

Результаты моделирования показали преимущество экономично-го БПФ-2 по С/Ш на 35 ÷ 45 % (для различных b) по сравнению с последовательным БПФ-2, что достаточно хорошо согласуется с теоретическими результатами.

1. Васюк Г. И., Круковский-Синевиц К. Б., Лысенко О. П. Оптимизация алгоритмов многомерного быстрого преобразования Фурье по количеству арифметических операций // Тр. Всесоюз. симпозиума «Статистические измерения и применение микромашинных средств в измерениях». 1982. Т. 4. С. 48—51. 2. Oppenheim A. V., Weinstein C. W. Effects of Finite Register Length in Digital Filters and the Fast Fourier Transform // Proc. IEEE. 1972. Vol. 60, N 8. P. 957—976.

Поступила в редколлегия 20.09.84

УДК 621.396.669

Ю. Л. МАЗОР, канд. техн. наук, В. М. ПЕТРЕНКО, инж.

СТАБИЛИЗАЦИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЫХОДНОГО ПРОДУКТА В АДАПТИВНЫХ ПРИЕМНИКАХ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

При приеме аддитивной смеси шумового сигнала и шумовой помехи, спектры которых априорно неизвестны, но обладают определенной гладкостью, применяют квазиоптимальный адаптивный приемник [3, 4] с выходным продуктом

$$Z = \sum_{i=1}^N W_i^a p_{xi}, \quad (1)$$

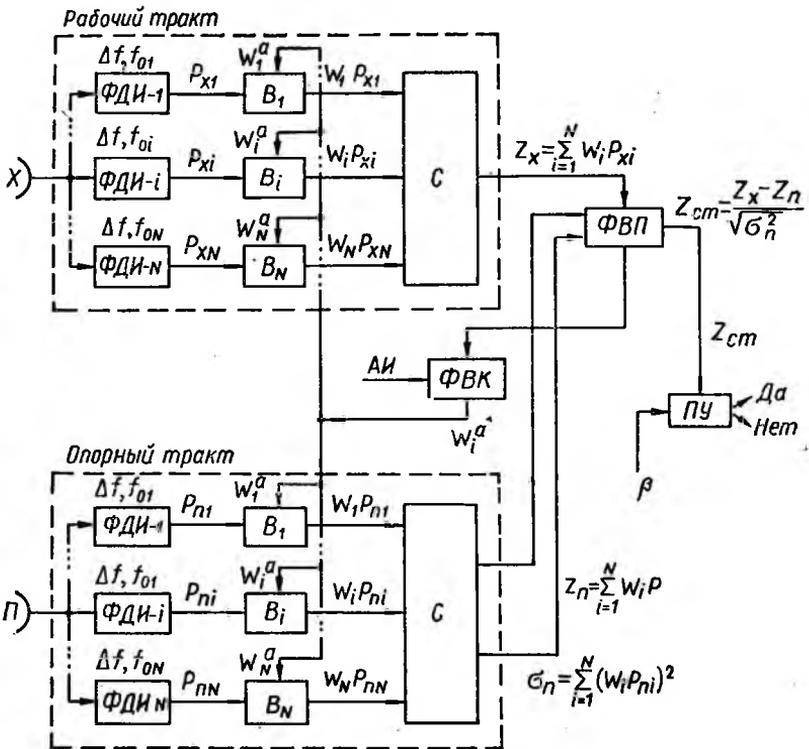
где p_{xi} — мощность процесса на выходе i -го узкополосного парциального канала обработки фильтр — детектор — фильтр; W_i^a — адаптивно установленный вес этого канала; N — количество каналов. При некоторых способах адаптации возникает сложное распределение (1), которое приводит к такому разбросу выходного продукта, который делает невозможной обработку с фиксированным порогом. Для стабилизации распределения Z на основании метода максимального правдоподобия [1] после ряда упрощений может быть предложен обнаружитель с центрированным и нормированным выходным продуктом

$$Z_{ст} = \frac{\sum_{i=1}^N W_i^a p_{xi} - \sum_{i=1}^N W_i^a p_{ni}}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (W_i^b p_{ni})^2}}, \quad (2)$$

где p_{ni} — мощность процесса на выходе i -го узкополосного парциального канала опорного (помехового) тракта. Структурная схема такого обнаружителя приведена на рисунке.

При выводе (2) априорно принималось, что рабочая выборка входного процесса X по гипотезе H_1 представляет сумму сигнала и помехи, а по гипотезе H_0 только помеху; опорная выборка Π по обеим

гипотезам принадлежит помехе, имеющей одинаковые статистические характеристики с помехой выборки X . Такой алгоритм за счет введения центрирования и нормирования выходного продукта по опорному тракту позволяет существенно уменьшить его флуктуации, применить фиксированный порог $\beta = \text{const}$ и, таким образом, ста-



Структурная схема обнаружителя с центрированным и нормированным выходным продуктом:

$\Phi ДИ_i$ — фильтр, детектор, интегратор i -го парциального канала с полосой фильтрации Δf и собственной частотой f_{0i} ; B_i — блок взвешивания с адаптивно установленным весом W_i^a ; **ФВП** — формирователь выходного продукта (2); **ФВК** — формирователь адаптивных весовых коэффициентов; **АИ** — априорная информация; **ПУ** — пороговое устройство

билизовать ложные тревоги. Алгоритм сохраняет работоспособность в условиях нестационарности средней мощности сигнала и помехи.

Следует отметить, что выходная статистика (2) является также и функцией качества, т. е. достигает максимума при значениях весов W_i^a , являющихся их совместными асимптотически эффективными оценками для оптимального обнаружителя. Совпадение выходного продукта и функции качества в обнаружителе, описанном в работе [3], позволяет существенно упростить последний.

Эффективность работы предложенного алгоритма (2) с блоком адаптации W_i^a была проверена с помощью моделирования на ЭВМ для 25 моделей монотонно убывающих спектров сигнала и помехи [3] по методике работы [2]. Статистическая представительность составляет 10^4 реализаций для каждой модели спектров. Результаты моделирования в условиях стационарности средней мощности сигнала и помехи: средний энергетический проигрыш оптимальному обнаружителю по 25 моделям спектров 3,8 дБ, наибольший 4,6 дБ. В условиях нестационарности проигрыш обнаружителю, оптимальному для нестационарных воздействий, существенно уменьшается.

1. Крамер Г. Математические методы статистики. М.: Мир, 1975. 648 с. 2. Мазор Ю. Л., Белинский В. Т., Чачковский С. В. О методике исследования помехоустойчивости квазиоптимальных приемников шумовых сигналов при помощи моделирования на ЭЦВМ // Вестн. Киев. политехн. ин-та. Радиотехника. 1985. Вып. 22. С. 61—63. 3. Мазор Ю. Л., Стеблин В. Ф., Азаров В. С. Об одном способе адаптации при приеме шумовых сигналов // Вестн. Киев. политехн. ин-та. Радиотехника. 1984. Вып. 21. С. 63—65. 4. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977. 430 с.

Поступила в редколлегию 28.09.84

УДК 621.396.6

Ю. Л. МАЗОР, канд. техн. наук, И. М. СТЕФАНИШИН, студ.

РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДОПУСКОВ НА МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРАХ

Рассмотрим обобщенную электрическую цепь

$$Q = \Phi(q_1, \dots, q_i, \dots, q_n). \quad (1)$$

Под расчетом допусков будем понимать расчет допуска определяющего параметра $\delta(Q)$ по заданным разбросам параметров элементов q_i . Расчет может быть произведен либо традиционным методом по заданным допускам параметров элементов $\delta(q_i)$ с использованием коэффициентов влияния [3], либо подстановкой массивов случайных значений параметров элементов $\{q_{i1}, \dots, q_{iM}\}$ в выражение (1) и последующим расчетом допуска $\delta(Q)$ по массиву определяющего параметра $\{Q_1, \dots, Q_N\}$. Последний метод более универсален, точен, не требует громоздких расчетов коэффициентов влияния и априорной информации по коэффициентам рассеяния. Очевидно, что он может быть реализован только с использованием ЭВМ, в частности микрокалькуляторов [2].

Рассмотрим предлагаемую методику на примере расчета допуска коэффициента усиления резонансного каскада с двойным автотрансформаторным включением активных элементов (АЭ)

$$K_0 = m_1 m_2 Y_{21} R_{03} = \frac{m_1 m_2 Y_{21}}{(\omega_0 C_k / Q) + (m_1^2 / R_{22}) + (m_2^2 / R_{11})}, \quad (2)$$

где $m_1 = W_1 / W_k$, $m_2 = W_2 / W_k$ — коэффициенты включения; W_k — число витков контура; W_1 , W_2 — числа витков до отводов, Y_{21} —