппаратной функцией [2].

Существует ряд приемов восстановления функции $f(n)$ [2, 3]. Иногда с этой целью используется быстрое преобразование Фурье. В этом случае возникают определенные сложности, если частотная характеристика $K(\xi)$ фильтра (8) имеет нули на интервале $[0, 2\pi]$.

Другой прием связан с использованием обратных фильтров [3]. Требуется построить цифровой фильтр с импульсной характеристикой $\tilde{k}(n)$, действующий на выходной сигнал $g(n)$ так, чтобы

$$\tilde{f}(n) = \tilde{k} \widehat{*} g(n) = (\tilde{k} * k) \widehat{*} f(n) \quad (9)$$

мало отличался от $f(n)$. Другими словами, необходимо, чтобы для заданного $\varepsilon > 0$ результирующий фильтр с ядром

$$q(n) = \tilde{k} * k(n) \quad (10)$$

имел частотную характеристику $Q(\xi)$, удовлетворяющую условию

$$\max_{\xi \in [0, 2\pi]} |Q(\xi) - 1| < \varepsilon. \quad (11)$$

Если аппаратная функция $k(n)$ является локальной, то импульсная характеристика $\tilde{k}(n)$ идеального обратного фильтра

$$\tilde{k} * k(n) = \delta(n) = \begin{cases} 1, & n = 0; \\ 0, & n \neq 0, \end{cases} \quad (12)$$

всегда имеет неограниченный носитель. Поэтому такой фильтр на практике не реализуем. Коэффициенты функции $\tilde{k}(n)$ (12) могут быть вы-

числены при помощи простейших рекуррентных соотношений [3], однако усечение бесконечного ряда приводит к появлению нежелательных осциллирующей функции $Q(\xi)$.

В работе предложен способ комбинационной сборки обратных фильтров с локальными ядрами $k(n)$, при котором частотные характеристики $Q(\xi)$ результирующих фильтров удовлетворяют условию (11) для любой наперед заданной ошибки ε . Приводятся примеры расчета обратных фильтров для восстановления искаженных сигналов и изображений.

1. Сходимость частотных характеристик результирующих фильтров. Итак, пусть сигнал $f(n)$ искажен преобразованием

$$k * \widehat{f}(n) = g(n) \quad (13)$$

с заданной аппаратной функцией $k(n)$ и частотной характеристикой $K(\xi)$ (см. (7)). В пп. 1—3 будем предполагать, что функция $K(\xi)$ для всех $\xi \in [0, 2\pi]$ принимает вещественные положительные значения в интервале $[h_1, h_2]$:

$$h_1 = \min_{\xi \in [0, 2\pi]} K(\xi) > 0; \quad h_2 = \max_{\xi \in [0, 2\pi]} K(\xi). \quad (14)$$

Без ограничения общности можно считать, что

$$0 < h_1 < 1 < h_2 < 2; \quad h_2 = 2 - h_1. \quad (15)$$

Введем многочлен $P(x)$ степени N

$$P(x) = \sum_{j=0}^N b_j x^j \quad (16)$$

с некоторыми коэффициентами b_j .

Операцией комбинационной сборки [1] называется преобразование функции $k(n)$ вида

$$k_p(n) = P * (k(n)) = \sum_{j=0}^N b_j k^{*j}(n), \quad (17)$$

здесь $k^{*j}(n)$ — j -кратная свертка функции $k(n)$:

$$k^{*j}(n) = \begin{cases} \underbrace{k * \dots * k(n)}_j, & j = 1, 2, \dots; \\ \delta(n), & j = 0. \end{cases}$$

Пусть многочлен

$$R(x) = xP(x) \quad (18)$$

степени $M = N + 1$ удовлетворяет условиям

$$\begin{aligned} x < R(x) < 1, \quad 0 < x < 1; \\ 1 < R(x) < x, \quad 1 < x < 2. \end{aligned} \quad (19)$$

По рекуррентным соотношениям определим полиномы

$$\begin{aligned} \tilde{R}_1(x) &= R(x); \\ \tilde{R}_{m+1}(x) &= R(\tilde{R}_m(x)); \\ \tilde{P}_m(x) &= \tilde{R}_m(x)/x, \quad m = 1, 2, \dots, \end{aligned} \quad (20)$$

и, пользуясь операцией комбинационной сборки, построим серию обратных фильтров с ядрами

$$\tilde{k}_m(n) = \tilde{P}_m^*(k(n)). \quad (21)$$

Заметим, что частотные характеристики этих фильтров имеют вид

$$\tilde{K}_m(\xi) = \tilde{P}_m(K(\xi)), \quad (22)$$

а частотные характеристики результирующих фильтров —

$$Q_m(\xi) = \tilde{R}_m(K(\xi)). \quad (23)$$

Справедлива

Теорема. Функции $Q_m(\xi)$ равномерно сходятся к единице на интервале $[0, 2\pi]$.

Доказательство следует из равномерной сходимости полиномов $\tilde{R}_m(x)$ к единице на интервале $[h_1, h_2]$.

Совершенно ясно, что для любого $\varepsilon > 0$ существует такой номер \bar{m} , что для всех $m > \bar{m}$

$$\max_{\xi \in [0, 2\pi]} |Q_m(\xi) - 1| < \varepsilon.$$

2. Асимптотически наилучшее приближение. Очевидно, что полиномов $R(x)$, удовлетворяющих условиям (18), (19), бесконечно много. Из этого множества следует выбрать полиномы, являющиеся в некотором смысле наилучшими.

Введем последовательность многочленов $R_L(x)$ произвольной степени L :

$$R_L(x) = 1 - (1 - x)^L. \quad (24)$$

Покажем, что среди всех многочленов $\tilde{R}(x)$ вида (18), (19) степени M полином

$$R(x) = R_M(x) \quad (25)$$

обеспечивает асимптотически наилучшую сходимость функций $Q_m(\xi)$ к единице, т. е. для любого $\tilde{R}(x) \neq R(x)$ найдется $\bar{\delta} > 0$ такое, что для всех δ , $0 < \delta < \bar{\delta}$,

$$\max_{x \in [1-\delta, 1+\delta]} |R(x) - 1| < \max_{x \in [1-\delta, 1+\delta]} |\tilde{R}(x) - 1|. \quad (26)$$

Действительно,

$$\begin{aligned} \max_{x \in [1-\delta, 1+\delta]} |R(x) - 1| &= \max_{x \in [-\delta, \delta]} |x^M|; \\ \max_{x \in [1-\delta, 1+\delta]} |\tilde{R}(x) - 1| &= \max_{x \in [-\delta, \delta]} |\bar{R}(x)|, \end{aligned}$$

где $\bar{R}(x) = 1 - \tilde{R}(1 - x)$. Легко убедиться в том, что для любого многочлена $\tilde{R}(x) \neq x^M$, $\bar{R}(1) = 1$ степени M существует $\bar{\delta} > 0$ такое, что для всех $0 < \delta < \bar{\delta}$

$$\max_{x \in [-\delta, \delta]} |x^M| < \max_{x \in [-\delta, \delta]} |\bar{R}(x)|.$$

Заметим, что полиномы $\tilde{R}_m(x)$, определяемые с помощью многочлена $R(x)$ (см. (25)) рекуррентными соотношениями (20), имеют вид

$$\tilde{R}_m(x) = 1 - (1 - x)^{M^m} \quad (27)$$

и последовательность обратных фильтров с ядрами $\tilde{k}_m(n)$ может быть получена с использованием полиномов $R_L(x)$ возрастающей степени $L = M^m$, $m = 1, 2, \dots$

Рассмотрим серию обратных фильтров с ядрами $k_L(n)$, полученными последовательным увеличением степени L полиномов $R_L(x)$:

$$k_L(n) = P_L^*(k(n)), \quad L = 1, 2, \dots, \quad (28)$$

где
$$P_L(x) = \frac{R_L(x)}{x} = \sum_{j=0}^{L-1} (1-x)^j. \quad (29)$$

Первые несколько многочленов $P_M(x)$ имеют вид

$$\begin{aligned} P_1(x) &= 1; & P_2(x) &= 2 - x; & P_3(x) &= 3 - 3x + x^2; \\ P_4(x) &= 4 - 6x + 4x^2 - x^3; & P_5(x) &= 5 - 10x + 10x^2 - 5x^3 + x^4. \end{aligned}$$

Поделим на сигнал $g(n)$ обратным фильтром с ядром (28). Введем функцию

$$k_\delta(n) = \delta(n) - k(n).$$

Восстановленный сигнал

$$\tilde{f}(n) = g(n) + k_\delta \widehat{*} g(n) + \dots + k_\delta^{*M-1} \widehat{*} g(n). \quad (30)$$

Разумеется, частотные характеристики

$$Q_L(\xi) = R_L(K(\xi)) \quad (31)$$

результатирующих фильтров с ядрами $q_L(n) = R_L^*(k(n))$ равномерно сходятся к единице на интервале $[0, 2\pi]$. Оценим скорость сходимости функций $Q_L(\xi)$ к единице. Предположим, что в некоторой точке ξ_0 частотная характеристика $K(\xi)$ отличается от единицы на величину $\varepsilon_0 = |K(\xi_0) - 1|$.

В силу условий (15) $\varepsilon_0 < 1$ и последовательность $Q_L(\xi_0)$, $L = 1, 2, \dots$, сходится к единице по степенному закону: $|Q_L(\xi_0) - 1| = \varepsilon_0^L$. В свою очередь,

$$\max_{\xi \in [0, 2\pi]} |Q_L(\xi) - 1| = (1 - h_1)^L \rightarrow 0 \text{ при } L \rightarrow \infty. \quad (32)$$

3. Наилучшее равномерное приближение. В предыдущем разделе были рассмотрены многочлены $R_L(x)$ вида (24), обеспечивающие асимптотически наилучшую сходимость частотных характеристик $Q_L(\xi)$ результирующих фильтров к единице. Однако такие многочлены не дают наилучшей равномерной сходимости функций $Q_L(\xi)$. В дальнейшем будут построены полиномы, обладающие указанным свойством.

Потребуем, чтобы функция $Q_L(\xi)$ вида (31) удовлетворяла условию

$$\min_{R_L(x)} \max_{\xi \in [0, 2\pi]} |Q_L(\xi) - 1| = \varepsilon_L. \quad (33)$$

Это означает, что полином $R_L(x)$, имеющий корень $x = 0$, должен наименее уклоняться от единицы в интервале $[h_1, h_2]$:

$$\min_{R_L(x)} \max_{x \in [h_1, h_2]} |R_L(x) - 1| = \varepsilon_L. \quad (34)$$

Для построения такого полинома следует воспользоваться техникой многочленов Чебышева [4].

Многочлены Чебышева на интервале $[-1, 1]$ определяются по следующим рекуррентным соотношениям:

$$T_0(x) = 1, \quad T_1(x) = x,$$

$$T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x), \quad n = 1, 2, \dots$$

Среди всех многочленов с единичным старшим коэффициентом нормализованные многочлены Чебышева $\bar{T}_n(x) = T_n(x)/2^{n-1}$, $n \geq 1$, обладают тем свойством, что они наименее уклоняются от нуля на интервале $[-1, 1]$.

Произведем замену переменной x :

$$y(x) = (2x - h_1 - h_2)(h_2 - h_1).$$

Функция $y(x)$ принимает значения в интервале $[-1, 1]$ при $x \in [h_1, h_2]$. Полиномы Чебышева $\bar{T}_n(x) = T_n(y(x))$ связаны с интервалом $[h_1, h_2]$. Поскольку $h_1 > 0$ и $\bar{T}_n(0) \neq 0$, интересующий нас полином $R_L(x)$ имеет вид

$$R_L(x) = 1 - (\bar{T}_L(x)/\bar{T}_L(0)). \quad (35)$$

Пример 1. Пусть сигнал искажен фильтром с аппаратной функцией

$$k(n) = \begin{cases} 1, & n = 0; \\ \frac{1}{4}, & n = \pm 1; \\ 0, & |n| > 1. \end{cases}$$

Частотная характеристика фильтра $K(\xi) = 1 + (\cos \xi)/2$ имеет следующие экстремальные значения: $h_1 = 1/2$, $h_2 = 3/2$. Полиномы $P_L(x) = R_L(x)/x$, $L = 1, \dots, 4$, доставляющие наименьшее уклонение частотных характеристик результирующих фильтров, имеют вид

$$\begin{aligned} P_1(x) &= 1; & P_2(x) &= (16 - 8x)/7; \\ P_3(x) &= (45 - 48x + 16x^2)/26; \\ P_4(x) &= (148 - 736x + 512x^2 - 128x^3)/97. \end{aligned}$$

С помощью этих полиномов собираются ядра обратных фильтров. Например,

$$k_2(n) = P_2^*(k(n)) = \frac{16}{7} \delta(n) - \frac{8}{7} k(n) = \begin{cases} \frac{8}{7}, & n = 0; \\ -\frac{2}{7}, & n = \pm 1; \\ 0, & |n| > 1. \end{cases}$$

Ниже для некоторых значений L приведены величины ε_L (см. (33)):

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &= 1/2, & \varepsilon_2 &= 1/7, & \varepsilon_3 &= 1/26, \\ \varepsilon_4 &= 1/97, & \varepsilon_5 &= 1/362, & \varepsilon_6 &= 1/1351, \\ \varepsilon_7 &= 1/5042, & \varepsilon_8 &= 1/18817, & \varepsilon_9 &= 1/70226, \\ \varepsilon_{10} &< 3 \cdot 10^{-6}, & \varepsilon_{15} &< 5 \cdot 10^{-9}. \end{aligned}$$

Пример 2. Рассмотрим задачу восстановления изображений. Пусть функция $f(n_1, n_2)$, заданная на равномерной сетке $\Omega_2 = \Omega \times \Omega$, $\Omega = \{0, \pm 1, \dots\}$, искажена двумерным цифровым фильтром

$$g(n_1, n_2) = \Phi f(n_1, n_2),$$

$$\Phi f(n_1, n_2) = k \widehat{*} f(n_1, n_2) = \sum_{l_1=-\infty}^{\infty} \sum_{l_2=-\infty}^{\infty} k(l_1, l_2) f(n_1 + l_1, n_2 + l_2)$$

с аппаратной функцией

$$k(l_1, l_2) = \begin{cases} \frac{10}{18}, & l_1, l_2 = 0; \\ \frac{1}{18}, & |l_1| + |l_2| = 1, \quad |l_1 \times l_2| = 1. \end{cases}$$

Функцию $k(l_1, l_2)$ удобно представить матрицей

$$\frac{1}{18} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 10 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}.$$

Частотная характеристика фильтра

$$K(\xi_1, \xi_2) = (5 + \cos \xi_1 + \cos \xi_2 + 2 \cos \xi_1 \cdot \cos \xi_2)/9,$$

определяющая его влияние на функции вида $e^{i(\xi_1 n_1 + \xi_2 n_2)}$, имеет следующие экстремумы:

$$h_1 = \min_{\xi_1, \xi_2 \in [0, 2\pi]} K(\xi_1, \xi_2) = \frac{1}{3}; \quad h_2 = \max_{\xi_1, \xi_2 \in [0, 2\pi]} K(\xi_1, \xi_2) = 1.$$

Через $*$ обозначим операцию свертки функций

$$k_1 * k_2(n_1, n_2) = \sum_{l_1=-\infty}^{\infty} \sum_{l_2=-\infty}^{\infty} k_1(l_1, l_2) k_2(n_1 - l_1, n_2 - l_2).$$

Операцией комбинационной сборки относительно некоторого полинома

$$P(x) = \sum_{j=0}^M b_j x^j$$

назовем следующее преобразование функции $k(n_1, n_2)$:

$$P^*(k(n_1, n_2)) = \sum_{j=0}^M b_j \underbrace{k * \dots * k}_{j} (n_1, n_2).$$

Введем последовательность полиномов $R_L(x)$ степени $L = 1, 2, \dots$, являющихся решением задачи

$$\min_{R_L(x)} \max_{x \in [h_1, h_2]} |R_L(x) - 1| = \varepsilon_L.$$

Искаженное изображение может быть восстановлено с использованием обратных фильтров

$$\tilde{f}_L(n_1, n_2) = k_L * \hat{g}(n_1, n_2)$$

с ядрами

$$k_L(n_1, n_2) = P_L^*(k(n_1, n_2)), \quad P_L(x) = \frac{R_L(x)}{x},$$

обеспечивающими наименьшее отличие от единицы частотных характеристик результирующих фильтров. Например, для полиномов

$$P_2(x) = (24 - 18x)/7; \quad P_3(x) = (135 - 216x + 108x^2)/26$$

величины уклонений следующие:

$$\varepsilon_2 = 1/7, \quad \varepsilon_3 = 1/26.$$

Ядра $k_2(n_1, n_2)$ и $k_3(n_1, n_2)$ обратных фильтров, собранные посредством полиномов $P_2(x)$ и $P_3(x)$, представляются матрицами

$$\frac{1}{7} \begin{pmatrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & 14 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{pmatrix}; \quad \frac{1}{78} \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & 2 & 1 \\ 2 & -14 & -12 & -14 & 2 \\ 3 & -12 & 153 & -12 & 3 \\ 2 & -14 & -12 & -14 & 2 \\ 1 & 2 & 3 & 2 & 1 \end{pmatrix}.$$

4. Некорректная постановка задачи. Как видим, сигнал, искаженный фильтром $k * f(n) = g(n)$ с частотной характеристикой $K(\xi)$, не имеющей нулей на интервале $[0, 2\pi]$ (см. (14)), может быть восстановлен с любой наперед заданной ошибкой уклонения от единицы частотной характеристики результирующего фильтра.

Предположим теперь, что функция $K(\xi)$ является знакопеременной:

$$h_1 = \min_{\xi \in [0, 2\pi]} K(\xi) < 0; \quad h_2 = \max_{\xi \in [0, 2\pi]} K(\xi) > 0 \quad (36)$$

и $K(\xi_q) = 0, \quad q = \overline{1, Q}$.

В этом случае обратный фильтр с локальным ядром $\tilde{k}(n)$ не может восстановить функций вида $e^{i\xi_q n}, q = \overline{1, Q}$:

$$k * e^{i\xi_q n} = 0,$$

поэтому условие (11) невыполнимо.

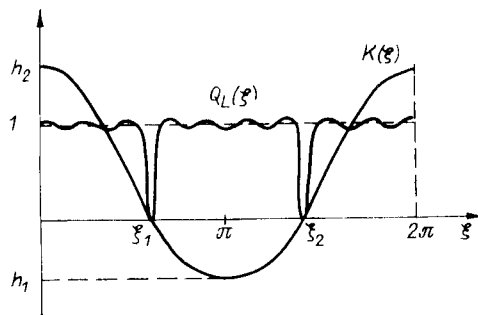
Введем параметр $\delta > 0$, определяющий переходные полосы $H_q = [\xi_q - \delta, \xi_q + \delta]$ вблизи особых точек $\xi_q: H = \bigcup_{q=1}^Q H_\delta$.

Потребуем, чтобы функции $Q_L(\xi)$ вида (31) удовлетворяли условиям

$$\min_{R_L(x)} \max_{\xi \in [0, 2\pi] \setminus H} |Q_L(\xi) - 1| = \varepsilon_L, \quad (37)$$

т. е. полиномы $R_L(x)$ должны обладать свойством

$$\min_{R_L(x)} \max_{x \in [h_1, h_2] \setminus [-\delta, \delta]} |R_L(x) - 1| = \varepsilon_L. \quad (38)$$



В общем случае аналитическое решение задачи (38) неизвестно, поэтому условие (38) предлагается заменить следующим:

$$\min_{R_L(x)} \max_{x \in [-h, h]} |R_L(x) - 1| \leq \tilde{\varepsilon}_L,$$

здесь $h = \max\{-h_1, h_2\}$.

Для четных степеней L полином $R_L(x)$ определяется с помощью полинома $\tilde{R}_M(x)$ степени $M = L/2$, являющегося решением задачи типа (34):

$$\min_{\tilde{R}_M(x)} \max_{x \in [v\delta, v\bar{h}]} |\tilde{R}_M(x) - 1| \leq \tilde{\varepsilon}_L; \quad R_L(x) = \tilde{R}_M(x^2).$$

Пусть $K(\xi)$ имеет два нуля на интервале $[0, 2\pi]$. Качественный вид частотных характеристик результирующих фильтров, получаемых при восстановлении сигнала, изображен на рисунке.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зюзин М. В. Алгоритм построения полосовых фильтров высокого качества // Вариационные методы в задачах численного анализа.— Новосибирск: ВЦ СО АН СССР, 1986.
2. Применение цифровой обработки сигналов/Под ред. А. Опенгейма.— М.: Мир, 1980.
3. Джон Ф. Клаербуот. Теоретические основы обработки геофизической информации.— М.: Недра, 1981.
4. Суэтин П. К. Классические ортогональные многочлены.— М.: Наука, 1979.

Поступила в редакцию 7 мая 1986 г.

УДК 618.61 : 621.3

В. П. ИЛЬИН, С. А. САНДЕР

(Новосибирск)

«ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ» МЕТОД РЕШЕНИЯ СИСТЕМ СЕТОЧНЫХ УРАВНЕНИЙ

Введение. В работе [1] был предложен метод импедансного аналога электромагнитного пространства (ИАЭП), эффективно использованный в дальнейшем для решения ряда электротехнических задач*.

Метод ИАЭП включает несколько этапов. Прежде всего, область, где рассматриваются уравнения Максвелла, разбивается на некоторую совокупность достаточно малых (элементарных) объемов. Затем для каждого элементарного объема на основе приближенного решения уравнений Максвелла определяется эквивалентная схема, содержащая емкости, индуктивности и сопротивления. Далее из схем элементарных объемов составляется полная эквивалентная схема устройства, которая названа импедансным аналогом электромагнитного пространства [1].

Согласно этому алгоритму, решение задачи сводится к анализу цепей импедансов. Необходимо отметить, что такой анализ выполняется не на основе уравнений, описывающих процессы в цепи, так как это соответствовало бы возврату к уравнениям Максвелла, рассматриваемым,

*См., например, работы, выполненные Б. В. Сестроречским (лично или с соавторами) и опубликованные в журнале «Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая» за период с 1976 г. по настоящее время.