

Помехоустойчивость алгоритма (2) иначе зависит от положения  $\vec{q}$  в  $Q_1$ . Квадратичный член  $K_2 n N^{-0.5} \sum_{i=1}^N q_i^2$  постоянен при  $\vec{q} \in Q_1$ , а ли-

нейный член  $K_1 (n/N)^{0.5} \sum_{i=1}^N q_i$  максимален в направлении единичного вектора пространства параметров и убывает при движении к так называемым «вырожденным точкам»  $q_i = 0$ ,  $q_j = a n^{-0.5}$ , соответствующим обнаружению узкополосного сигнала с неизвестной центральной частотой в широком диапазоне.

n	Алгоритм			
	1		2	
	$K_1$	$K_2$	$K_1$	$K_2$
1	0	0,2	0,37	0
10	0	0,33	0,47	0,12
100	0	0,35	0,5	0,2

Среднее значение энергетического проигрыша алгоритма (2) алгоритму (5) на подпространстве  $Q_1$  при  $N=100$ ,  $m=n \geq 20$  равно 0,5, что примерно на 5 дБ лучше, чем у алгоритма (1). Кроме того, отсутствие линейного члена в выражении для помехоустойчивости алгоритма (1) говорит о том, что про-

изводная, зависящего от  $\vec{q}$  члена в выражении (4), меняет знак в точке  $q=0$ , т. е. при несовпадении уровней помехи в реализациях  $A$  и  $B$  возможны отрицательные приращения аргумента интеграла вероятности, обусловленные сигналом, что резко снижает помехоустойчивость обнаружения.

Таким образом, введение «физических» ограничений на области возможных значений оценок максимального правдоподобия спектральной плотности мощности смеси сигнала и помехи при большом количестве неизвестных параметров повышает среднюю помехоустойчивость адаптивного алгоритма обнаружения шумовых сигналов на фоне шумовых помех по критерию максимального правдоподобия и одновременно снижает его чувствительность к паразитному параметру — несовпадению уровней помехи в сигнальном (реализация  $A$ ) и опорном (реализация  $B$ ) каналах.

1. Репин В. Г. Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М., Сов. радио, 1977. 432 с.

Поступила в редколлегию 19.06.81

УДК 621.317.77

Л. Д. ОГОРОДНИЙЧУК, канд. техн. наук

### УМЕНЬШЕНИЕ ЧИСЛА ОПЕРАЦИЙ ПРИ ПОВЕРКЕ ФАЗОМЕТРОВ

Разработанный в работе [1] метод измерения фазовой погрешности фазометров получил широкое распространение и дальнейшее развитие [2, 3]. Число операций проверки, выполняемых градуированным (ГФ) и неградуированным (НФ) фазовращателями

(рис. 1), однозначно определяют по значению коэффициента перекрытия (КП) [3]  $m = \gamma/\varphi$ , где  $\gamma$  — рабочий интервал (РИ) ГФ;  $\varphi$  — поверяемый участок шкалы (характеристики) фазометра (УШФ). С увеличением КП пропорционально уменьшается влияние погрешности ГФ на результат измерений [3]. Однако при этом

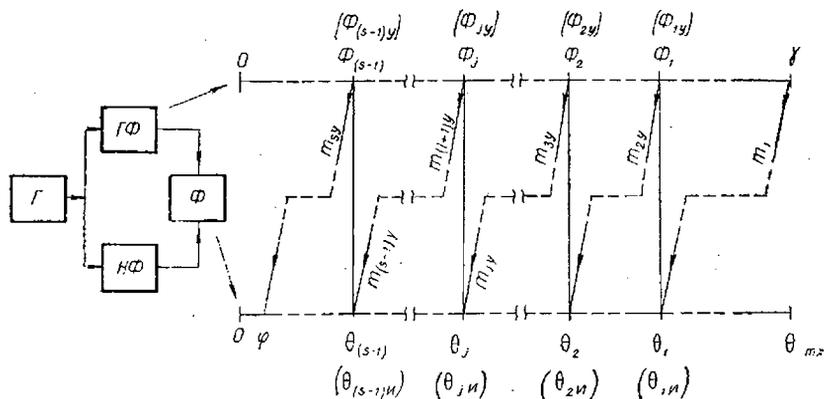


Рис. 1

резко возрастает трудоемкость, время поверки, износ фазовращателей и погрешности, обусловленные некоторыми другими источниками, что существенно ограничивает возможности метода. Для устранения этих недостатков поверку целесообразно выполнять следующим образом (рис. 1). Внутри РИ выделяют  $s-1$  отдельных участков  $\Phi_{s-1}$ , несоизмеримых между собой, а также несоизмеримых с РИ  $\gamma$  и поверяемым УШФ  $\varphi$ . На шкале фазометра выбирают  $s-1$  УШФ  $\theta_{s-1}$ , равных соответствующим участкам  $\Phi_{s-1}$  ГФ. Рассчитывают отдельные КП  $m_j$ , где  $j=1, 2, 3, \dots, s$ , как

$$m_1 = \frac{\gamma}{\theta_1} = \frac{\gamma}{\Phi_1}; \quad m_2 = \frac{\Phi_1}{\theta_2} = \frac{\Phi_1}{\Phi_2}; \quad \dots; \quad m_j = \frac{\Phi_{j-1}}{\theta_j} = \frac{\Phi_{j-1}}{\Phi_j}; \quad \dots; \quad (1)$$

$$m_s = \frac{\Phi_{s-1}}{\varphi}.$$

Поверку выполняют циклами последовательно — от первого до  $s$ -го. Первый цикл поверки состоит из таких операций: калибровка (при необходимости) фазометра; поверка по РИ  $\gamma$  первого УШФ  $\theta_1$  известным методом и расчет погрешности измерений  $\Delta\theta_1$ ; вычисление истинного значения первого УШФ как  $\theta_{\text{ист}} = \theta_1 + \Delta\theta_1$ , а следовательно, получение уточненной величины первого участка РИ  $\Phi_{1у}$ ; определение уточненного значения КП второго цикла поверки  $m_{2у} = \Phi_{1у}/\theta_2$ .

Последующие циклы операций поверки выполняют аналогично первому.  $j$ -й цикл поверки условно можно записать как

$\Phi_{(j-1)} \rightarrow \Delta\theta_j \rightarrow \theta_{jn} \rightarrow \Phi_{jy} \rightarrow m_{(j+1)y}$ . По известному наименьшему участку  $\Phi_{(s-1)}$   $\Gamma\Phi$  измеряют погрешность поверяемого УШФ.

Число операций фазовращателями в каждом цикле проверки определяют по значению КП цикла  $m_j$ , и соответственно общее число операций проверки на основании выражения

$$W = \sum_{j=1}^s m_j. \quad (2)$$

В общем случае  $W \leq m$ , поскольку  $m \geq 2$  [3] и  $m_j \geq 2$ . Произведение КП циклов

$$V = \prod_{j=1}^s m_j = \prod_{j=1}^{s-1} \gamma\Phi_j / \prod_{j=1}^{s-1} \Phi_j\Phi = \frac{\gamma}{\Phi} = m. \quad (3)$$

Для определения условий, при которых проверка может быть выполнена наименьшим числом операций, на основании выражений (2) и (3) составим функцию Лагранжа  $L(m_j, \lambda) = \sum_{j=1}^s m_j + \lambda \left( m - \prod_{j=1}^s m_j \right)$ , где параметр  $\lambda \neq 0$ , и найдем частные производные

$$\frac{\partial L(m_j, \lambda)}{\partial m_r} = 1 - \lambda \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq r}}^s m_j = 0, \quad r = 1, 2, 3, \dots;$$

$$\frac{\partial L(m_j, \lambda)}{\partial \lambda} = m - \prod_{j=1}^s m_j = 0.$$

Из полученной системы уравнений следует, что  $\lambda = (m_r/m) < 1$  и  $m_r = \lambda m = \text{const}$ , т. е. сумма (2) минимальна при

$$m_1 = m_2 = \dots = m_j = \dots = m_s = m_0. \quad (4)$$

С учетом (4) выражения (2) и (3) примут вид

$$W = \sum_{j=1}^s m_j = sm_0; \quad (5)$$

$$V = \prod_{j=1}^s m_j = m_0^s = m. \quad (6)$$

Из равенства (6) следует, что

$$m_0 = \sqrt[s]{m}. \quad (7)$$

Из выражения (5) с учетом (7) найдем второе условие минимума выражения (2)

$$s_0 = \ln m. \quad (8)$$

Из (8) с учетом (6) следует, что  $m_0 = e$ . Минимальное число операций определяют на основании выражения

$$W_0 = s_0 m_0 = s_0 \sqrt[s_0]{m} = \ln m \sqrt[s_0]{m}. \quad (9)$$

На рис. 2 приведено семейство кривых (5)  $W = f(s)$ , характеризующих зависимость числа операций при проверке от числа циклов проверки для различных значений КП  $m$ . Минимумы кривых

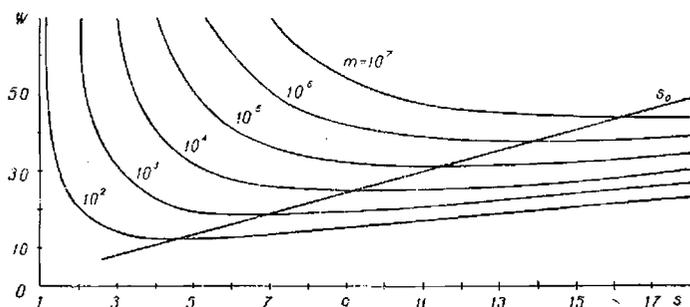


Рис. 2

описываются характеристикой (9). При увеличении КП число, определяющее минимум операций, сдвигается в сторону больших значений  $s$ .

Эффективность метода в сравнении с известными методами [1—3] можно оценить по формуле

$$R = \frac{m}{W_0} = \frac{V_0}{W_0} = m_0^{s_0-1} / s_0. \quad (10)$$

Из расчетов, выполненных по выражению (10) и приведенных ниже

$m$	10	$10^2$	$10^3$	$10^4$	$10^5$	$10^6$	$10^7$
$R$	1,6	8	53	390	3100	26000	220000

следует, что с увеличением КП  $m$  выигрыш в числе операций резко возрастает.

По физическим соображениям число циклов может быть только целым. Поэтому расчетную величину (8) следует округлять до ближайшего целого числа  $s_{03}$ . При этом оптимизация практически не нарушается, так как в окрестности  $s_0$  функция (5) изменяется медленно. Соответственно уточненный КП цикла

$$m_{0y}(s_{03}) = \sqrt[s_{03}]{m}. \quad (11)$$

Поверочные циклы нового метода характеризуются малым КП циклов. Проверка допускает прерывность процесса между циклами, что не ухудшает точности измерений и делает проверку неутомительной даже при очень больших КП. Метод неоднократно применялся на практике при проверке фазометров различного назначе-

ния, разработанных с участием автора. Результаты экспериментов подтвердили теоретические выводы.

1. Арутин А. А., Яковлев Б. Ф., Скрипник Ю. А., Маевский С. М. Способ измерения значений погрешности электронных фазометров. А. с. № 263035 (СССР). Опубликовано в БИ, 1970, № 7, 2. Методика проверки электронных фазометров. МИ-17-74. М., Изд-во стандартов, 1975. 31 с. 3. Огородничук Л. Д., Рябоконь И. П. Способ измерения погрешностей фазометров.— В кн.: Измерение параметров радиотехн. сигналов и цепей в физ. исслед. Красноярск, ИФ СО АН СССР, 1977, с. 65—67.

Поступила в редколлегию 26.06.81

УДК 621.372.54.061

Е. В. ОЛИГОВ, мл. науч. сотр., С. Г. ОЛИФЕРКО, студ.

### ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ ФИЛЬТРЫ С РЕГУЛИРУЕМОЙ ПОЛОСОЙ ПРОПУСКАНИЯ

Средняя частота синхронно-фазовых фильтров (СФФ)  $f_{\Phi}$  [1] равна частоте гетеродина  $f_{\Gamma}$  входного и выходного преобразователя частоты (ПрЧ), а полоса пропускания обратно пропорциональна

постоянной времени  $\tau_{\Phi}$  RC-фильтра нижних частот (ФНЧ). После первого ПрЧ частотные компоненты входного сигнала  $f_{\Phi} - \Delta f$  и  $f_{\Phi} + \Delta f$  имеют одинаковую частоту  $\Delta f$  и, чтобы после ПрЧ2 соотношение частот и фазовые сдвиги компонентов спектра соответствовали входным, необходима двухканальная квадратурная схема ПрЧ (рис. 1). Среднюю частоту СФФ  $f_{\Phi}$  изменяют изменением частоты  $f_{\Gamma}$ , а полосу пропускания изменением  $\tau_{\Phi} = RC$ .

Можно существенно упростить СФФ с регулируемой полосой пропускания, применив взамен аналоговых ПрЧ ключевые, управляемые прямоугольными импульсами с частотой  $f_{\Gamma}$ . Существенное преимущество ключевых ПрЧ состоит в том, что можно регулировать полосу пропускания СФФ, эквивалентную постоянной времени ФНЧ  $\tau_{\Phi}$

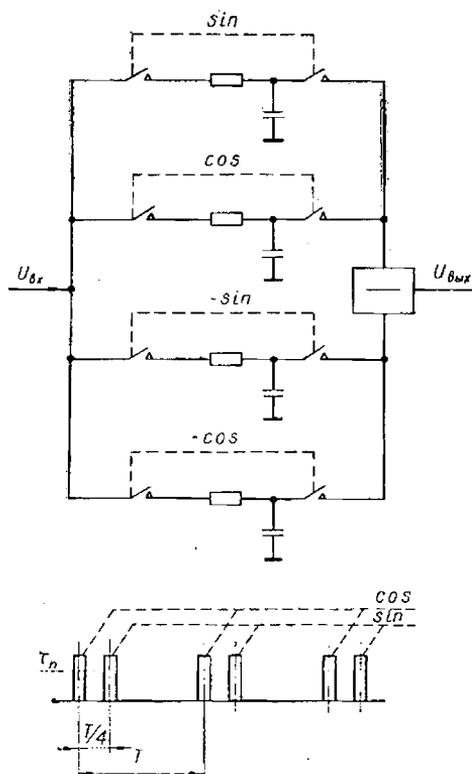


Рис. 1