

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396

С.Н. Кириллов, П.С. Покровский, А.А. Лисничук

ПРОЦЕДУРА СИНТЕЗА 4-ПОЗИЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА

Предложена процедура синтеза 4-позиционных радиосигналов для адаптации интеллектуальных систем передачи информации к действию помех, основанная на методах многокритериальной оптимизации ансамбля кодовых последовательностей. Показано, что сигналы, полученные в результате синтеза, обеспечивают выигрыш в помехоустойчивости на 4,6 дБ (по сравнению с QPSK-сигналами с прямым расширением спектра M-последовательностями) при улучшенных взаимно корреляционных характеристиках, косвенно определяющих чувствительность к погрешностям системы тактовой синхронизации.

Ключевые слова: адаптация радиосигналов, ансамбль кодовых последовательностей, интеллектуальные системы передачи информации, многокритериальная оптимизация.

Введение. Тактико-технические характеристики интеллектуальных систем передачи информации (ИСПИ) в значительной степени определяются типом и параметрами используемых сигналов. На сегодняшний день в радиоканалах ИСПИ действует значительное количество мешающих факторов, в частности большое влияние оказывают узкополосные помехи. Как известно [1, 2], наиболее чувствительными к действию узкополосных помех в современных системах связи являются контуры синхронизации, устойчивость которых в значительной степени определяется сигналами, несущими полезную информацию и задающими тактовую частоту.

В настоящее время для высокоскоростных каналов передачи информации широко используются 4-позиционные сигналы и, в частности, QPSK-сигналы [2].

В связи с этим актуальна задача разработки программно-управляемой, адаптивной к изменениям помеховой обстановки радиолинии, особое внимание в которой уделяется заданию требуемых свойств синтезируемых 4-позиционных радиосигналов.

Для адаптации ИСПИ к текущей помеховой обстановке в работах [3, 4] предлагалось синтезировать структуру сложных 2-позиционных сигналов с помощью прямого расширения спектра. Представляет интерес расширение данной

теории для синтеза 4-позиционных сигналов. При оптимизации радиосигналов по одному показателю качества возможно неконтролируемое ухудшение других показателей [5...7]. Поэтому целесообразно производить многокритериальный синтез 4-позиционных сигналов, который также позволяет более эффективно использовать ресурсы радиоканала при соответствующих критериях качества [5].

Целью работы является разработка процедуры многокритериального синтеза ансамбля кодовых последовательностей (КП) для 4-позиционных сигналов в интересах адаптации ИСПИ к изменениям частотно-временной структуры узкополосных помех.

Представление сигналов. 4-позиционные радиосигналы с прямым расширением спектра можно представить в виде совокупности элементов канального алфавита $s_{r(i)}$, каждый из которых описывается в виде свертки соответствующей расширяющей КП $D_{r(i)}$ с элементарным импульсом $p_{r(i)}(t)$, то есть:

$$\begin{aligned}
 A(t) &= \sum_{i=1}^N s_{r(i)}(t - iT) = \\
 &= \sum_{i=1}^N \left(\sum_{j=1}^n \left[D_{r(i)}(j) \cdot p_{r(i)} \left(t - iT - j \frac{T}{n} \right) \right] \right), \quad (1)
 \end{aligned}$$

где $p_{r(i)}(t) = 0$, при $t \leq 0$, $t \geq T/n$.

Здесь $r(i)$ – процедура кодирования, N – количество информационных символов, T – символный интервал, n – количество элементов $D_{r(i)}(j)$ расширяющей КП.

Из анализа выражения (1) следует, что отстройка от узкополосных радиопомех 4-позиционных радиосигналов с прямым расширением спектра возможна путем синтеза как набора элементарных импульсов, так и ансамбля расширяющих КП. В статье рассматривается адаптация ИСПИ только за счет синтеза ансамбля КП.

Обоснование целевой функции синтеза сигналов. Для рационального использования ресурсов радиоканала целесообразно применять комбинированный критерий качества [3], в состав которого входят элементы, отвечающие за пропускную способность и отстройку от действующих узкополосных помех, а также помехоустойчивость. Предлагается использовать следующие показатели качества.

Критерий максимизации пропускной способности за счет отстройки от узкополосных помех. В [8] показано, что для максимизации пропускной способности канала при наличии узкополосных помех требуется формировать сигнал с провалом в спектральной плотности мощности (СПМ) на частоте действия помехи, т.е. можно задать показатель качества СПМ в виде:

$$\min_S \{d_2(G_t, G)\}, \quad (2)$$

где $d_2(\cdot)$ – расстояние в евклидовой метрике, G – СПМ синтезируемого сигнала, G_t – эталонная СПМ с провалом на частоте действия узкополосной помехи, S – каналный алфавит.

Критерий максимизации помехоустойчивости при действии аддитивного «белого» гауссовского шума (АБГШ). Как известно [2, 9], собственный шум входных каскадов приемника можно с достаточной для практического применения точностью описать с помощью АБГШ.

В [9] доказано, что в условиях АБГШ наибольшей помехоустойчивостью обладают сложные сигналы, для которых расстояние между элементами канального алфавита максимально в смысле метрики d_2 . Следовательно, в качестве критерия помехоустойчивости от АБГШ целесообразно использовать следующий показатель качества:

$$\max_{k,l=1,M} \{<d_2(s_k, s_l)>\}, \quad (3)$$

где $<\cdot>$ – оператор усреднения по ансамблю всех возможных попарных расстояний между

элементами канального алфавита (s_k, s_l) , M – количество элементов в канальном алфавите.

Критерий минимизации перепутывания информационного символа при погрешностях системы тактовой синхронизации. При погрешностях системы тактовой синхронизации в корреляционном приемнике происходит смещение момента времени принятия решения о передаваемом символе. Данное обстоятельство может привести, при ненулевом уровне взаимно корреляционной функции (ВКФ), к ошибке детектирования [1, 10]. При этом необходимо учитывать, что большинство современных систем тактовой синхронизации имеют погрешность, по времени не превышающую 10 %.

Таким образом, для увеличения различимости символов целесообразно минимизировать среднеарифметическое значение модулей ВКФ элементов канального алфавита (в 10%-м центральном диапазоне ВКФ), т.е. задать данный показатель качества в виде:

$$\min_{k,l=1,M} \{<V(s_k, s_l)>\}, \quad (4)$$

где $V(s_k, s_l) = \int_a^b \left| \text{rect}(t) \cdot \int_0^T s_k^*(\tau) s_l(t - \tau) d\tau \right| dt$;

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & t \in [a, b], \\ 0, & t \notin [a, b]; \end{cases}$$

$[a, b]$ – 10 % центральный диапазон ВКФ; $(\cdot)^*$ – операция комплексного сопряжения.

Критерий максимизации точности тактовой синхронизации. Кроме того, как известно [1, 2], точность системы тактовой синхронизации зависит от формы автокорреляционной функции (АКФ) сигнала, в том числе и от уровня боковых лепестков. Следовательно, для уменьшения ошибочного срабатывания системы тактовой синхронизации целесообразно минимизировать среднеарифметическое значение модулей боковых лепестков АКФ элементов канального алфавита, особенно вблизи главного лепестка, т.е. задать данный показатель качества в виде:

$$\min_{k,l=1,M} \{<K(s_k)>\}, \quad (5)$$

где $K(s_k) = \int_0^{2T} \left| g(t - T) \cdot \int_0^T s_k^*(\tau) s_k(t - \tau) d\tau \right| dt$;

$g(t)$ – оконная функция, придающая наибольший вес выбросам АКФ вблизи главного лепестка.

Комбинированный критерий качества. Как показано в [3, 5...7], векторные показатели качества (2)...(5) целесообразно при решении задач синтеза сложных дискретных сигналов задать в скалярном виде:

$$\begin{aligned}
 k_p(S) = & [c_1 M_1 d_2(G_i, G) + \\
 & + (c_2 M_2 / \langle d_2(s_k, s_l) \rangle) + \\
 & + c_3 M_3 \langle V(s_k, s_l) \rangle + c_4 M_4 \langle K(s_k) \rangle], \\
 \sum_{i=1}^4 c_i = & 1; \quad M_i, c_i > 0; \quad M_i, c_i = \text{const}; \\
 s_k, s_l \in & S; \quad k, l = \overline{1, M}; \quad S \in \Theta;
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

где c_i – параметры, определяющие вес каждого входящего показателя качества; M_i – нормирующие коэффициенты, приводящие отдельные слагаемые к общему динамическому диапазону.

Результаты синтеза, полученные при использовании целевой функции (6), не содержат «худших» сигналов, т.е. не требуют дополнительного времени на отсеивание неоптимальных решений, однако могут содержать не все «нехудшие» сигналы [5].

Обоснование процедуры синтеза 4-позиционных радиосигналов. Для обоснования процедуры оптимизации выражения (6) проведены предварительные экспериментальные исследования методом имитационного моделирования (синтезировано по 100 реализаций ансамблей КП, где в качестве начальных условий использовался ансамбль случайных КП), результаты которых сведены в таблицу 1, где ГА – генетический алгоритм; ПС – покоординатный спуск; ПСБ – ПС с поблочным изменением координат [11]; МГА – модифицированный генетический алгоритм, в котором количество различных ансамблей КП, сравниваемых на очередной итерации, сокращено до 15 (в стандартном – 20), а процентное число ансамблей КП, в которых производилось случайное изменение элементов, увеличено до 25 % (15 % по умолчанию). Данная модификация введена в интересах уменьшения времени синтеза и предотвращения попадания k_p в локальный экстремум.

Таблица 1

№	Алгоритм оптимизации	$\langle \{k_p(S)\} \rangle$	СКО $\{k_p(S)\}$	Время синтеза, с	B
1	ГА	384,4 (1)	18,9 (1)	1,24 (3)	5
2	ПС	239,2 (2)	18,8 (2)	0,38 (4)	8
3	ПСБ	238,9 (3)	14,9 (4)	0,25 (6)	13
4	ГА+ПС (2 этапа)	225,4 (5)	13,6 (5)	1,62 (1)	11
5	МГА+ПС (2 этапа)	224,9 (6)	13,4 (6)	1,31 (2)	14
6	ПСБ+ПС (2 этапа)	232,9 (4)	15,4 (3)	0,48 (5)	12

В таблице 1 $\langle \{k_p(S)\} \rangle$, СКО $\{k_p(S)\}$ – соответственно среднее значение и среднеквадратичное отклонение результатов минимизации целевой функции (6); время синтеза – средняя продолжительность оптимизации в среде MATLAB на компьютере с процессором Intel Core i3; B – суммарный балл.

Как известно [5], при отсутствии объективных причин считать один из показателей качества основным при многокритериальном выборе наилучшего решения присутствует известная степень произвола. Поэтому в качестве примера, для выбора процедуры оптимизации, с учетом требований по среднему значению $\langle \{k_p(S)\} \rangle$ и СКО результатов минимизации целевой функции, а также времени синтеза, приведена их сравнительная оценка по шестибалльной шкале (см. таблицу 1, значение в скобках; 1 соответствует наилучшему варианту, 6 – наилучшему).

В соответствии с данной оценкой алгоритмов оптимизации ансамбля КП в процедуре синтеза 4-позиционных сигналов следует применять двухэтапный алгоритм МГА+ПС. Такой подход обеспечивал лучшее (среди рассмотренных алгоритмов оптимизации) значение $\langle \{k_p(S)\} \rangle$ и СКО результатов синтеза 4-позиционных радиосигналов. Применение двухэтапной [12] процедуры оптимизации позволило уменьшить вероятность попадания в локальный экстремум, так как на первом этапе, с помощью генетического алгоритма, определялась предполагаемая область глобального минимума, а на втором этапе (методом покоординатного спуска) – точка оптимума.

Кроме того, для уменьшения времени синтеза ансамбля КП алгоритмом 5 можно включить в условия останова первого этапа оптимизации (МГА), вывод результатов по окончании заданного числа итераций. В таблице 2 приведены результаты имитационного моделирования оптимизации ансамбля КП методом МГА+ПС при ограничении количества итераций МГА.

Таблица 2

Количество итераций	$\langle \{k_p(S)\} \rangle$	СКО $\{k_p(S)\}$	Время синтеза, с
20	227,2	15,3	0,70
10	229,7	15,9	0,53
5	230,9	16,1	0,48
3	231,4	15,9	0,44
1	233,2	16,0	0,39

Из анализа данных таблицы 2 следует, что

уже при 3-х итерациях алгоритм МГА+ПС не уступает алгоритму ПСБ+ПС по времени оптимизации при близких значениях целевой функции. Следовательно, с помощью алгоритма МГА+ПС возможно реализовать гибкую процедуру адаптации сигналов в соответствии с частотой изменения помеховой обстановки.

Таким образом, процедура синтеза 4-позиционных сигналов с расширением спектра включает в себя следующие этапы.

1. По полученной СПМ узкополосной помехи определяется эталонная СПМ G_t .

2. При учете соответствующих весовых параметров c_i формируется целевая функция согласно выражению (6).

3. Алгоритмом МГА определяется предполагаемая область глобального оптимума.

4. С помощью алгоритма ПС вычисляется точка оптимума.

Экспериментальная часть. Для обоснования компромиссных весовых коэффициентов c_i методом имитационного моделирования получены зависимости показателей качества от коэффициентов c_i (см. рисунок 1). При определении показателя качества (5) применялась весовая функция $g(t)$, придающая наибольший вес выбросам АКФ вблизи главного лепестка. В качестве примера такой функции можно использовать следующее выражение:

$$g(t) = \begin{cases} 0, & t \in 0, \\ \exp\left(-\frac{1}{2}\left(3\frac{t}{T}\right)^2\right), & t \in [-T, 0) \cup (0, T], \\ 0, & t \notin [-T, T]. \end{cases}$$

Результаты усреднены по 100 реализациям ансамбля КП, длина КП – 32 элемента, размерность задачи синтеза – $4 \cdot 32 = 128$, начальные условия: ансамбль М-последовательностей.

При проведении экспериментальных исследований параметр c_2 был фиксирован ($c_2 = 0,1$), так как шум входных каскадов приемников присутствует во всех ИСПИ и соответственно помехоустойчивость сигналов к воздействию АБГШ является необходимым условием функционирования системы связи. Следовательно, возможно варьировать только параметры c_1 и c_4 , так как $c_3 = 1 - c_4 - c_2 - c_1$.

При условии наличия узкополосной помехи наибольший приоритет приобретает критерий $d_2(G_t, G)$, т.е. в первую очередь необходимо задать коэффициент c_1 . Из результатов, приведенных на рисунке 1, а, следует, что при значениях

$c_1 < 0,5$ происходит быстрое ухудшение соответствующего показателя качества, а при варьировании c_1 от 0,5 до 0,7 величина $d_2(G_t, G)$ меняется незначительно; при этом для эффективного использования критериев $\langle V(s_k, s_l) \rangle$ и $\langle K(s_k) \rangle$ необходимо выбрать коэффициент c_1 минимально возможным. Таким образом, целесообразно задать $c_1 = 0,5$; в этом случае выбор коэффициента c_3 (c_4) ограничивается условием: $c_3 + c_4 = 0,4$. Из рисунка 1, б следует, что рост улучшения показателя качества $\langle K(s_k) \rangle$ замедляется только при $c_4 > 0,4$, однако для недопущения скачкообразного возрастания показателя качества $\langle V(s_k, s_l) \rangle$ целесообразно задать $c_4 = 0,3$, а $c_3 = 0,1$.

При значении $c_4 = 0$ (см. рисунок 1, б), т.е. без учета критерия максимизации точности тактовой синхронизации, скачкообразно возрастают боковые лепестки АКФ, что подтверждает необходимость использования многокритериальной оптимизации.

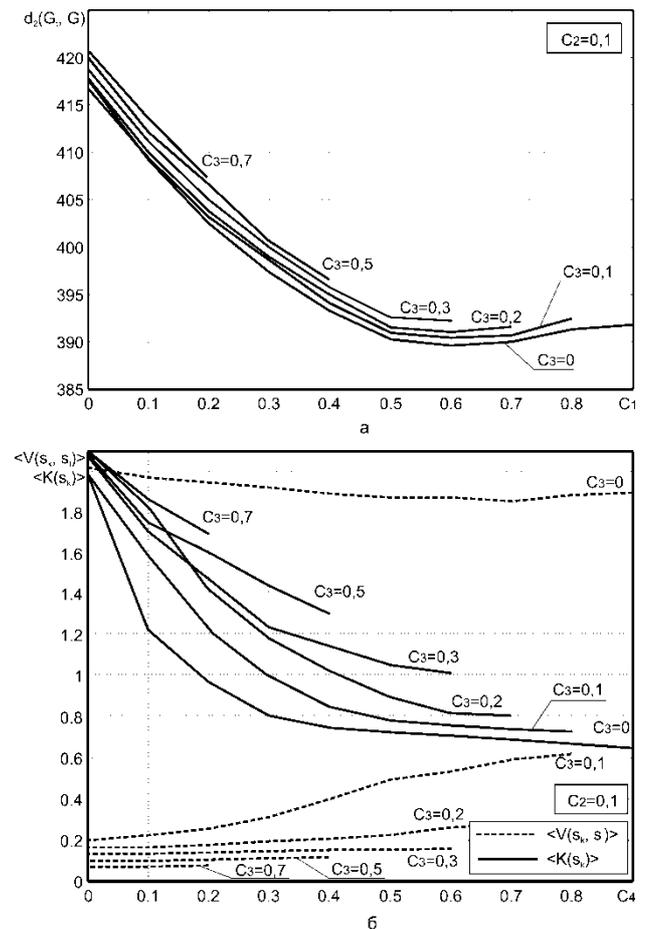


Рисунок 1 – Зависимость показателей качества от весовых коэффициентов

В таблице 3 приведены результаты имита-

ционного моделирования для определения показателей качества 4-позиционных сигналов с расширением спектра стандартным ансамблем (М-последовательностей) и синтезированным ансамблем.

Таблица 3

	Стандартный ансамбль КП	Синтезированный ансамбль КП
q , дБ	15,0	10,4
$\langle V(s_k, s_l) \rangle$	1,71	0,32
$\langle K(s_k) \rangle$	1,18	1,03

Здесь q – среднее отношение E_b/N_0 при вероятности битовой ошибки $P_o = 10^{-3}$ в условиях действия АБГШ и узкополосной помехи (отношение сигнал-помеха – -7 дБ, ширина спектра – 10 % от ширины спектра полезного сигнала, расстройка от несущей – $0,25/T$); данные усреднялись по 100 реализациям помехи.

Из анализа таблицы 3 следует, что передача данных с помощью сигнала с синтезированным ансамблем КП обеспечивает выигрыш в помехоустойчивости на 4,6 дБ. При этом у оптимизированного радиосигнала показатель качества перепутывания информационного символа при погрешностях системы тактовой синхронизации улучшен более чем в 5 раз, а уровень боковых лепестков АКФ на 12 % меньше по сравнению с сигналом с расширением спектра ансамблем М-последовательностей.

Заключение. Предложена двухэтапная процедура синтеза 4-позиционных радиосигналов с расширением спектра для адаптации ИСПИ к действующим узкополосным помехам, использующая комбинированный критерий качества, в состав которого входят частные критерии, отвечающие за пропускную способность и отстройку от узкополосных помех, помехоустойчивость при действии АБГШ, а также минимизацию перепутывания информационного символа при погрешностях системы тактовой синхронизации.

Методом имитационного моделирования показано, что использование разработанной процедуры обеспечивает выигрыш в помехоустойчивости на 4,6 дБ (P_o) при условии действия узкополосной помехи. При этом у оптимизированного радиосигнала показатель качества

перепутывания информационного символа при погрешностях системы тактовой синхронизации улучшен более чем в 5 раз, а уровень боковых лепестков АКФ на 12 % меньше по сравнению с сигналом с расширением спектра ансамблем М-последовательностей.

Библиографический список

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. — М.: Радио и связь, 1985. — 384 с.
2. Simon M.K. Bandwidth-efficient digital modulation with application to deep-space communications. — California Institute of Technology, 2001. — 228 p.
3. Кириллов С.Н., Бакке А.В. Оптимизация сигналов в радиотехнических системах: учеб. пособие. — Рязань: РГРТА, 1997. — 80 с.
4. Кириллов С.Н., Поспелов А.В., Поспелов В.А. Ускоренная процедура синтеза сигналов с расширением спектра в беспроводных сетях // Проблемы автоматизированного проектирования: межвуз. сб. науч. тр. Рязань: РГРТА, 1998. — С. 59-61.
5. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. — М.: Сов. радио, 1975. — 368 с.
6. Покровский П.С. Процедура адаптивного к помеховой обстановке синтеза кодовой последовательности OQPSK- и MSK-сигналов для промышленных систем управления // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2010. № 34. С. 43 – 50.
7. Покровский П.С., Лисничук А.А. Алгоритм синтеза радиосигналов для адаптации интеллектуальных систем передачи информации к действию помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 48. С. 20 – 26.
8. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. — М.: Издательство иностранной литературы, 1963. — 832 с.
9. Ямпольский Э.М. Вариационные принципы согласования сигналов с каналом связи. — М.: Радио и связь, 1987. — 136 с.
10. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 1. — М.: Сов. радио, 1972. — 744 с.
11. Бодров О.А. Разработка эффективных по многим показателям качества процедур синтеза фазо- и частотно-манипулированных сигналов в радиотехнических системах: дис. канд. техн. наук. — Рязань, 2002. — 155 с.
12. Васильев Ф.П. Методы решения экстремальных задач: учеб. пособие. — М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1981. — 400 с.

УДК 621.396.75:621.396.96

Ю.Н. Паршин, П.А. Александров

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТОЧНИК РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В МАЛОЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ ПРИ ДЕЙСТВИИ ПРОСТРАНСТВЕННО КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ

Решается задача определения направления на источник радиоизлучения при действии пространственно коррелированных помех. Рассматриваются алгоритмы оптимального оценивания угловой координаты для детерминированного сигнала, квазидетерминированного сигнала, случайного гауссовского сигнала. Погрешность определения направления на источник радиоизлучения вычисляется на основе границы Рао-Крамера применительно к рассматриваемой сигнально-помеховой ситуации для малоэлементной антенной решетки. Исследуется влияние пространственной структуры антенной решетки на погрешность определения направления на источник радиоизлучения.

Ключевые слова: малоэлементная антенная решетка, пространственная компенсация помех, метод максимального правдоподобия.

Введение. Достоинством антенных решеток (АР) с небольшим числом элементов, так называемых малоэлементных антенных решеток, является возможность обеспечения цифрового диаграммообразования и реализация оптимальных алгоритмов пространственной обработки при относительно простой технической реализации. Применительно к задачам определения направления на источник радиоизлучения использование адаптивных малоэлементных решеток может позволить создавать специализированные системы, обладающие компактными массогабаритными характеристиками и помехоустойчивостью. Наличие помех в наблюдаемом процессе затрудняет решение многих задач обработки сигналов: обнаружение и различение, измерение параметров, разрешение сигналов.

Известно [1], что компенсация помех является составной частью оптимальных алгоритмов обработки, а ее применение позволяет существенно повысить эффективность систем. Компенсация помех при линейной оптимальной пространственной обработке реализуется в виде подавления помех путем формирования глубоких нулей диаграммы направленности в направлении их действия, за счет чего происходит увеличение отношения сигнал-шум на выходе АР [2]. Тем не менее изменение формы диаграммы направленности решетки искажает пеленгационную характеристику АР, ухудшая точность измерения по-

ложения источника радиоизлучения [1-3].

Применение малоэлементных АР [4] ограничивает возможность пространственной селекции сигналов и помех. Для повышения помехоустойчивости предложено использовать нелинейные алгоритмы компенсации помех [5-7], позволяющие учесть отличие плотности распределения помех от гауссовского распределения. Так как нелинейные алгоритмы компенсации помех сложны при технической реализации, их применение ограничено, как правило, случаем небольшого числа мощных помех.

Другим способом расширить возможности линейной пространственной обработки является оптимизация пространственной структуры системы обработки [8-12]. Использование дополнительных степеней свободы позволяет повысить число эффективно подавляемых помех, уменьшить ошибку оценивания направления на источник радиоизлучения.

Цель работы – повышение точности определения направления на источник детерминированного, квазидетерминированного и случайного радиоизлучения при действии пространственно коррелированных помех на основе оптимизации пространственной структуры малоэлементной АР.

Постановка задачи. Пусть

$\mathbf{X} = \{X_n, n = 1, \dots, N\}^T = \mathbf{S} + \mathbf{N}_A + \mathbf{N}_M$ – отсчеты комплексной огибающей наблюдаемого сигнала

в N элементах АР, $\underline{\mathbf{S}} = \{S_n, n=1, \dots, N\}^T$, $\underline{\mathbf{N}}_A = \{N_{A1}, \dots, N_{AN}\}^T$, $\underline{\mathbf{N}}_{III} = \{N_{III1}, \dots, N_{IIIN}\}^T$ – векторы отсчетов комплексной огибающей полезного сигнала, помехи и некоррелированного шума в элементах АР соответственно, T – знак транспонирования матриц и векторов.

Корреляция сигналов в элементах решетки определяется соотношениями [2]:

$$\underline{\mathbf{R}}_X = \mathbf{M}\{\underline{\mathbf{X}}\underline{\mathbf{X}}^H\} = \underline{\mathbf{R}}_S + \underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III},$$

где $\underline{\mathbf{R}}_S = \mathbf{M}\{\underline{\mathbf{S}}\underline{\mathbf{S}}^H\}$ – корреляционная матрица полезного сигнала, $\underline{\mathbf{R}}_A = \mathbf{M}\{\underline{\mathbf{N}}_A \underline{\mathbf{N}}_A^H\}$ – корреляционная матрица помехи, $\underline{\mathbf{R}}_{III} = \mathbf{M}\{\underline{\mathbf{N}}_{III} \underline{\mathbf{N}}_{III}^H\} = P_{III} \mathbf{I}$ – корреляционная матрица некоррелированного шума, $\mathbf{M}\{\dots\}$ – операция статистического усреднения, H – знак эрмитова сопряжения матриц и векторов, P_{III} – мощность некоррелированного шума, \mathbf{I} – единичная матрица.

Многомерные сигнал $\underline{\mathbf{S}}$ и помеха $\underline{\mathbf{N}}_A$ в элементах АР могут быть представлены как преобразование одномерных сигнала A и помехи B некоторыми векторами $\underline{\mathbf{V}}_S$, $\underline{\mathbf{V}}_A$, зависящим от направления прихода сигнала и помехи [2]:

$$\underline{\mathbf{S}} = A \underline{\mathbf{V}}_S, \quad \underline{\mathbf{N}}_A = B \underline{\mathbf{V}}_A,$$

а корреляционные матрицы сигнала и помехи соответственно равны [2]:

$$\underline{\mathbf{R}}_S = P_S \underline{\mathbf{V}}_S \underline{\mathbf{V}}_S^H, \quad \underline{\mathbf{R}}_A = \sum_{m=1}^M P_{Am} \underline{\mathbf{V}}_{Am} \underline{\mathbf{V}}_{Am}^H,$$

где $P_S = \mathbf{M}\{A^2\}$ – мощность сигнала, $P_{Am} = \mathbf{M}\{B_m^2\}$ – мощность m -й помехи.

При синтезе адаптивного процессора, осуществляющего подстройку весовых коэффициентов для каждого элемента АР, можно использовать несколько различных критериев эффективности [2]: минимум среднеквадратической ошибки, максимум отношения сигнал – шум, максимум отношения правдоподобия, минимум дисперсии шума. Оптимальные решения, получаемые с помощью данных критериев, связаны между собой [2]. При измерении направления γ_S на источник радиоизлучения конструктивным решением является применение алгоритма, оптимального по критерию максимума отношения правдоподобия [2]:

$$\Lambda(\gamma_S) = \frac{w(\underline{\mathbf{X}} | \underline{\mathbf{S}}(\gamma_S))}{w(\underline{\mathbf{X}} | \underline{\mathbf{S}} = 0)}, \quad (1)$$

где $w(\underline{\mathbf{X}} | \underline{\mathbf{S}}(\gamma_S))$, $w(\underline{\mathbf{X}} | \underline{\mathbf{S}} = 0)$ – функции правдоподобия для гипотез о наличии в наблюдаемых данных $\underline{\mathbf{X}}$ полезного сигнала $\underline{\mathbf{S}}$ и его отсутствии соответственно. Максимально правдоподобная оценка угловой координаты источника радиоизлучения определяется соотношением:

$$\hat{\gamma}_S = \arg \max_{\gamma_S} \Lambda(\gamma_S).$$

Определение направления на источник радиоизлучения производится путем оценивания угловой координаты принимаемого сигнала. В зависимости от априорных сведений используются различные модели сигнала:

- детерминированный сигнал; полная информация о сигнале на практике отсутствует, а данная модель используется для сравнения результатов, полученных с применением других моделей,
- квазидетерминированный сигнал со случайной начальной фазой; данная модель учитывает неопределенность задержки радиосигнала,
- случайный гауссовский сигнал; данная модель используется при значительной неопределенности формы принимаемого полезного сигнала, в том числе при пассивном режиме работы.

Алгоритмы обработки для различных моделей сигнала. Рассмотрим различные модели сигнала, приходящего от источника радиоизлучения.

1. Детерминированный сигнал.

Функции правдоподобия для гипотезы и альтернативы равны:

$$w(\underline{\mathbf{X}} | \underline{\mathbf{S}}(\gamma_S)) = \frac{1}{\pi^N \det(\underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})} \times \exp\left(-(\underline{\mathbf{X}} - \underline{\mathbf{S}}(\gamma_S))^H (\underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})^{-1} (\underline{\mathbf{X}} - \underline{\mathbf{S}}(\gamma_S))\right), \quad (2)$$

$$w(\underline{\mathbf{X}} | \underline{\mathbf{S}} = 0) = \frac{1}{\pi^N \det(\underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})} \times \exp\left(-\underline{\mathbf{X}}^H (\underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})^{-1} \underline{\mathbf{X}}\right). \quad (3)$$

Подставляя выражения (2), (3) в выражение (1), получаем [1,2]:

$$\Lambda(\gamma_S) = \exp\left(2 \operatorname{Re}\left(\underline{\mathbf{X}}^H (\underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})^{-1} \underline{\mathbf{S}}(\gamma_S)\right) - \underline{\mathbf{S}}(\gamma_S)^H (\underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})^{-1} \underline{\mathbf{S}}(\gamma_S)\right). \quad (4)$$

Учитывая монотонность функции натурального логарифма, удобно перейти к логарифму отношения правдоподобия как функции угловой координаты γ_S источника радиоизлучения:

$$z(\gamma_S) = \ln \Lambda = 2 \operatorname{Re}\left(\underline{\mathbf{X}}^H (\underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})^{-1} \underline{\mathbf{S}}(\gamma_S)\right) - \underline{\mathbf{S}}(\gamma_S)^H (\underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})^{-1} \underline{\mathbf{S}}(\gamma_S). \quad (5)$$

2. Случайный гауссовский сигнал

Функции правдоподобия для гипотезы и альтернативы равны [1,2]:

$$w(\underline{\mathbf{X}} | \underline{\mathbf{S}}(\gamma_S)) = \frac{1}{\pi^N \det(\underline{\mathbf{R}}_S(\gamma_S) + \underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})} \times \exp\left(-\underline{\mathbf{X}}^H (\underline{\mathbf{R}}_S(\gamma_S) + \underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})^{-1} \underline{\mathbf{X}}\right), \quad (6)$$

$$w(\underline{\mathbf{X}} | \underline{\mathbf{S}} = 0) = \frac{1}{\pi^N \det(\underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})} \times \exp\left(-\underline{\mathbf{X}}^H (\underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})^{-1} \underline{\mathbf{X}}\right). \quad (7)$$

Подставляя выражения (10), (11) в выражение (4), получаем:

$$\Lambda(\gamma_S) = \frac{\det(\underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})}{\det(\underline{\mathbf{R}}_S(\gamma_S) + \underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})} \times \exp\left[\frac{-\underline{\mathbf{X}}^H (\underline{\mathbf{R}}_S(\gamma_S) + \underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})^{-1} \underline{\mathbf{X}}}{+\underline{\mathbf{X}}^H (\underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III})^{-1} \underline{\mathbf{X}}}\right].$$

Логарифм отношения правдоподобия имеет вид:

$$z(\gamma_S) = \ln \frac{\det(\underline{\mathbf{R}}_J)}{\det(\underline{\mathbf{R}}_S(\gamma_S) + \underline{\mathbf{R}}_J)} + \underline{\mathbf{X}}^H \left[\underline{\mathbf{R}}_J^{-1} - (\underline{\mathbf{R}}_S(\gamma_S) + \underline{\mathbf{R}}_J)^{-1} \right] \underline{\mathbf{X}}, \quad (8)$$

где $\underline{\mathbf{R}}_J = \underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III}$.

3. Квазидетерминированный сигнал

В практических приложениях широко применяется модель квазидетерминированного сигнала $\underline{\mathbf{S}} = \underline{\mathbf{V}}_S A = \underline{\mathbf{V}}_S A e^{j\psi}$, где $\underline{\mathbf{V}}_S$ – направляющий вектор, определяющий амплитудно-фазовое распределение сигнала в элементах АР, A – известная амплитуда сигнала, ψ – случайная фаза сигнала, распределенная по равномерному закону. Отношение правдоподобия при заданном значении A получается усреднением отношения правдоподобия по случайной начальной фазе:

$$\Lambda(\gamma_S) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Lambda(\psi, \gamma_S) d\psi. \quad (9)$$

Подставляя выражение (4) в выражение (9) и принимая $\underline{\mathbf{R}}_J = \underline{\mathbf{R}}_A + \underline{\mathbf{R}}_{III}$, получаем:

$$\begin{aligned} \Lambda(\gamma_S) &= \frac{1}{2\pi} \exp\left[-A^2 \underline{\mathbf{V}}_S^H(\gamma_S) \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S)\right] \times \\ &\times \int_0^{2\pi} \exp\left[2A \left| \underline{\mathbf{X}}^H \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S) \right| \times \cos\left[\psi + \arg\left(\underline{\mathbf{X}}^H \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S)\right)\right]\right] d\psi = \\ &= \exp\left[-A^2 \underline{\mathbf{V}}_S^H(\gamma_S) \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S)\right] \times \\ &\times I_0\left(2A \left| \underline{\mathbf{X}}^H \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S) \right|\right), \end{aligned}$$

где $I_0(\dots)$ – модифицированная функция Бесселя 1-го рода (функция Инфельда) нулевого порядка. Логарифм отношения правдоподобия равен:

$$z(\gamma_S) = -A^2 \underline{\mathbf{V}}_S^H(\gamma_S) \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S) + \ln I_0\left(2A \left| \underline{\mathbf{X}}^H \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S) \right|\right). \quad (10)$$

Анализ эффективности оценивания направления на источник радиоизлучения. Эффективность оценивания направления на источник радиоизлучения определяется дисперсией ошибки оценивания угловой координаты $\gamma_S = \gamma_0$, нижняя граница которой задается неравенством Рао-Крамера:

$$D_\gamma \leq -\frac{1}{\mathbf{M}\left\{\frac{d^2}{d\gamma_S^2} z(\gamma_S)\right\}_{\gamma_S=\gamma_0}}. \quad (11)$$

Проведем расчет границы Рао-Крамера для различных моделей полезного сигнала.

1. Детерминированный сигнал

Вторая производная логарифма отношения правдоподобия (9) по угловой координате равна

$$\begin{aligned} \frac{d^2}{d\gamma_S^2} z(\gamma_S) &= 2\text{Re}\left\{\underline{\mathbf{X}}^H \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \frac{d^2}{d\gamma_S^2} A \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S)\right\} - \\ &- A^2 \left[2 \frac{d}{d\gamma_S} \underline{\mathbf{V}}_S^H(\gamma_S) \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \frac{d}{d\gamma_S} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S) + \right. \\ &\left. + \underline{\mathbf{V}}_S^H(\gamma_S) \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \frac{d^2}{d\gamma_S^2} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S) \right]. \end{aligned}$$

После усреднения по ансамблю реализаций получим:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}\left\{\frac{d^2}{d\gamma_S^2} z(\gamma_S)\right\}_{\gamma_S=\gamma_0} &= 2A^2 \text{Re}\left\{\frac{\underline{\mathbf{V}}_S^H(\gamma_S) \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \times}{\times \frac{d^2}{d\gamma_S^2} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S)}\right\}_{\gamma_S=\gamma_0} - \\ &- A^2 \left[2 \frac{d}{d\gamma_S} \underline{\mathbf{V}}_S^H(\gamma_S) \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \frac{d}{d\gamma_S} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S) + \right. \\ &\left. + \underline{\mathbf{V}}_S^H(\gamma_S) \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \frac{d^2}{d\gamma_S^2} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S) \right]_{\gamma_S=\gamma_0}. \quad (12) \end{aligned}$$

2. Случайный гауссовский сигнал

Первая производная логарифма отношения

правдоподобия (8) по угловой координате равна

$$\frac{d}{d\gamma_s} z(\gamma_s) = -\frac{d}{d\gamma_s} [\ln \det(\mathbf{R}_S(\gamma_s) + \mathbf{R}_J)] - \left[\mathbf{X}^H \frac{d}{d\gamma_s} ((\mathbf{R}_S(\gamma_s) + \mathbf{R}_J)^{-1}) \mathbf{X} \right].$$

Вторая производная логарифма отношения правдоподобия равна

$$\frac{d^2}{d\gamma_s^2} z(\gamma_s) = -\frac{d^2}{d\gamma_s^2} [\ln \det(\mathbf{R}_S(\gamma_s) + \mathbf{R}_J)] - \left[\mathbf{X}^H \frac{d^2}{d\gamma_s^2} ((\mathbf{R}_S(\gamma_s) + \mathbf{R}_J)^{-1}) \mathbf{X} \right].$$

Для статистического усреднения используем свойство первого момента распределения Пирсона $\mathbf{M}\{\mathbf{X}^H \mathbf{A} \mathbf{X}\} = \text{tr}(\mathbf{A} \mathbf{R}_X)$ [3]:

$$\mathbf{M}\left\{ \frac{d^2}{d\gamma_s^2} z(\gamma_s) \right\}_{\gamma_s=\gamma_0} = -\frac{d^2}{d\gamma_s^2} [\ln \det(\mathbf{R}_S(\gamma_s) + \mathbf{R}_J)]_{\gamma_s=\gamma_0} - \text{tr} \left\{ \left[\frac{d^2}{d\gamma_s^2} ((\mathbf{R}_S(\gamma_s) + \mathbf{R}_J)^{-1}) \right] (\mathbf{R}_S(\gamma_s) + \mathbf{R}_J)^T \right\}_{\gamma_s=\gamma_0}. \quad (13)$$

Вследствие сложности математических выражений дифференцирование матриц, входящих в выражение (13), производится численными методами.

3. Квазидетерминированный сигнал

Первая производная логарифма отношения правдоподобия (16) по угловой координате равна

$$\begin{aligned} \frac{dz(\gamma_s)}{d\gamma_s} = & -A^2 \left[\frac{d}{d\gamma_s} \mathbf{V}_S^H(\gamma_s) \right] \mathbf{R}_J^{-1} \mathbf{V}_S(\gamma_s) - \\ & - A^2 \mathbf{V}_S^H(\gamma_s) \mathbf{R}_J^{-1} \left[\frac{d}{d\gamma_s} \mathbf{V}_S(\gamma_s) \right] + \\ & + \frac{I_1(2A |\mathbf{X}^H \mathbf{R}_J^{-1} \mathbf{V}_S(\gamma_s)|)}{I_0(2A |\mathbf{X}^H \mathbf{R}_J^{-1} \mathbf{V}_S(\gamma_s)|)} \times 2A \frac{d}{d\gamma_s} |\mathbf{X}^H \mathbf{R}_J^{-1} \mathbf{V}_S(\gamma_s)|. \end{aligned}$$

Вторая производная логарифма отношения правдоподобия равна

$$\begin{aligned} \frac{d^2 z(\gamma_s)}{d\gamma_s^2} = & -A^2 \left[\frac{d^2}{d\gamma_s^2} \mathbf{V}_S^H(\gamma_s) \right] \mathbf{R}_J^{-1} \mathbf{V}_S(\gamma_s) - \\ & - 2A^2 \left[\frac{d}{d\gamma_s} \mathbf{V}_S^H(\gamma_s) \right] \mathbf{R}_J^{-1} \left[\frac{d}{d\gamma_s} \mathbf{V}_S(\gamma_s) \right] - \\ & - A^2 \mathbf{V}_S^H(\gamma_s) \mathbf{R}_J^{-1} \left[\frac{d^2}{d\gamma_s^2} \mathbf{V}_S(\gamma_s) \right] + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & + \frac{\left(I_0(r) - \frac{I_1(r)}{r} \right) I_0(r) - I_1^2(r)}{I_0^2(r)} \times \\ & \times 4A^2 \left(\frac{d}{d\gamma_s} |\mathbf{X}^H \mathbf{R}_J^{-1} \mathbf{V}_S(\gamma_s)| \right)^2 + \quad (14) \\ & + \frac{I_1(r)}{I_0(r)} \times 2A \frac{d^2}{d\gamma_s^2} |\mathbf{X}^H \mathbf{R}_J^{-1} \mathbf{V}_S(\gamma_s)|, \end{aligned}$$

где $r = 2A |\mathbf{X}^H \mathbf{R}_J^{-1} \mathbf{V}_S(\gamma_s)|$.

Усреднение второй производной $\mathbf{M}\left\{ \frac{d^2 z(\gamma_s)}{d\gamma_s^2} \right\}$ по ансамблю реализаций проводится методом статистического моделирования процесса \mathbf{X} .

Если элементы АР ненаправленные, то входящие в полученные уравнения производные направляющего вектора сигнала $\mathbf{V}_S(\gamma_s) = \{e^{-j\varphi_n(\gamma_s)}, n=1, \dots, N\}$ имеют вид:

$$\frac{d}{d\gamma_s} \mathbf{V}_S(\gamma_s) = \left\{ -je^{-j\varphi_n(\gamma_s)} \frac{d\varphi_n(\gamma_s)}{d\gamma_s}, n=1, \dots, N \right\}, \quad (15)$$

$$\frac{d^2}{d\gamma_s^2} \mathbf{V}_S(\gamma_s) = \left\{ \begin{aligned} & -e^{-j\varphi_n(\gamma_s)} \left(\frac{d\varphi_n(\gamma_s)}{d\gamma_s} \right)^2 - \\ & - je^{-j\varphi_n(\gamma_s)} \frac{d^2 \varphi_n(\gamma_s)}{d\gamma_s^2}, n=1, \dots, N \end{aligned} \right\}, \quad (16)$$

где $\varphi_n(\gamma_s)$ – фазовое распределение сигнала по элементам АР в зависимости от направления его прихода.

Анализ эффективности оценивания угловой координаты с помощью линейной АР. На рисунке 1 изображена схема пространственной ориентации источника полезного сигнала \mathbf{S} и квазигармонической помехи \mathbf{N}_A относительно N - элементной линейной эквидистантной АР с расстоянием между элементами $d = \lambda$, где λ – длина волны. Угловое направление прихода полезного сигнала к плоскости АР равно $\gamma_0 = 0^\circ$, а направление прихода помехи задается угловой координатой $\gamma_A \in [-90^\circ; 90^\circ]$.

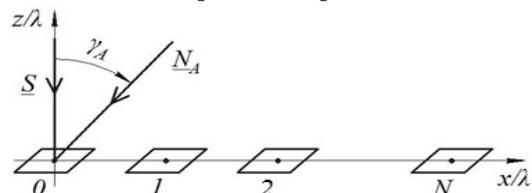


Рисунок 1 – Пространственная ориентация источника полезного сигнала и помехи

Энергетические соотношения задаются отношением сигнал – шум $q_S = P_S / P_{\text{ш}} = 4$ и отношением помеха – шум $q_A = P_A / P_{\text{ш}} = 100$.

Применительно к заданной пространственной структуре антенной решетки направляющие вектора сигнала и помехи задаются соответственно выражениями:

$$\underline{\mathbf{V}}_S = \left\{ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}x_n \sin\gamma_S}, n = 1, \dots, N \right\},$$

$$\underline{\mathbf{V}}_A = \left\{ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}x_n \sin\gamma_A}, n = 1, \dots, N \right\}.$$

Выражения (15), (16) для вычисления производных направляющего вектора сигнала принимают вид:

$$\frac{d}{d\gamma_S} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S) = \left\{ -j e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}x_n \sin\gamma_S} \frac{2\pi}{\lambda} x_n \cos\gamma_S, n = 1, \dots, N \right\},$$

$$\frac{d^2}{d\gamma_S^2} \underline{\mathbf{V}}_S(\gamma_S) = \left\{ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}x_n \sin\gamma_S} \left[-\left(\frac{2\pi}{\lambda} x_n \cos\gamma_S\right)^2 + j \frac{2\pi}{\lambda} x_n \sin\gamma_S \right], n = 1, \dots, N \right\},$$

$$\frac{d}{d\gamma_S} \underline{\mathbf{V}}_S^H(\gamma_S) = \left\{ j e^{j\frac{2\pi}{\lambda}x_n \sin\gamma_S} \frac{2\pi}{\lambda} x_n \cos\gamma_S, n = 1, \dots, N \right\}^T,$$

$$\frac{d^2}{d\gamma_S^2} \underline{\mathbf{V}}_S^H(\gamma_S) = \left\{ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}x_n \sin\gamma_S} \left[-\left(\frac{2\pi}{\lambda} x_n \cos\gamma_S\right)^2 - j \frac{2\pi}{\lambda} x_n \sin\gamma_S \right], n = 1, \dots, N \right\}^T.$$

На рисунках 2, 3, 4 представлены графики зависимостей среднеквадратического отклонения (СКО) $\sigma = \sqrt{D_\gamma}$ (17) оценки угловой координаты источника детерминированного, случайного гауссовского и квазидетерминированного сигнала от угловой координаты единичной помехи применительно к числу элементов АР $N = 2, \dots, 5$.

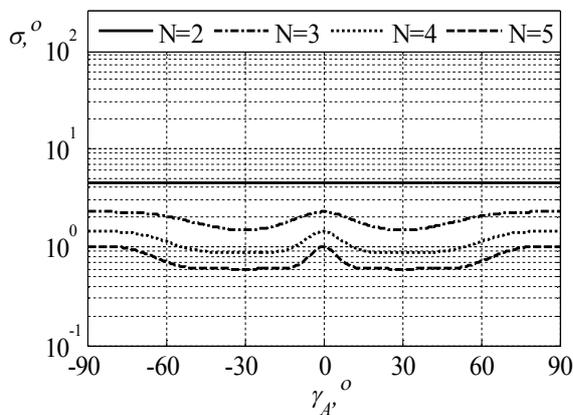


Рисунок 2 – Зависимость СКО оценивания угловой координаты источника детерминированного сигнала от углового положения помехи

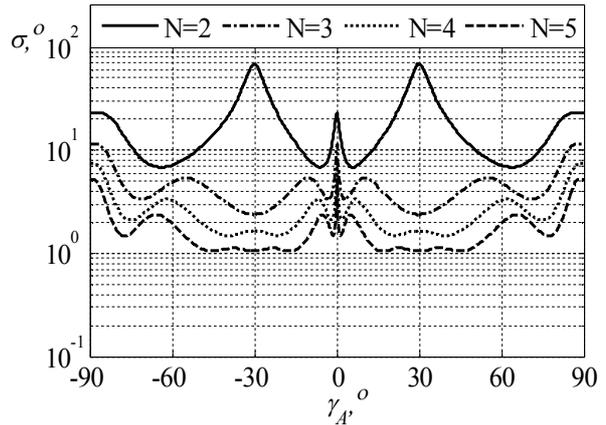


Рисунок 3 – Зависимость СКО оценивания угловой координаты источника случайного гауссовского сигнала от углового положения помехи

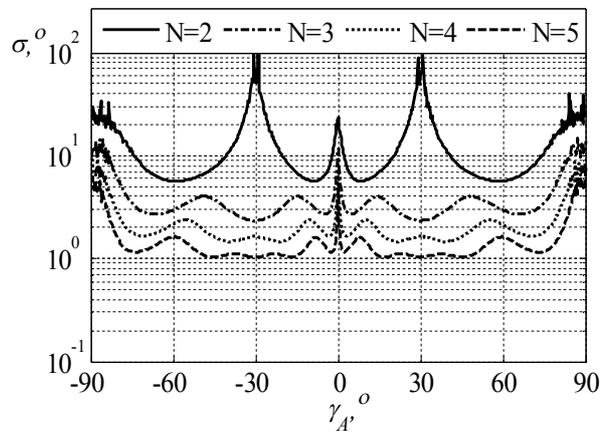


Рисунок 4 – Зависимость СКО оценивания угловой координаты источника квазидетерминированного сигнала от углового положения помехи

Вычисление проводилось в соответствии с аналитическими выражениями (11), (12) для детерминированного сигнала, численным дифференцированием в соответствии с выражением (13) для случайного сигнала и статистическим моделированием соотношения (14) для квазидетерминированного сигнала.

Наличие максимумов СКО в окрестности угла $\gamma_A = \gamma_S = 0^\circ$ свидетельствует о снижении эффективности оценивания угловой координаты вследствие отсутствия пространственных различий между полезным сигналом и помехой.

Количество элементов и пространственная структура АР оказывают существенное влияние на эффективность подавления помех [8-12]. Приведенные графики наглядно демонстрируют увеличение точности оценивания угловой координаты с увеличением числа элементов АР, задающих её апертуру.

Для подавления M помех необходимо сформировать M независимых нулей в диаграмме направленности АР, что требует

$N = M + 1$ элементов АР [2]. Как показано в [12], уменьшить требуемое число элементов АР или увеличить количество подавляемых помех можно путем выбора оптимальных координат расположения элементов АР.

Рассмотрим пример трехэлементной АР, 1-й и 2-й элементы которой имеют координаты $x_1 = 0$, $x_3 = 2\lambda$ соответственно, а 2-й элемент может изменять свое положение x_2 в диапазоне $x_1 < x_2 < x_3$ с целью уменьшения ошибки оценивания угловой координаты источника сигнала. На АР воздействуют три квазигармонические помехи с угловыми координатами $\gamma_{A1} = -50^\circ$, $\gamma_{A2} = 40^\circ$, $\gamma_{A3} = 70^\circ$. Энергетические соотношения задаются отношением сигнал – шум $q_S = 16$ и отношением помеха – шум $q_A = 100$.

Оптимальное положение регулируемого 2-го элемента АР определяется в результате решения оптимизационной задачи:

$$x_{20} = \arg \min_{x_2} D_\gamma(\gamma_0, \gamma_{Am}, m = 1, \dots, M, x_2).$$

На рисунке 5 представлены графики зависимостей СКО $\sigma(x_2 / \lambda)$ оценки угловой координаты источника детерминированного, случайного гауссовского и квазидетерминированного сигналов от положения среднего элемента АР x_2 .

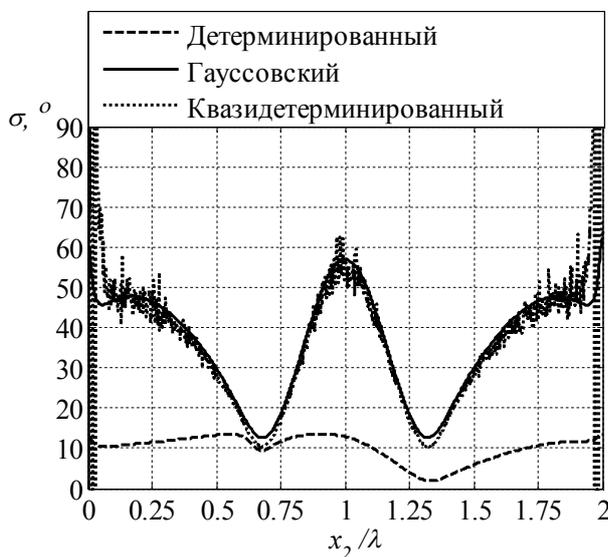


Рисунок 5 – СКО оценивания угловой координаты источника сигнала в зависимости от положения среднего элемента АР

Приведенные графики демонстрируют преимущества АР с оптимальной пространственной структурой перед эквидистантной решеткой, когда $x_2 = \lambda$. Минимумы значений σ , достигаемые при оптимальном положении среднего элемента x_{20} , свидетельствуют об уменьшении по-

грешности оценивания угловой координаты примерно в 7 раз для детерминированного сигнала, в 4,5 раз для случайного гауссовского сигнала и в 5,3 раза для квазидетерминированного сигнала относительно соответствующих величин для эквидистантной АР с $x_2 = \lambda$ и заданной сигнально-помеховой обстановки. Расположение 2-го элемента АР, задающего оптимальную пространственную структуру, для рассматриваемой сигнально-помеховой ситуации равно $x_{20} / \lambda \approx 1,3$.

Заключение. Пространственная структура в значительной степени влияет на погрешность оценивания угловой координаты источника сигнала, которая уменьшается при увеличении числа элементов и апертуры АР, а также при оптимальном расположении элементов АР. Оптимальное размещение элементов АР позволяет значительно, в несколько раз уменьшить СКО оценивания угловой координаты. Вместе с тем техническая реализация данного подхода в настоящее время разработана недостаточно. Одним из средств изменения конфигурации АР могут быть элементы АР на основе МЭМС технологии.

Исследования выполнялись в рамках гранта Российского научного фонда, заявка № 14-19-01263 в Рязанском государственном радиотехническом университете.

Библиографический список

1. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. – М.: Радиотехника, 2014. – 632 с.
2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки в теории. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
3. Журавлев А. К. Оценивание угловых координат при наличии пространственно-коррелированных помех в адаптивных РЛС // Радиотехника и электроника. – 1986. – № 10. – С. 1947–1954.
4. Воскресенский Д.И., Тонг Суан Дай. Малоэлементная широкополосная фазированная решетка // Радиотехника. – 2003. – № 5. – С. 17–20.
5. Сосулин Ю.Г., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционно-компенсационная обработка многомерных сигналов // Радиотехника и электроника. – 1981. – Т. 26. – № 8. – С. 1635–1643.
6. Сосулин Ю.Г., Паршин Ю.Н. Нелинейное оценивание стохастических сигналов с адаптацией параметров алгоритмов // Радиотехника и электроника. – 1986. – Т. 31. – № 5. – С. 904–910.
7. Марковская теория оценивания в радиотехнике / А.Л. Аникин, А.В. Башаев, А.С. Богачев, Ю.Н. Паршин и др.; под ред. М.С. Ярлыкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 504 с.
8. Карпухин В.И., Козлов С.В., Сергеев В.И. Синтез вариантов структуры радиолокационных измери-

телей угловых координат с адаптивной пространственной компенсацией помех // Антенны. – 2010. – № 6 (157). – С. 71–76.

9. Паришин Ю.Н., Лавров А.М., Гусев С.И. Синтез робастных пространственных структур радиосистем с использованием регуляризации // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2000. № 6. С. 11–14.

10. Паришин Ю.Н., Гусев С.И. Оптимальный прием дискретных сообщений системой обработки с оптимальной пространственной структурой // Радиотех-

ника и электроника. – 2000. – Т. 45 – № 3. – С. 305 – 312.

11. Паришин Ю.Н., Гусев С.И. Исследование динамического режима оптимизации пространственных структур радиосистем // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2006. № 18. 2006. С. 22–26.

12. Паришин Ю.Н., Гусев И.С. Обнаружение дискретных сигналов в радиосистемах с оптимальной пространственной структурой // Цифровая обработка сигналов. – 2007. – № 1. – С. 34–40.

УДК 621.372.54

Е.П. Васильев, А.Г. Иванов, М.А. Иванов

КОММУТИРУЕМЫЕ МИКРОВОЛНОВЫЕ ФИЛЬТРЫ МОДУЛЕЙ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Приводится методика анализа коммутируемых микроволновых фильтров лучевого и бинарного типа. Предложены целевые функции, реализующие частный критерий — условие согласования в различных состояниях (режимах функционирования) в рабочем частотном диапазоне. Методика апробирована при разработке в ООО НПК Радарсервис коммутируемых фильтров модулей самолетных АФАР L и S-диапазонов.

Ключевые слова: коммутируемый фильтр, моделирование, анализ, оптимизация, фильтр, фазовращатель.

Введение. Несмотря на различие принципов функционирования микроволновых фильтров и переключателей, между ними существуют физические и логические связи, позволяющие объединить данные классы устройств для выполнения более сложных задач, что, в свою очередь, требует разработки комплексного метода многопараметрического синтеза.

Это означает, что физическая интеграция предполагает обобщенный системный подход к исследованию и проектированию коммутируемых фильтров. Задача состоит в том, чтобы разработать методику описания взаимодействующих микроволновых устройств, включая и системы с сосредоточенными параметрами, как единого целого, располагая описанием базовых элементов в общем случае различной физической природы [1, 2].

Основные варианты построения многоканальных коммутируемых фильтров, состоящие из переключателей, выключателей и фильтров [2–4] (рисунок 1), обеспечивают управление каналами, которые формируют требуемые АЧХ и ФЧХ. При этом необходимо минимизировать потери и КСТи в полосе пропускания, а также максимально повысить функцию рабочего затухания в полосе заграждения и уровень развязки

между каналами. Таким образом, микроволновые управляющие устройства (выключатели и переключатели), объединенные с фильтрами, выполняют единую задачу спектрально-пространственного контроля за потоками сигналов. Поэтому коммутируемые фильтры представляются не как механическое объединение переключателей и фильтров, а как единый многофункциональный технический объект, который можно представить как базовый элемент второго уровня сложности.

Цель работы — рассмотреть схемотехнические варианты коммутируемых фильтров, разработать алгоритм анализа и оптимизации микроволновых коммутируемых фильтров с переключателями лучевого и бинарного типа, позволяющий повысить эффективность решения проектных задач за счет сокращения временных затрат и повышения точности расчетов.

Коммутируемые микроволновые фильтры с переключателями лучевого типа (рисунок 1,а). Обобщенная схема коммутируемых фильтров (рисунок 1,в), состоящая из n -каналов с полосовыми (ПФ) или полосно-запирающими фильтрами (ПЗФ) (K_1, \dots, K_n) и двух коммутаторов KM_1 и KM_2 , может быть в простейшем случае реализована с использованием двух много-

канальных лучевых переключателей П1 и П2 (рисунок 1,г), которые имеют одну точку ветвления, за которой установлены управляемые выключатели, число которых равно числу каналов. Из принципа функционирования лучевого переключателя следует, что сигнал управления в виде параллельного кода, содержащего номер канала, не может быть непосредственно использован для управления лучевым переключателем, как это было в бинарных схемах, что вынуждает применять дополнительную логическую часть аппаратуры.

Особенностью использования коммутаторов является возможность одновременного подключения к выходу n-каналов с высокой степенью развязки. Величина развязки между каналами в рассмотренных схемах весьма критична к конструктивным параметрам в особенности для монолитных и квази-монолитных реализаций. Поэтому каждый тип фильтра конструируется с учетом всех возможных состояний коммутатора или переключателя.

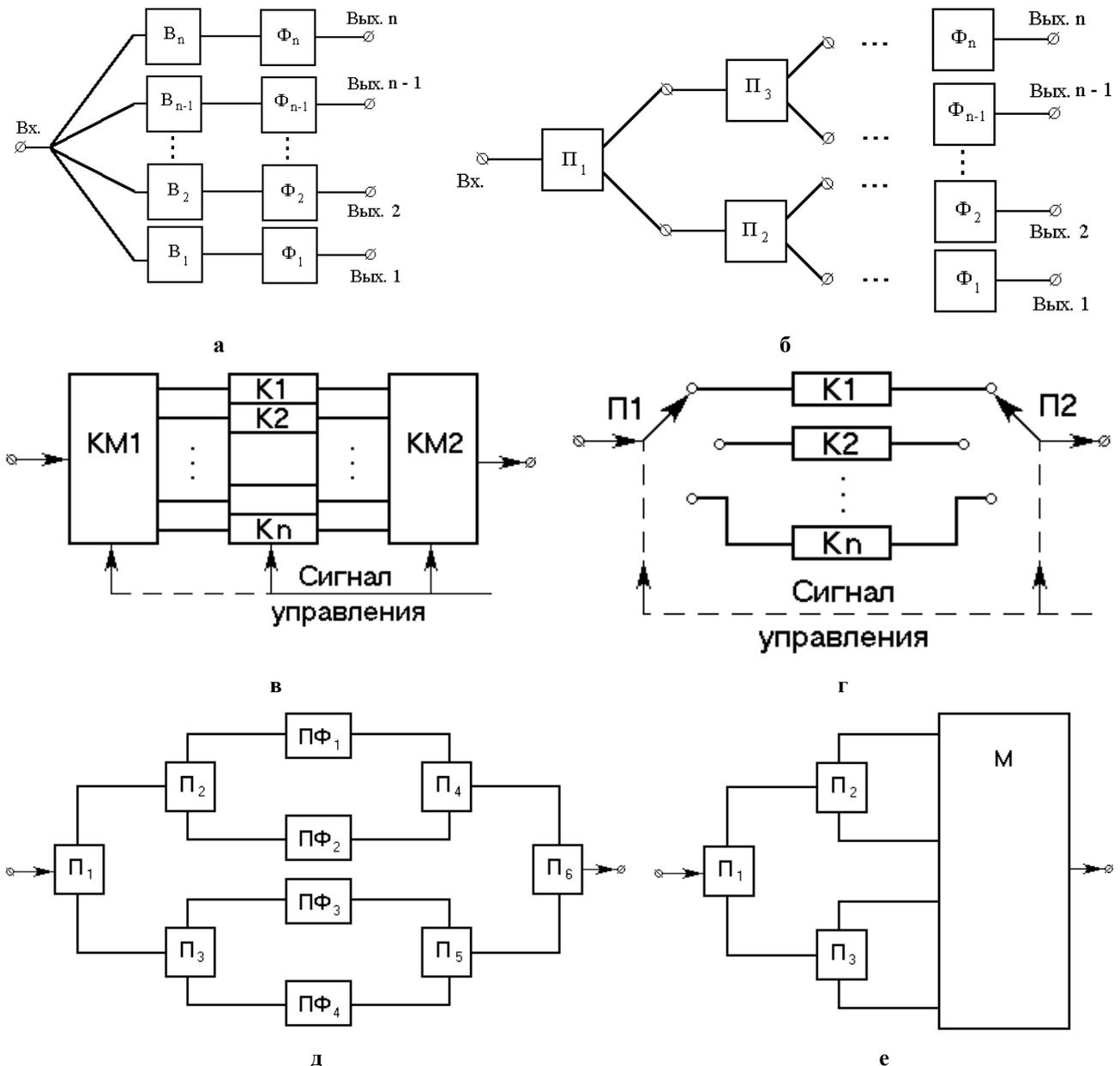


Рисунок 1 — Схематехнические варианты построения коммутируемых фильтров:

П1, П2, П3 — идентичные двухканальные переключатели;

V1,...,Vn — выключатели; Φ1,...,Φn — фильтры

Алгоритм решения задачи. Пусть на начальных этапах функционального проектирования получены следующие матрицы передачи

(рисунок 1,а): $A_{\Phi}^{(1)}, \dots, A_{\Phi}^{(n)}$ — для фильтров (верхний индекс указывает номер канала);

$\mathbf{A}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(1)}, \dots, \mathbf{A}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(n)}$ — для выключателей в режиме пропускания; $\mathbf{A}_{\mathbf{B}(3)}^{(1)}, \dots, \mathbf{A}_{\mathbf{B}(3)}^{(n)}$ — для выключателей в режиме запирания [2–4]. В общем случае матрицы $\mathbf{A}_{\Phi}^{(j)}, \mathbf{A}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(j)}, \mathbf{A}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)}$ ($j = \overline{1, n}$) определяют АЧХ и ФЧХ в каждом из каналов, которые должны соответствовать требованиям технического задания.

Осуществим матричные преобразования для получения входных проводимостей каждого из каналов в режиме пропускания $\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(j)}$ и режиме заграждения $\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)}$ по схеме:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(j)} \cdot \mathbf{A}_{\Phi}^{(j)} &= \mathbf{A}_{\mathbf{K}(\Pi)}^{(j)} \rightarrow \mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(j)}; \\ \mathbf{A}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)} \cdot \mathbf{A}_{\Phi}^{(j)} &= \mathbf{A}_{\mathbf{K}(3)}^{(j)} \rightarrow \mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)}. \end{aligned}$$

Тогда входные проводимости коммутируемых фильтров определим системой уравнений, зависящих от режимов функционирования:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{\mathbf{B}\Sigma}^{(1)} &= \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(1)}] + i \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(1)}] + \\ &+ \sum_{j=2}^n \{ \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)}] + i \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)}] \}; \\ \mathbf{Y}_{\mathbf{B}\Sigma}^{(n)} &= \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(n)}] + i \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(n)}] + \\ &+ \sum_{j=1}^{n-1} \{ \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)}] + i \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)}] \}; \end{aligned}$$

Введем обозначение $\mathbf{Y}_{\mathbf{B}\Sigma}^{(\xi)}$ — входная проводимость устройства, когда ξ -й канал функционирует в режиме пропускания, а $j = \overline{1, n}$, $j \neq \xi$ — каналов функционирует в режиме запирания. При этом необходимо обеспечить условие согласования устройства по входу при любом из режимов функционирования, которые сформулируем в следующем виде (при этом $\mathbf{Y}_{\mathbf{B}\Sigma}$ нормированы к сопротивлению генератора Z_r , подключённого ко входу):

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}\Sigma}^{(1)}] &= \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(1)}] + \sum_{j=2}^n \{ \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)}] \} = 1; \\ \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}\Sigma}^{(1)}] &= \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(1)}] + \sum_{j=2}^n \{ \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)}] \} = 0; \\ \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}\Sigma}^{(n)}] &= \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(n)}] + \sum_{j=1}^{n-1} \{ \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)}] \} = 1; \\ \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}\Sigma}^{(n)}] &= \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(n)}] + \sum_{j=1}^{n-1} \{ \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)}] \} = 0. \end{aligned}$$

В случае если каналы в режимах пропускания и

запирания идентичны, то данную систему уравнений преобразуем следующим образом:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}] + (n-1) \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}] &= 1; \\ \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}] + (n-1) \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}] &= 0. \end{aligned} \quad (1)$$

Реализацию условий согласования, представленных в виде системы уравнений для различных режимов функционирования, осуществим методом параметрического синтеза на основе использования целевой функции вида:

$$\begin{aligned} F_1 &= \sum_{i=1}^p \left\{ \sum_{j=1}^n a_i \{ \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(j)}] + (n-1) \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)}] - \right. \\ &\left. - 1 \}^2 + b_i \{ \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}^{(j)}] + (n-1) \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}^{(j)}] \}^2 \right\}, \end{aligned} \quad (2)$$

где a_i и b_i — весовые коэффициенты, смысл которых заключается в формализации фактора относительной важности характеристик в дискретных точках частотного диапазона ($i = \overline{1, p}$).

Для частного случая (1), целевую функцию определим соотношением:

$$\begin{aligned} F_1 &= \sum_{i=1}^p \{ \mathbf{a}_i \{ \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}] + (n-1) \operatorname{Re}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}] - \\ &- 1 \}^2 + \mathbf{b}_i \{ \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(\Pi)}] + (n-1) \operatorname{Im}[\mathbf{Y}_{\mathbf{B}(3)}] \}^2 \}. \end{aligned} \quad (3)$$

Предложенные целевые функции (2), (3) реализуют частный критерий — условие согласования устройства в различных состояниях (режимах функционирования) в рабочем частотном диапазоне. В то же время важно обеспечить требуемую развязку между каналами и заданный вид АЧХ. Для этого осуществим следующие матричные преобразования:

$$\mathbf{A}_{\mathbf{K}(\Pi)}^{(j)} \rightarrow \mathbf{Y}_{\mathbf{K}(\Pi)}^{(j)}; \quad \mathbf{A}_{\mathbf{K}(3)}^{(j)} \rightarrow \mathbf{Y}_{\mathbf{K}(3)}^{(j)}$$

$$\mathbf{Y}_{\Sigma\mathbf{K}(\Pi)}^{(\xi)} = \mathbf{Y}_{\mathbf{K}(\Pi)}^{(\xi)} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq \xi}}^n \mathbf{Y}_{\mathbf{K}(3)}^{(j)} \rightarrow \mathbf{A}_{\Sigma\mathbf{K}(\Pi)}^{(\xi)} \rightarrow L^{+(\xi)}.$$

$$\mathbf{Y}_{\Sigma\mathbf{K}(3)}^{(\xi)} = \mathbf{Y}_{\mathbf{K}(3)}^{(j=d)} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq d}}^n \mathbf{Y}_{\mathbf{K}(\Pi)}^{(j)} \rightarrow \mathbf{A}_{\Sigma\mathbf{K}(3)}^{(\xi)} \rightarrow L^{-(\xi)}.$$

Здесь $\mathbf{Y}_{\Sigma\mathbf{K}(\Pi)}^{(\xi)}$ и $\mathbf{Y}_{\Sigma\mathbf{K}(3)}^{(\xi)}$ — результирующие \mathbf{Y} -матрицы устройства, когда ξ -канал работает в режиме пропускания и запирания, соответственно; $L^{+(\xi)}$, $L^{-(\xi)}$ — функции рабочего затухания ξ -го канала в режимах пропускания и запирания. Тогда дополнительные частные критерии примут вид:

$$F_2 = \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^n L^{+(j)}; \quad F_3 = \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^n (L^{-(j)} - \Delta^{(j)})^2, \quad (4)$$

где $\Delta^{(j)}$ — заданный уровень запырирования канала.

Критерии F_2 и F_3 с учётом директивных функций рабочего затухания $L_t^{+(j)}$ и $L_t^{-(j)}$ преобразуем к виду, который в ряде случаев более предпочтителен:

$$F_2 = \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^n \left\{ \left| \frac{L_t^{+(j)}}{L_t^{-(j)}} - 1 \right|^{\ell_1} + \left| \frac{L_t^{-(j)}}{L_t^{+(j)}} - 1 \right|^{\ell_2} \right\}; \quad (5)$$

$$F_3 = \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^n \left\{ \left| \frac{L_t^{-(j)}}{L_t^{+(j)}} - 1 \right|^{\ell_1} + \left| \frac{L_t^{+(j)}}{L_t^{-(j)}} - 1 \right|^{\ell_2} \right\}. \quad (6)$$

В общем случае показатели степени ℓ_1 и ℓ_2 устанавливаются, исходя из численного эксперимента, зависящего от вида целевой функции. Варьируя ℓ_1 и ℓ_2 , можно разнообразить постановку задачи параметрического синтеза и в конечном счете остановиться на результате наиболее приемлемом с точки зрения конструктивно-технологической реализации коммутируемых микроволновых фильтров.

Коммутируемые микроволновые фильтры с переключателями бинарного типа (рисунок 1,б,д). Для реализации автоматической настройки приемного модуля на дискретные частоты возможно использование схемы построения, состоящей из двухканальных переключателей [6] (П) и ПФ с различными АЧХ. Схема, реализованная на основе мультиплексора (М) и двухканальных переключателей (рисунок 1,е), позволяет обеспечить выделение по заданному алгоритму из частотного спектра требуемые поддиапазоны. При числе выходных каналов $n=2^N$ рассматриваемый переключатель бинарного типа 1:n состоит из N рядов переключателей 1:2, причем в первом ряду имеется один переключатель, а в последнем $n/2$. Общее число переключателей 1:2 составляет 2^N-1 . При этом переключатели, стоящие в одном ряду по сигналам управления, могут быть подключены параллельно, так как имеют одни и те же стационарные состояния. Минимальное затухание в переключателе бинарного типа определяется потерями запырирования в переключателе 1:2 (L_3). Поэтому в переключателе 1:2^N при включении любого из n каналов имеется N каналов, затухание в которых составляет L_3 . В остальных каналах затухание будет заведомо выше. Нарастивание числа каналов каскадным включением двухканальных переключателей имеет свои пределы, ограниченные требуемым уровнем вносимых потерь и развязкой. Поэтому важно реализовать оптимальные характеристики с учетом всех состояний

коммутируемых фильтров.

Алгоритм решения задачи. Для сокращения математических записей рассмотрим алгоритм, реализующий целевые функции для четырех канальной бинарной схемы коммутируемых фильтров (рисунок 1,б). Каждый из каналов переключателя — это идентичные выключатели, которые описываются матрицами передачи: $\mathbf{A}_{в(п)}$ — для режима пропускания, $\mathbf{A}_{в(з)}$ — для режима запырирования; $\mathbf{A}_{\phi_1}, \dots, \mathbf{A}_{\phi_4}$ — матрицы передачи селективных устройств; $\mathbf{A}_{z_1}, \dots, \mathbf{A}_{z_4}$ — матрицы передачи нагружающих цепей на выходе фильтров. Тогда алгоритм формирования матричной макромодели для режима функционирования, обеспечивающего прохождение микроволнового сигнала со входа на выход 4, запишем в виде:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{в(з)} \cdot \mathbf{A}_{\phi_1} \cdot \mathbf{A}_{z_1} &= \mathbf{A}_{1(з)} \rightarrow \mathbf{Y}_{1(з)}; \\ \mathbf{A}_{в(з)} \cdot \mathbf{A}_{\phi_2} \cdot \mathbf{A}_{z_2} &= \mathbf{A}_{2(з)} \rightarrow \mathbf{Y}_{2(з)}; \\ \mathbf{A}_{в(з)} \cdot \mathbf{A}_{\phi_3} \cdot \mathbf{A}_{z_3} &= \mathbf{A}_{3(з)} \rightarrow \mathbf{Y}_{3(з)}; \\ \mathbf{A}_{в(п)} \cdot \mathbf{A}_{\phi_4} \cdot \mathbf{A}_{z_4} &= \mathbf{A}_{4(п)} \rightarrow \mathbf{Y}_{4(п)}; \\ \mathbf{Y}_{1(з)} + \mathbf{Y}_{2(з)} + \mathbf{Y}_{3(з)} + \mathbf{Y}_{4(п)} &= \\ &= \mathbf{Y}_{\Sigma} \rightarrow \mathbf{A}_{\Sigma} \rightarrow \bar{Y}(k_s, f), \end{aligned}$$

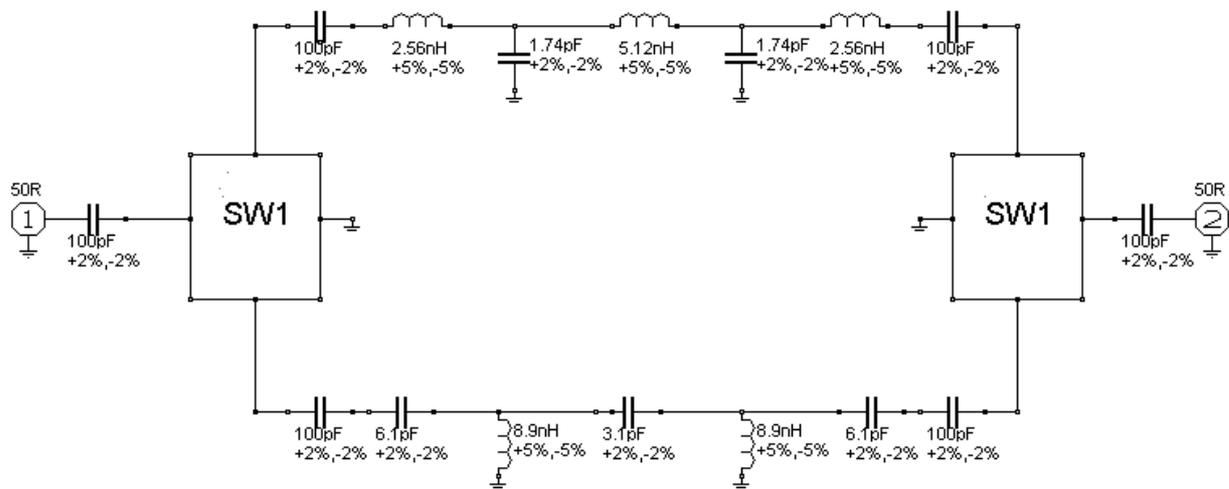
где \bar{k}_s — вектор входных параметров; f — частота.

Таким образом, получив вектор выходных характеристик \bar{Y} для рассматриваемого режима функционирования, конструируются целевые функции по соотношениям (4) — (6).

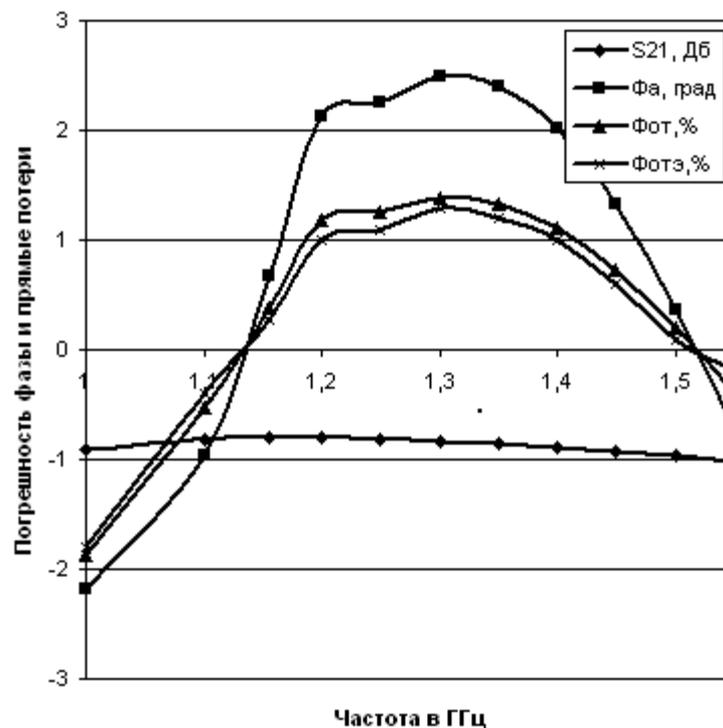
Результаты экспериментальных исследований. Предложенный подход апробирован при разработке в ООО НПК Радарсервис коммутируемых ПФ приемного модуля самолетной АФАР L-диапазона. При этом использовались на входе и выходе четырехканальные переключатели типа НМС241QS16. ПФ реализованы на LC сосредоточенных элементах. Применена технология поверхностного монтажа с использованием подложки Arlon.

При разработке дискретных шести разрядных фазовращателей [5] для модуля мощного передатчика летательного аппарата использованы звенья коммутируемых фильтров на фильтрах верхних (ФВЧ) и нижних (ФНЧ) частот [2]. Двухканальные переключатели выполнены в виде монолитных интегральных схем на полевых транзисторах (ПТШ) с последовательно-параллельным включением. ФНЧ и ФВЧ реализованы на сосредоточенных LC-элементах. Для

примера характеристики одного звена (180 гра- дусов) фазовращателя приведены на рисунке 2.



а



б

Рисунок 2 — Эквивалентная схема и результаты эксперимента для звена (180 градусов) шести разрядного фазовращателя L-диапазона: S21— прямые потери; Фa — абсолютная погрешность фазы; Фот — относительная погрешность фазы; Фотэ — экспериментальное значение относительной погрешности фазы

Результаты исследований (рисунок 2,б) показывают, что расхождение теоретического и экспериментального значения относительной погрешности фазы звена дискретного фазовращателя на коммутируемых фильтрах составляет в рассматриваемом частотном диапазоне десятые доли процента.

Выводы. Разработан алгоритм матричного анализа и оптимизации многофункциональных микроволновых коммутируемых фильтров с

учетом особенностей их функционирования. Рассмотренные соотношения использованы при разработке коммутируемых фильтров L и S-диапазонов модулей АФАР летательных аппаратов. Приводятся теоретические и экспериментальные характеристики звена дискретного фазовращателя L-диапазона на коммутируемых ФНЧ и ФВЧ. При этом расхождение теоретической и экспериментальной относительной погрешности фазы не превышает десятых долей

процента.

Библиографический список

1. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Бахарев С.И., Вольман В.И., Либ Ю.Н. и др.; под ред. Вольмана В.И. – М.: Радио и связь, 1982. – 382 с.

2. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1,2. / Пер. с англ.; под ред. Алексева Л.В. и Кушнира Ф.В. – М.: Связь, 1972. – 931 с.

3. Бова Н.Т., Стукало П.А., Храмов В.А. Управляющие устройства СВЧ. – Киев: Техника, 1973. – 163 с.

4. Вайсблат А.В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. – М.: Радио и связь, 1987. – 358 с.

5. Moye C.A. compact broadband, six-bit MMIC phasor with integrated digital drivers / Moye C., Sakamoto G., Brand M. // IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium. – 1990. May. – Digest of papers. – P. 123–126.

6. Torres J.A., Freire J.C. Monolithic transistors SPST switch for L-band // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 2002, vol. 50, NO. 1 – P. 51 – 56.

УДК 621.391

О.Р. Никитин, П.А. Полушин, Д.В. Сеницин, И. Джулани

АРИФМОЛОГИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ СВЕРТОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ

Предложен алгоритм подавления узкополосных помех в системах передачи цифровых сигналов со сверточным кодированием. На приемной стороне соседние отсчеты вычитаются, в результате помеха удаляется. Для декодирования используется алгоритм Витерби, модифицированный совместным применением арифметических и логических операций. Алгоритм позволяет получить выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с известным алгоритмом сверточного декодирования более чем на 5 дБ.

Ключевые слова: узкополосная помеха, помехоустойчивость, сверточное декодирование.

Введение. Современные системы передачи информации все более широко используют цифровые сигналы, позволяющие для повышения помехоустойчивости и качества передачи применять различные методы кодирования. Известные методы кодирования, в частности сверточное кодирование, дает возможность исправлять значительное количество ошибочных символов, но достаточно эффективно при отсутствии группирования ошибок [1,2]. Это предполагает, что ошибки возникают в основном из-за воздействия АБГШ (аддитивного белого гауссова шума), имеющего внутриаппаратурное происхождение.

В то же время на систему передачи могут действовать и помехи от внешних источников радиоизлучения, колебания которых имеют другой вид. Поскольку блоки декодирования в приемнике реализуют алгоритмы, рассчитанные на воздействие АБГШ, то появление дополнительной внешней помехи значительно снижает возможности исправления ошибок вплоть до полно-

го срыва процесса декодирования.

Однако, используя определенные априорные данные о виде внешней помехи, можно значительно повысить эффективность декодирования.

Цель работы заключается в рассмотрении алгоритма сверточного декодирования, модифицированного для случая воздействия внешних узкополосных помех.

Особенности воздействия узкополосной помехи на алгоритм сверточного декодирования. Наиболее распространенным алгоритмом сверточного декодирования является алгоритм Витерби, который при «мягкой» демодуляции позволяет значительно снизить вероятность ошибки при относительно простой практической реализации. Будем рассматривать случай использования бинарной фазовой манипуляции (BPSK). Демодуляция производится корреляционной обработкой с использованием сигнала опорного генератора, синхронизированного по частоте и фазе с несущим колебанием, и инте-

гированием результатов перемножения на интервале длительности символа.

Пусть по системе связи передается сигнал с модуляцией BPSK вида:

$$S_i(t) = U_C \cos(\omega_C t + \varphi_i) = U_C \cos(\omega_C t),$$

где i – номер текущего символа; фаза φ_i может принимать значения 0° или 180° .

Внешняя помеха описывается выражением $Z(t) = U_{\Pi} \cos(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi})$; ω_C и ω_{Π} – частоты сигнала и помехи; φ_{Π} – начальная фаза помехи. Колебание опорного генератора – $S_0(t) = U_0 \cos \omega_C t$. После интегрирования на интервале T_C времени длительности символа i -е значение полезной составляющей равно $y_i = x_i U_0 T_C / 2$, где x_i принимает величину $+1$ или -1 в зависимости от передаваемой информации. Интегрирование результата корреляционной обработки помехового сигнала на этом же интервале определит уровень помеховой составляющей z_i в суммарном сигнале:

$$z_i = \frac{U_{\Pi} U_0 T_C}{2} \frac{\sin(\Delta\varphi/2)}{\Delta\varphi/2} \cos[(i + 0,5)\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}]$$

где $\Delta\varphi = \Delta\omega T_C = (\omega_0 - \omega_{\Pi}) T_C$.

Присутствие помехи выражается в том, что после коррелятора к значениям отсчетов передаваемого сигнала добавляются компоненты, огибающая которых представляет собой гармоническую функцию. Будем считать, что коэффициенты передачи соответствующих цепей таковы, что модуль отсчетов информационной составляющей после коррелятора равен единице. В этом случае амплитуда A огибающей помеховой компоненты будет равна:

$$A = U_{\Pi} \sin(\Delta\varphi/2) / (\Delta\varphi/2).$$

Алгоритм Витерби основан на поиске путей по решетке, имеющих минимальную суммарную метрику, складывающуюся из суммы расстояний Хемминга («жесткое» декодирование) или расстояний Евклида («мягкое» декодирование) от значений отсчетов принятой выборки до значений, соответствующих различным вариантам переходов по решетке ([2,3]). Он реализует принцип максимального правдоподобия, поскольку гауссова плотность распределения значений шума монотонно спадает от нуля в обе стороны [4-6]. В результате минимальное значение метрики перехода соответствует максимальной вероятности передачи соответствующего символа.

В случае воздействия узкополосной помехи картина иная. Плотность распределения помеховых составляющих в отсчетах (1) описывается законом

$$W_1(u) = 1/\pi \sqrt{A^2 - u^2}.$$

Данная функция – бимодальная, в точке $u=0$ она имеет минимум, а максимумы – в точках $u=\pm A$. В результате минимум метрики перехода уже не соответствует максимальной вероятности соответствующего значения символа. Наличие шума сглаживает функцию $W_1(u)$, однако при больших A она остается бимодальной и сверточное декодирование с помощью «классического» алгоритмом становится невозможным.

Однако при определенной модификации сверточной процедуры и здесь можно осуществить декодирование с исправлением ошибок. Модификация состоит в использовании особенностей помехового сигнала и заключается в совместной арифметической и логической обработке отсчетов.

Удаление помеховых компонент из суммарного сигнала. При его осуществлении используется факт, что помеховые составляющие соседних отсчетов сильно коррелированы. Значение огибающей помеховой составляющей отсчета номера i можно выразить через составляющую предыдущего отсчета следующим образом:

$$\begin{aligned} z_{i+1} &= A \cos[(i+1)\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}] = \\ &= A \cos\Delta\varphi \cos(i\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}) + \\ &+ A \sin\Delta\varphi \sin(i\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}) = az_i + b\tilde{z}_i, \end{aligned}$$

где

$$\tilde{z}_i = \frac{1}{2} U_{\Pi} U_0 T_C \frac{\sin(\Delta\varphi/2)}{\Delta\varphi/2} \sin[(i+0,5)\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}].$$

Эта ортогональная составляющая может быть получена, если в дополнительном корреляторе в качестве опорного сигнала использовать не колебание $S_0(t) = U_0 \cos \omega_C t$, а сдвинутое на 90° колебание $S_0(t) = U_0 \sin \omega_C t$. Поэтому, если из значения текущего отсчета вычесть значения предыдущих отсчетов после «косинусного» и «синусного» корреляторов, домноженные на необходимые коэффициенты a и b , то помеховая составляющая в отсчетах будет удалена.

Подобная операция удаления помеховых компонент может осуществляться схемой, приведенной на рисунке 1. В корреляторах (Корр.1 и Корр.2) с помощью сигнала опорного генератора (ОГ) и фазовращателя (ФВ) на 90° образуются колебания, содержащие информационную и помеховую составляющие. При этом в сигнале после «синусного» коррелятора Корр.2 информационная составляющая будет отсутствовать, поскольку подаваемое в него опорное колебание ортогонально несущей информационного сигнала. Далее в аналого-цифровых преобразователях (АЦП) отсчеты оцифровываются. В одинаковых элементах задержки (ЭЗ) они задерживаются по времени на длительность символа T_C . В блоках

регулировки (БР) задержанные отсчеты домножаются на коэффициенты a и b , далее в вычитателе (-) из суммарного сигнала удаляются помеховые компоненты. После этого сигнал декодируется в декодере (ДК).

Коэффициенты a и b определяются после перемножения в перемножителях (X) значений соседних отсчетов и усреднения этих произведений в усреднителях (Уср). Действительно, поскольку составляющие информационного сигнала в соседних отсчетах можно считать независимыми и принимающими с одинаковой вероятностью значения $+1$ и -1 , то в результате усреднения их доля может быть сделана достаточно малой. По этой же причине после усреднения малой будет и составляющая шумов. Помеховые компоненты на выходах соответственно «косинусного» и «синусного» перемножителей будут равны:

$$z_{i+1}z_i = A^2 \cos[(i+1)\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}] \cos(i\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}) = 0,5A^2 \cos \Delta\varphi + 0,5A^2 \cos[(2i+1)\Delta\varphi + 2\varphi_{\Pi}],$$

$$z_{i+1}\tilde{z}_i = A^2 \cos[(i+1)\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}] \sin(i\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}) = 0,5A^2 \sin \Delta\varphi + 0,5A^2 \sin[(2i+1)\Delta\varphi + 2\varphi_{\Pi}].$$

На выходах усреднителей будут присутствовать только первые слагаемые этих выражений, так как в случае, если величина $\Delta\varphi$ не кратна π , вторые слагаемые усреднятся, а в случае, если величина $\Delta\varphi$ близка к кратной π , то в соответствии с (1) амплитуда помеховых составляющих будет близка к нулю.

Таким образом, на выходах усреднителей будут величины $v_c=0,5A^2\cos\Delta\varphi$ и $v_s=0,5A^2\sin\Delta\varphi$. В вычислителе (Выч) определяется величина:

$$v = \sqrt{(2v_c)^2 + (2v_s)^2} = A^2$$

и в коэффициенты передачи блоков регулировки управляются таким образом, чтобы удалить из значений выходных сигналов элементов задержки составляющую A^2 .

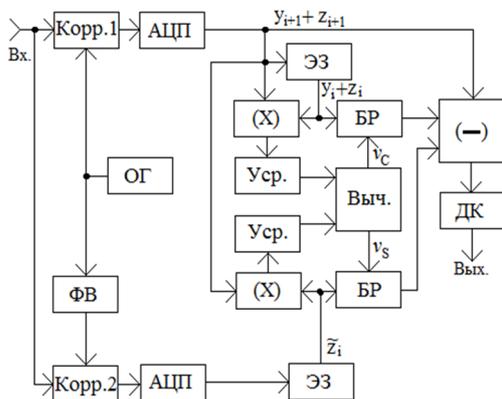


Рисунок 1 – Структурная схема устройства, реализующего подавление узкополосных помех

Следует обратить внимание, что удаление помехи описываемым образом сопровождается изменением структуры кодированного информационного сигнала. Вместо сигнала y_{i+1} на декодер поступает сигнал $y_{i+1}-v_c y_i$. («Синусная» составляющая на информационный сигнал не влияет.) Для его декодирования алгоритм работы декодера также должен быть модифицирован.

Сущность арифмологического сверточного алгоритма декодирования. Сверточное кодирование сигнала на передающей стороне производится с помощью набора логических операций, поэтому в приемнике для декодирования ранее использовались также только логические операции. Однако удаление помеховых компонент производится с помощью арифметической операции вычитания, поэтому в декодировании теперь появляется арифметическая составляющая. Для простого сверточного кода вида (7, 5) изменения алгоритма заключаются в следующем.

Ранее первый $x_i^{(1)}$ и второй $x_i^{(2)}$ кодированные символы, соответствующие передаче i -го информационного символа, получались с помощью логической операции сложения по модулю 2 предыдущих информационных символов и последующей модуляции BPSK, и определялись выражениями:

$$y_i^{(1)} = M \{ \text{mod } 2(u_i; u_{i-1}; u_{i-2}) \},$$

$$y_i^{(2)} = M \{ \text{mod } 2(u_i; u_{i-2}) \},$$

где u_i – i -й информационный символ; через $M\{\cdot\}$ обозначена модуляция, т.е. преобразование логических символов в несущие колебания, соответствующие начальной фазе $\varphi=0^\circ$ при поступлении логической единицы (далее обозначена, как «+1») и $\varphi=180^\circ$ при поступлении логического нуля (далее обозначена, как «-1»).

Теперь проведение операции вычитания аналогично тому, если бы уже в передатчике вместо обычных закодированных сверточным кодом символов передавались бы соответствующие разности, т.е. сигналы:

$$y_i^{(1)} = M \{ \text{mod } 2(u_i; u_{i-1}; u_{i-2}) - v_c M \{ \text{mod } 2(u_i; u_{i-2}) \}$$

$$y_i^{(2)} = M \{ \text{mod } 2(u_{i-1}; u_{i-3}) - v_c M \{ \text{mod } 2(u_i; u_{i-1}; u_{i-2}) \}.$$

Решетчатая диаграмма декодера Витерби в новых условиях также изменяется.

Исходная решетчатая диаграмма приведена, например, в [1]. Информационные символы принимают логические значения «0» или «1». Каждый передаваемый кодированный символ в паре с учетом модуляции может принимать значения «+1» или «-1». Сплошные стрелки соответствуют переходам из одного состояния в другое, ко-

гда новый информационный символ имеет нулевое значение, прерывистыми стрелками – когда новый информационный символ имеет единичное значение. Напротив переходов показана пара кодированных символов, которые вырабатывает кодер с приходом каждого нового информационного символа.

На рисунке 2 представлен соответствующий фрагмент модифицированного арифмологического алгоритма Витерби. Поскольку теперь регистр содержит уже четыре ячейки, то возможны восемь различных вариантов содержимого трех последних ячеек. Каждый из двух кодовых символов пары теперь может принимать не два, а четыре возможных значения: « $-1-v_c$ », « $-1+v_c$ », « $1-v_c$ » и « $1+v_c$ ». В соответствии с этим при «мягком» декодировании метрики переходов вычисляются как евклидовы расстояния от величины принятого символа уже до этих значений, а не до значений « -1 » и « 1 », как в обычном декодировании. А метрики различных путей по решетке находятся обычным образом, как суммы таким образом вычисленных метрик составляющих их переходов.

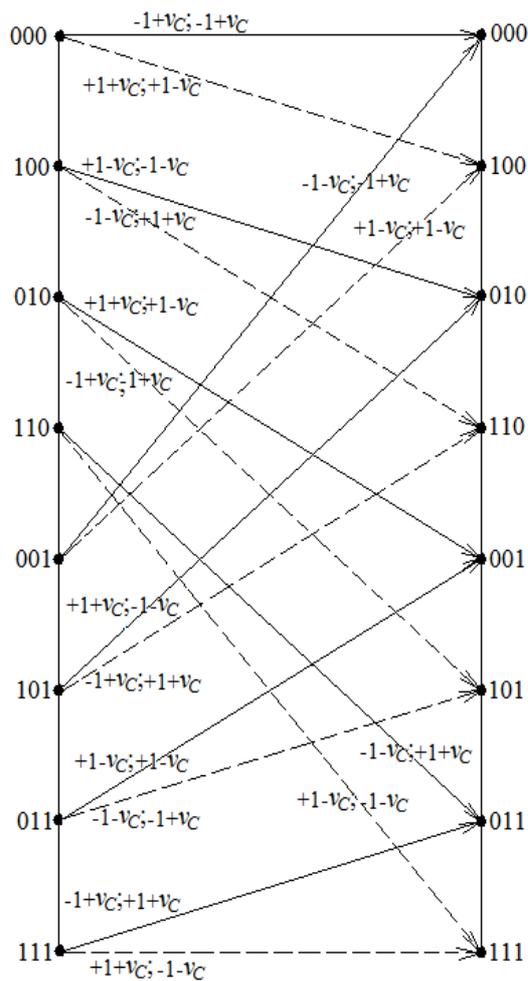


Рисунок 2 – Решетчатая диаграмма модифицированного арифмологического алгоритма сверточного декодирования

После вычитания изменяется уровень аддитивных шумов и несколько ухудшается соотношение «сигнал/шум». Поскольку можно считать шумовую компоненту различных отсчетов независимой, то мощность шумов теперь будет равна $P_n = P_1(1+v_c^2+v_s^2)$, где P_1 – мощность шумовой компоненты одного отсчета после коррелятора до вычитания (равная половине мощности шума на входе коррелятора). А средний уровень сигнала определится как $P_c = 0,5[(1+v_c)^2 + (1-v_c)^2] = 1+v_c^2$. Степень ухудшения отношения «сигнал/шум» определится величиной вычитаемой «синусной» помеховой компоненты, т.е. коррелированностью помеховых компонент соседних отсчетов. В связи с этим имеет смысл убирать помеху описанным способом, лишь когда ее уровень значителен и выигрыш от ее компенсации преобладает над проигрышем от возрастания шумов.

Результаты экспериментальных исследований. Для проверки эффективности изложенного алгоритма был проведен ряд модельных экспериментов на компьютере. Во время экспериментов формировалась бинарная последовательность символов, кодировалась сверточным кодом, после чего производилось перемежение символов. Затем к ней добавлялась гармоническая помеха и гауссов шум. Далее применялся описанный алгоритм обработки, и после декодирования полученная бинарная последовательность сравнивалась с исходной. По количеству ошибочных символов, приходящемуся на последовательность определенной длины, вычислялась вероятность ошибки.

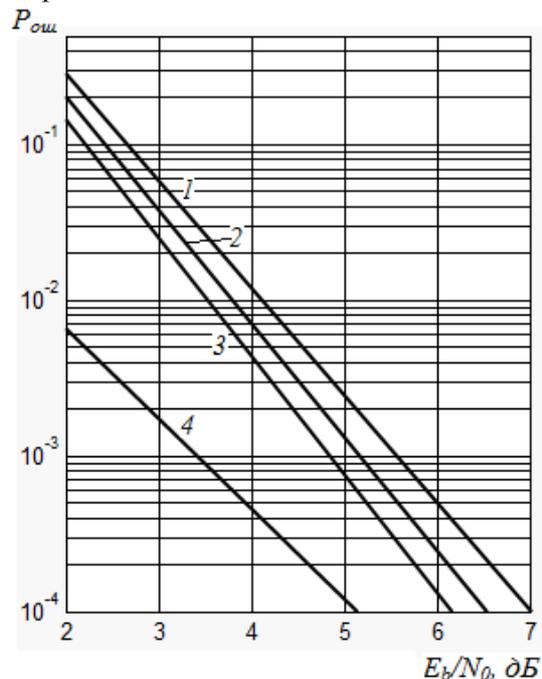


Рисунок 3 – Графики вероятности ошибки для отношения уровней сигнала и помехи, равного 0 дБ

На рисунках 3 и 4 приведены в качестве примера полученные графики зависимости вероятности ошибки $P_{ош}$ от отношения (в децибелах) энергии символа E_b к спектральной мощности шума N_0 . На рисунке 3 отношение уровней сигнала и помехи составляло 0 дБ, на рисунке 4 оно составляло –6 дБ. На обоих рисунках интервал усреднения в усреднителях был равен $10^3 T_C$.

Графики получены при различном соотношении L периода частоты $\Delta\omega$ и длительности символа T_C . Номерами обозначены графики, соответствующие значениям этого соотношения: графики 1 – $L=10^4 T_C$; графики 2 – $L=20T_C$; графики 3 – $L=10T_C$; графики 4 – $L=6T_C$.

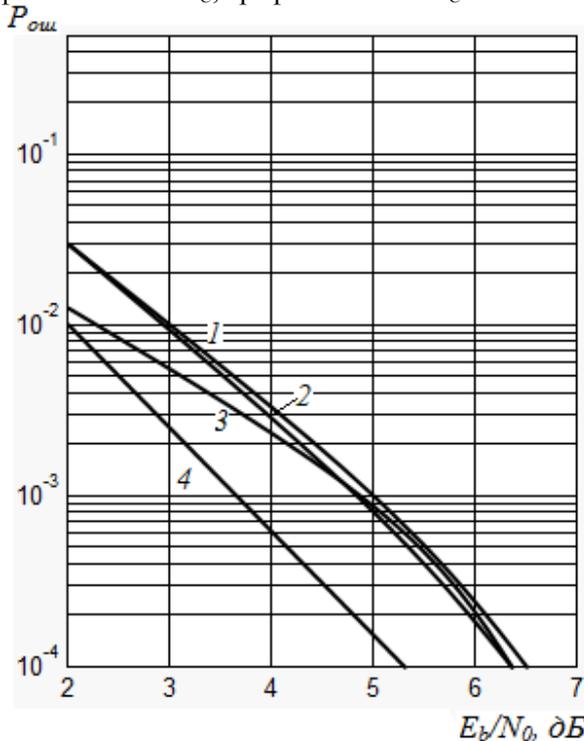


Рисунок 4 – Графики вероятности ошибки для отношения уровней сигнала и помехи, равного –6 дБ

Для сравнения на рисунке 5 приведены графики помехоустойчивости декодирования без использования предложенного алгоритма для отношения сигнал/помеха, равного 0 дБ. Номера графиков соответствуют значениям $L=10^4 T_C$ – график 1; $L=8T_C$ – график 2; $L=6T_C$ – график 3.

Заключение. Эффективность подавления узкополосной помехи существенно зависит от разности частот несущего колебания и помехи. Степень подавления зависит от точности определения соответствующих весовых коэффициентов разложения помеховой составляющей. Большой остаточный после усреднения уровень информационных составляющих затрудняет вычисление помеховых коэффициентов, в связи с чем на степень подавления помехи также влияет интервал времени усреднения в усреднителях.

Применение предлагаемого алгоритма обработки позволяет исключить негативное воздействие внешних узкополосных помех и получить выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с известным алгоритмом сверточного декодирования в различных условиях более чем на 5 дБ, тем самым повысить надежность и качество передачи сигналов по каналам связи и управления.

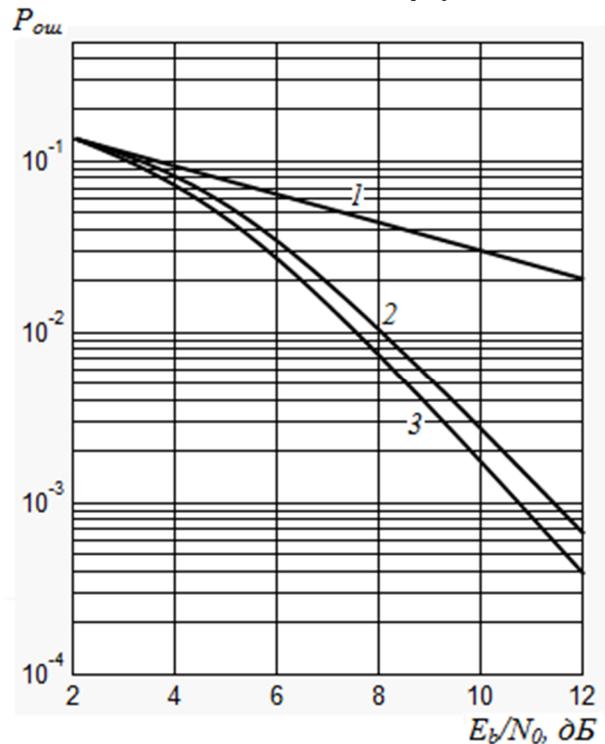


Рисунок 5 – Графики вероятности ошибки без использования описанного алгоритма при отношении уровней сигнала и помехи, равном 0 дБ

Библиографический список

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. – М.: Изд. дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.
2. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – М.: Техносфера, 2006. – 320 с.
3. Полушин П.А. Избыточность сигналов в радиосвязи / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов. – М.: Радиотехника, 2007. – 256 с.
4. Omura J.K. On the Viterbi Decoding Algorithm. / IEEE Trans. Inf. Theory, vol. IT15, January, 1969, pp. 177-179.
5. Никитин О.Р. Метрика при сверточной обработке цифровых сигналов / О.Р. Никитин, П.А. Полушин, Е.В. Ульянова, Д.В. Сеницин // Фундаментальные исследования. 2012. (часть 2). № 11. – С. 450-453.
6. Полушин П.А. Адаптация сверточного алгоритма кодирования при замираниях сигнала / П.А. Полушин, Д.В. Сеницин, Д.А. Мартышевская Материалы 10-й МНТК «Перспективные технологии в средствах передачи информации (ПТСПИ-2013)», Владимир, 26-28 июня 2013. – С. 134-136.

УДК 621.317

*А.М. Абрамов, В.В. Бондарцев, С.Г. Гуржин,
В.И. Жулев, М.Б. Каплан, Е.М. Прошин, А.В. Шуляков*

ВИРТУАЛЬНЫЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ИСПЫТАНИЙ МОДУЛЕЙ АЦП ДЛЯ СИСТЕМ БОРТОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Предлагаются модифицированные методы и средства проведения метрологических испытаний модулей измерительных преобразователей, систем бортовых измерений нового поколения; показаны возможности повышения автоматизации измерений в целом, точности задания испытательных сигналов и оценивания динамических погрешностей АЦП.

Ключевые слова: автоматизация метрологических испытаний, измерительные виртуальные приборы, программные модули средств измерения, модели и характеристики аналого-цифровых преобразователей.

Введение. Высокая степень надежности и безопасности современных, очень сложных летательных аппаратов во многом зависит от качественной работы и стабильности метрологических характеристик бортовых средств измерений (СИ) [1].

Существующие системы бортовых измерений в основном реализуются с применением аналоговых СИ, которые в последние годы начинают постепенно замещаться цифровыми устройствами и преобразователями, что обуславливает необходимость кардинальной методической проработки метрологического обеспечения (или сопровождения) измерений [3].

Определение и оценивание статических и динамических характеристик и погрешностей СИ являются центральным вопросом общей проблемы обеспечения единства измерений. Знание этих характеристик позволит эффективно и оптимально решать задачи с позиций точности и быстродействия при проектировании, эксплуатации и управлении параметрами измерительных каналов многоканальных автоматизированных измерительных систем (ИС) [4].

Особенностью подобных ИС является наличие в их составе некоторого множества измерительных каналов, включающих измерительные преобразователи (ИП), различные по принципу действия, внутреннему устройству, функции и параметрам преобразования, степени влияния внешних мешающих факторов и т.д. Среди ИП особое место занимают аналого-цифровые преобразователи (АЦП), которые принципиально изменяют форму представления измерительной информации от аналогового вида к цифровому эквиваленту.

Однако на сегодняшний день уже насчитывается более двух десятков разнообразных методов АЦП электрического напряжения (единичного приращения, последовательного приближения, параллельного считывания, комбинированные и др.), которые также существенно различаются между собой по своим физическим свойствам, структурной и функциональной схемам.

Поэтому на этапах жизненного цикла АЦП, т.е. при разработке, создании, эксплуатации, возникает необходимость периодического определения, контроля и аттестации их метрологических характеристик. Для решения данных задач предлагается один из подходов к реализации специального программного обеспечения (СПО) [2], позволяющего виртуально, гибко и комплексно проводить метрологические испытания ИП и, в частности, АЦП.

Цель работы – повышение эффективности проведения метрологических испытаний бортовых СИ за счет создания программных модулей ИП в виде моделей виртуальных приборов с параметрами и характеристиками, заданными с математической точностью, т.е. эталонного типа.

Теоретическая часть. Основными требованиями к разработке СПО являются:

- максимально возможный уровень автоматизации всех этапов проведения метрологических испытаний, представленный структурной схемой на рисунке 1;

- использование единой среды программирования для проектирования методик испытаний, формирования широкого набора эталонных испытательных и управляющих сигналов, создания математических и имитационных моделей

АЦП с реальными и идеальными метрологическими характеристиками, определения адекватности моделей, оценивания искомых параметров и представления полученных результатов в виде разнообразных зависимостей;

– формирование пополняемой базы данных ИП и методик испытаний с возможностью задания и модифицирования их исходных метрологических характеристик и параметров.

Названным требованиям в значительной мере отвечает система графического программирования LabVIEW, предназначенная для разработки виртуальных приборов (ВП). Она является мощной, многоплатформенной и гибкой программной средой, применяемой для проведения измерений, анализа и обработки полученных данных, оформления результатов на базе компьютеров с различными операционными системами, в том числе Windows.



Рисунок 1 – Структурная схема СПО для аттестации АЦП

Высокая эффективность LabVIEW и ориентация на решение главным образом измерительных задач позволили принять ее за основу при создании СПО метрологического назначения.

С учетом сформулированных требований и принципов программирования среды LabVIEW разработана обобщенная функциональная схема СПО (рисунок 2) для определения статических и динамических характеристик АЦП.



Рисунок 2 – Функциональная схема СПО для аттестации АЦП

В состав СПО входят следующие модули:

– модуль формирования испытательных сигналов осуществляет генерацию массивов цифровых отсчетов опорного и испытательного сигналов с максимально высокой разрешающей способностью;

– модуль цифроаналогового преобразования сигналов осуществляет воспроизведение формы и параметров испытательных сигналов с максимально высокой точностью;

– модуль испытываемого АЦП представляет собой имитационную модель АЦП с заданной совокупностью метрологических характеристик и функциональных параметров;

– модуль анализа, регистрации, накопления и группирования данных предназначен для выделения определенных моментов у преобразованного сигнала и условленных этапов методики испытаний, запоминания и накопления в необходимых объемах поступающей информации, распределения данных и выработки сигналов для управления;

– модуль вычисления и обработки данных выполняет математическую обработку потока измерительной информации в зависимости от типа испытываемого СИ, его нормированных метрологических параметров, заданных критериев оценивания статических и динамических характеристик в соответствии с действующими нормами и стандартами;

– модуль визуализации параметров моделей и результатов испытаний обеспечивает наглядное представление всех информационных сигналов на этапах их формирования, преобразования, анализа, регистрации, накопления и обработки в реальном и трансформированном масштабах времени, а также оцениваемых зависимостей от других параметров в двух- и трехмерной системах координат;

– модуль реализации методик измерения метрологических параметров и характеристик АЦП предназначен для управления функциональными модулями, их взаимодействия и организации рабочих циклов вплоть до выполнения назначенных условий в соответствии с заданным методом испытаний.

Проведение виртуальных испытаний предусматривает, прежде всего, разработку и создание математических и алгоритмических моделей объектов испытаний (тестируемых СИ или, в данном случае, АЦП напряжения) с возможностями задания и изменения их метрологических характеристик с предельно высокой точностью и разрешающей способностью, свойственными современным персональным компьютерам.

Особыми требованиями, предъявляемыми к таким испытаниям, являются:

– формирование высокостабильных тестовых сигналов, информационные параметры которых устанавливаются и регулируются с высокой точностью и в широких пределах;

– максимальная автоматизация и скорость выполнения измерительных методик, вычислительных операций по анализу и обработке текущей информации и полученных результатов;

– динамическая визуализация параметров

входных воздействий, выходных ответных реакций объекта испытаний во временной и частотной области, а также используемых статистических характеристик и др.

Основные преимущества виртуальных испытаний по сравнению с натурными испытаниями состоят в том, что становится возможным, опять же с высокой точностью, имитировать воздействие различных внешних факторов, прецизионно и выборочно определять степень их влияния на статические и динамические характеристики АЦП, быстро оценивать возникающие погрешности преобразований и проводить корреляционный анализ при многофакторном эксперименте.

Появляется перспектива создания унифицированной базы данных СИ и соответствующих им методик испытаний с полным набором не только электронных описаний реальных измерительных преобразователей, но и их виртуальных моделей.

Экспериментальные исследования. В соответствии с архитектурой СПО предложены и разработаны несколько виртуальных методик метрологических испытаний, одной из которых является определение мгновенных значений динамических погрешностей АЦП. Алгоритм предполагает сравнение зарегистрированного массива отсчетов $x[j]$ на выходе АЦП (реального сигнала) с математической моделью $M_H[j]$ испытательного сигнала (идеального) гармонической формы при максимальном совпадении их информативных параметров: амплитуды A , смещения S , периода T , начальной фазы φ , количества отсчетов на периоде и количества периодов.

Массив цифровых отсчетов математической модели сигнала формируется в виде

$$M_H[j] = A \sin \left[\frac{2\pi}{T} j + \varphi \right] + S.$$

Наилучшее подобие сигналов находится с помощью метода наименьших квадратов (МНК), итерационными процедурами с независимым подбором значений параметров A , S , T , φ модели и поиском минимума величины

$$Q = \sum_j (x[j] - M_H[j])^2 \rightarrow \min.$$

Функция $M_H[j]$ в данном случае выступает как аппроксимирующая, а величина Q представляется как функция нескольких искомых коэффициентов A , S , T , φ . Задача заключается в том, чтобы найти такой набор значений коэф-

фициентов, при котором $Q = \min$.

МНК позволяет полностью вычислить уравнение приближенной регрессии относительно неопределенных коэффициентов.

Для отыскания экстремального значения функции, зависящей от ряда факторов, используется один из итерационных алгоритмов многомерного поиска по методу Гаусса - Зайделя. В основе его лежит идея координатного поиска, т.е. ищется частный экстремум функции двух или более переменных при изменении одного из факторов в пределах заданного диапазона. По достижении максимального отклика целевой функции фиксируют значение варьируемого параметра, переходят к изменению очередного фактора с поиском частного экстремума функции и повторяют процедуру до момента полного перебора факторов.

Полученные таким образом коэффициенты аппроксимирующего уравнения используются для формирования математической модели $M_P[j]$ реального сигнала $x[j]$.

Далее вычисляется разность $\Delta[j] = x[j] - M_P[j]$, которая характеризует мгновенные значения погрешности регистрации формы испытательного сигнала. Если нелинейность испытательного сигнала действительно мала, то в разности $\Delta[j]$ присутствуют следующие составляющие погрешности:

- дифференциальная нелинейность АЦП;
- интегральная нелинейность АЦП;
- собственный шум АЦП;
- динамическая погрешность АЦП.

Первые три характеризуют статическую точность АЦП и могут быть выявлены на этапе испытания статических характеристик по соответствующим методикам.

Если статические характеристики выявлены и сформирована статическая функция преобразования АЦП, то алгебраическая разность $\Delta[j]$ может быть пересчитана с учетом статических погрешностей АЦП и выделена исключительно динамическая составляющая

$$\Delta_{дин}[j] = \Delta[j] - \Delta_{ст}[j].$$

Она характеризует мгновенные значения динамических погрешностей, из которых сложно получить все необходимые статистические оценки.

На рисунке 3 представлены панели управления измерительных ВП в среде LabVIEW для определения $\Delta_{дин}[j]$ по порядку, сверху вниз:

- окно задания и визуализации параметров испытательного сигнала, таких как форма, ам-

плитуда, смещение по вертикальной оси, фаза, число точек на период, число периодов;

– окно задания и визуализации параметров испытываемого АЦП, таких как разрядность, верхнее и нижнее опорные напряжения, статическая и динамическая погрешность;

– окно задания, формирования и визуализации параметров аппроксимирующей функции или математической модели реального сигнала, таких как амплитуда, смещение по вертикальной оси, период, фаза для исходной и уточненной модели, остаточная дисперсия;

– окно результатов моделирования.

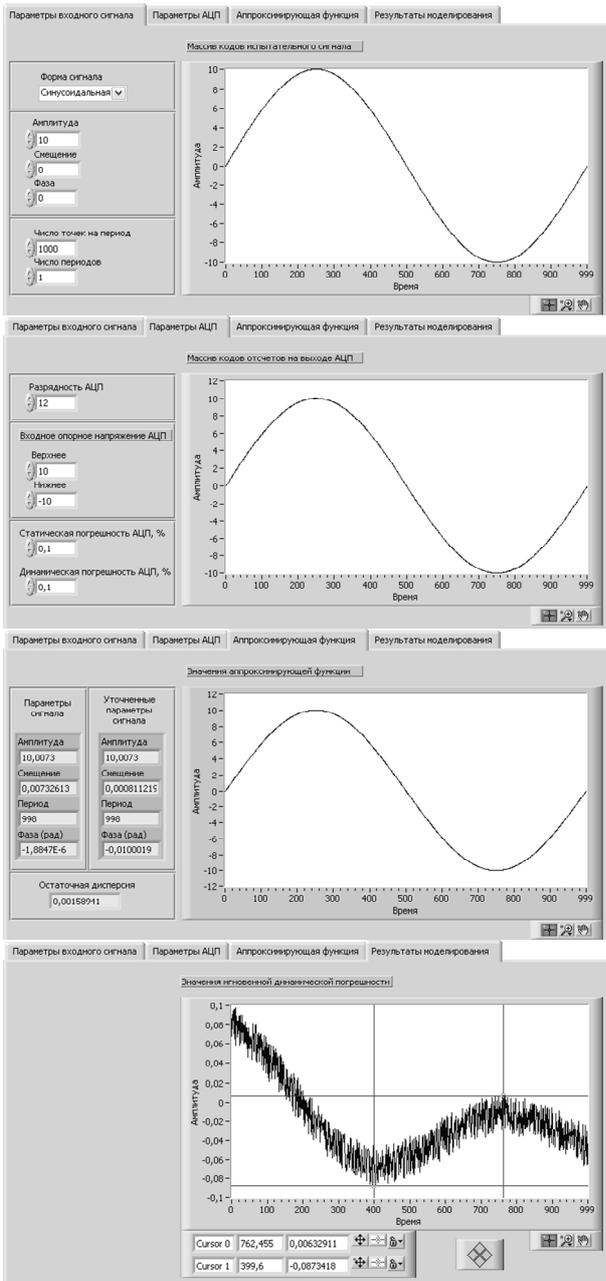


Рисунок 3 – Имитационные модели в среде LabVIEW и модули измерительных ВП

Поскольку любой метод многомерного поиска и определения коэффициентов аппрокси-

мирующей функции имеет ограничения по точности вычисления, то обязательным этапом регрессионного анализа должна быть проверка адекватности найденной математической модели $M_p[j]$ реальному сигналу $x[j]$ на выходе АЦП.

Для этого производится оценка остаточной дисперсии $S^2_{ост}$ и дисперсии воспроизводимости $S^2_{восп}$ исходя из параметров и результатов многофакторного эксперимента.

Оценка дисперсии воспроизводимости осуществляется по матрице, представленной таблицей, в которой используются так называемые дублирующие эксперименты, когда при каждом сочетании уровней факторов проводится несколько измерений выходного параметра.

План эксперимента

	x_1	x_2	...	x_n	y_1	y_2	...	y_L	\bar{y}_j
1	x_{11}	x_{12}		x_{1n}	y_{11}	y_{12}		y_{1L}	\bar{y}_1
2	x_{21}	x_{22}		x_{2n}	y_{21}	y_{22}		y_{2L}	\bar{y}_2
⋮									
N	x_{N1}	x_{N2}		x_{Nn}	y_{N1}	y_{N2}		y_{NL}	\bar{y}_N

Результаты измерений условно изображены на рисунке 4.

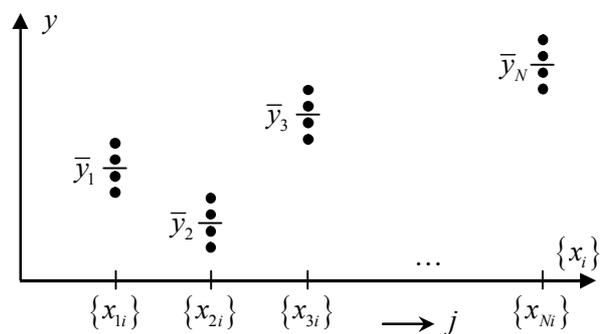


Рисунок 4 – Поле рассеяния экспериментальных данных

Разброс значений выходного параметра при фиксированном сочетании входных уровней вызван действием случайных неконтролируемых факторов и определяет случайную погрешность наблюдений, оцениваемую дисперсией воспроизводимости $S^2_{восп}$, которую находят из выражения

$$S^2_{восп} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N S_j^2,$$

где S_j^2 – дисперсии, представляющие собой рассеяние выходного параметра для каждого сочетания уровней факторов:

$$S_j^2 = \frac{1}{L-1} \sum_{l=1}^L (y_{jl} - \bar{y}_j)^2,$$

L – число дублирующих экспериментов в сече-

нии, N – число сечений (сочетаний факторов), n – число факторов, j – номер сочетания факторов, i – номер фактора, l – номер дублирующего эксперимента в сечении.

Остаточная дисперсия определяется из выражения

$$S_{ост}^2 = \frac{1}{N - (n + 1)} \sum_{j=1}^N (y_j - g\{x_{ji}\})^2,$$

где $n + 1$ – число неопределенных коэффициентов уравнения регрессии.

Суждение об адекватности модели выносится сразу, если $S_{ост}^2 \leq S_{восн}^2$, в противном случае ($S_{ост}^2 > S_{восн}^2$) осуществляют проверку гипотезы об адекватности на основании F -критерия Фишера. Если выполняется условие

$$\frac{S_{ост}^2}{S_{восн}^2} \leq F_{1-p}(f_{восн}, f_{ост}),$$

то модель признается адекватной, где $F_{1-p}(f_{восн}, f_{ост})$ – квантиль распределения Фишера, $f_{восн} = N(L - 1)$ и $f_{ост} = N - (n + 1)$ – число степеней свободы для соответствующих дисперсий, p – выбранный уровень значимости.

При невыполнении условия проводят повторный эксперимент или используют более точный метод многомерного поиска и оценивания коэффициентов.

Заключение. Таким образом, предложенный подход позволяет на единой платформе и с единых позиций произвести описание, моделирование и тестирование ИП в статическом и динамическом режимах, в реальном масштабе времени.

Библиографический список

1. Теоретические основы испытаний и экспериментальная обработка сложных технических систем / Л.Н. Александровская, В.И. Круглов, А.Г. Кузнецов и др.: учеб. пособие. М.: Логос, 2003. 736 с.
2. Архипов В.П., Бондарцев В.В., Борисов А.Г. и др. Основы компьютерной автоматизации метрологического испытания средств измерений // Перспективные проекты и технологии. Рязань: РИНФО, 2008. Вып. 2. С. 54-65.
3. Бондарцев В.В., Борисов А.Г., Гуржин С.Г. и др. Методы измерения и оценивания метрологических характеристик средств аналого-цифрового преобразования и регистрации динамических сигналов // Информационно-измерительная и биомедицинская техника. Рязань: Рязанская государственная радиотехническая академия, 2005. С. 8-32.
4. Бондарцев В.В., Борисов А.Г., Каплан М.Б. и др. Разработка программного блока обработки структурно-реконфигурируемого стенда для метрологической аттестации модулей ИИС // Информационно-измерительная и биомедицинская техника. Рязань: Рязанская государственная радиотехническая академия, 2005. С. 32-35.