

УДК 519.237.8: 539.18

Памяти нашего единомышленника,
Вадима Николаевича Трифанова,
посвящается

© В. Н. Данилов, М. М. Нестеров

АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ГЛОБАЛЬНОЙ МОДЕРНИЗАЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ОБНАРУЖЕНИЯ

Среди рассмотренных ранее в работах Данилова В.Н., Нестерова М.М. и Трифанова В.Н. фундаментальных ограничений на прием, распространение и излучение сигналов в практическом плане наиболее жесткими являются ограничения, связанные с обнаружением сигналов от разнородных объектов. В данной работе формулируется путь решения этой задачи обнаружения на основе конструктивного подхода, связанного с альтернативным математическим аппаратом, базирующимся не на гильбертовом, а на банаховом пространстве функций, в котором строятся математические и физические модели для смеси сигнал+помеха. Ключевыми моментами этого подхода являются использование математической огибающей детектируемых колебаний, а также повторное усреднение по временной оси на интервале между двумя соседними точками минимумов анализируемых колебаний. Предлагаемые методы конструктивного детектирования позволяют получить выигрыш в помехоустойчивости на основе критерия Неймана—Пирсона не менее 6 дБ и ничем его не ограничивают.

Кл. сл.: банахово пространство, регулярная и сингулярная составляющие, конструктивный анализ, математическая огибающая конструктивного спектра

ВВЕДЕНИЕ

В современной теории помехоустойчивого приема сигналов фундаментальная система решений проблемы обнаружения сигналов определена выбором базиса [1] гильбертова пространства. В этом пространстве в качестве критерия верности, на основе которого оценивается отклонение выходного сигнала $s(t)$ от принятого сообщения $x(t)$ применяется критерий квадратичного отклонения.

Для непрерывных функций, заданных на интервале (a, b) , квадратичное отклонение выражается соотношением

$$\varepsilon^2 = \int_a^b [x(t) - s(t)]^2 dt, \quad (1)$$

что соответствует норме гильбертова пространства:

$$\|f\| = \sqrt{\int_a^b [f(t)]^2 dt}. \quad (2)$$

С точки зрения геометрических представлений отклонение ε есть не что иное, как расстояние $\alpha(x, s)$, а выбор критерия — это выбор метрики пространства сообщений [2].

Проблема заключается в том, что для решения поставленной задачи выбор критерия квадратичного отклонения отнюдь не является оптимальным. Несовершенство этого процесса может быть подтверждено следующими установленными фактами.

1) Если норму пространства Гильберта (2) ввести в совокупность всех непрерывных функций на конечном интервале $a \leq t \leq b$, то хотя все аксиомы линейного пространства и нормы выполнены, но такое пространство не будет *полным*, т. к. предел функций может быть разрывной функцией, что влечет за собой существенные трудности при необходимости получить состоятельные оценки статистических характеристик при статистическом анализе [3].

2) Из множества статистических характеристик исключают все нечетные моменты, что существенно сокращает и обедняет информационное поле. Так, например, все детерминированные процессы, имеющие одинаковый амплитудный спектр (модуль) и различные фазовые спектры, обладают одинаковыми временными, корреляционными функциями и энергетическими спектрами, что существенно затрудняет обнаружение целей, особенно в случае их прикрытия средствами имитации и при помехах типа ангел-эхо [4].

3) При слабом (относительно помехи) сигнале в квадратичном и линейном детекторах имеет место подавление сигнала. Анализ показывает, что это свойство присуще детекторам и с любыми другими вольтамперными характеристиками [5]. Данное обстоятельство накладывает существенное ограничение на увеличение дальности действия всех без исключения радиоэлектронных средств наблюдения и связи.

АЛЬТЕРНАТИВНЫЙ ПОДХОД

Все перечисленные выше недостатки есть следствие неоптимально выбранного критерия, на основе которого принимается решение о правильности приема сигналов. В то же время "нет решительно никаких общих оснований для предпочтения одного критерия другому. Критерий квадратного уклонения особенно часто применяется только потому, что при пользовании этим критерием получаются, как правило, сравнительно простые выкладки" [2].

Однако с момента создания теории потенциальной помехоустойчивости В.А. Котельникова прошло уже более 70 лет. За это время математика как наука и вычислительная техника получили свое существенное развитие в работах С. Банаха, Дж. Дуба, А.Н. Колмогорова и других, что позволяет решать задачи оптимального приема на основе всего известного множества критериев. Каждому из этих критериев соответствует некоторое пространство функций, заданных на интервале $[a, b]$ и обладающих определенными свойствами. Так, например, множеству радикально-интегральных критериев L_n , для которых величина уклонения функций определяется в соответствии с выражением [1]

$$\varepsilon_R = \int_a^b |f(t)|^p dt, \quad (3)$$

соответствует пространство $L_p[a, b]$ — пространство функций $x = f(t)$, определенных на $[a, b]$ с нормой

$$\|x\| = \left(\int_a^b |f(t)|^p dt \right)^{1/p}. \quad (4)$$

Однако данный вид пространств обладает тем же комплексом недостатков, что и пространство Гильберта. Если учесть, что качество приема, как правило, определяется отношением сигнал/помеха на выходе приемника, т. е. отношением приращения постоянной составляющей, обусловленное наличием сигнала, к среднеквадратическому отклонению флуктуаций на выходе приемника или на входе решающего устройства, тогда наибольший интерес должны представлять пространства, обеспечивающие максимум этого приращения при минимуме флуктуаций на выходе приемника.

С этой точки зрения наибольший интерес представляют пространства, основанные на использовании критерия наибольшего уклонения:

$$\varepsilon_{\max} = \max_{a \leq t \leq b} |x(t) - s(t)|. \quad (5)$$

Множество таких пространств является множеством линейных нормированных полных про-

странств, которые принято называть банаховыми пространствами. К таким относятся следующие пространства.

1) Пространство $C[a, b]$ функций, заданных и непрерывных при $a \leq t \leq b$, с нормой

$$\|f\| = \max_{a \leq t \leq b} |f(x)|. \quad (6)$$

2) Пространство $C_1[a, b]$ функций, заданных и непрерывных при $a \leq t \leq b$ вместе со своей производной, с нормой

$$\|f\| = \max_{a \leq t \leq b} |f(x)| + \max_{a \leq t \leq b} |f'(x)|. \quad (7)$$

3) Пространство $C_2[a, b]$ функций, заданных и непрерывных при $a \leq t \leq b$ вместе со своей первой и второй производными, с нормой

$$\|f\| = \max_{a \leq t \leq b} |f(x)| + \max_{a \leq t \leq b} |f'(x)| + \max_{a \leq t \leq b} |f''(x)| \quad (8)$$

и т. д.

Так, например, пространство $C_n[a, b]$ — пространство функций, заданных и непрерывных при $a \leq t \leq b$ вместе со своими n производными, с нормой

$$\|f\| = \sum_{i=1}^n \max_{a \leq t \leq b} |f^i(x)|. \quad (9)$$

В качестве нормы в $C_n[a, b]$ можно взять также не сумму, а наибольшее из слагаемых, стоящих в правой части [3].

Количество слагаемых в (9), т. е. число n , следует определять в концепции наилучшего приближения. С этой точки зрения и сигналы, и помехи являются некоторым множеством колебательных движений и, как для всякого другого вида движения, для их полной характеристики необходимо знать скорость и ускорение, т. е. первую и вторую производные на участке пути $[a, b]$. Таким образом, и сигналы, и помехи могут быть описаны в функциональном пространстве $C_2[a, b]$ с нормой (8).

Пространство $C_2[a, b]$ является линейным нормированным *полным* пространством или коротко называется банаховым пространством. Одним из преимуществ данного вида пространств является возможность решения задач обнаружения, распознавания образов и измерения координат на виртуальном уровне, т. е. на уровне бесконечно малых приращений, тенденций и возможных направлений развития процесса.

Учитывая случайный характер сигналов, помех и их смеси, наиболее полной в вероятностном смысле их характеристикой является функция распределения, которая может быть однозначно представлена в виде суммы

$$F(x) = a_1 F_1(x) + a_2 F_2(x) + a_3 F_3(x), \quad (10)$$

где a_1, a_2, a_3 — неотрицательные числа, сумма которых равна 1, а F_1, F_2, F_3 — функции распределения, такие что $F_1(x)$ абсолютно непрерывна

$$F_1(x) = \int_{-\infty}^x N(t) dx, \quad (11)$$

$F_2(x)$ — ступенчатая функция

$$F_2(x) = \sum_{x_k < x} P_k, \quad (12)$$

где x_k — точки скачков $F_2(x)$, а $P_k > 0$ пропорциональны размеру этих скачков; $F_3(x)$ — сингулярная компонента, производная которой почти всюду равна нулю.

Очевидно, что в классической теории потенциальной помехоустойчивости значению функций $F_2(x)$ и $F_3(x)$ внимание практически не уделяется. Между тем понятие сингулярной (главной) части ряда Лорана было введено для обозначения части ряда Лорана с отрицательными степенями. А.Н. Колмогоров (1942 г.) доказал, что любой стационарный процесс может быть представлен в виде суммы регулярной (правильной) и сингулярной (главной) составляющих [6]. Далее Дж. Дуб доказал, что и регулярный стационарный случайный процесс может быть также однозначно разложен на регулярную и сингулярную составляющие. При этом под сингулярным процессом понимается вполне детерминированный процесс, параметры которого неизвестны. Однако, зная прошлое такого процесса, можно экстраполировать его значения на любой момент будущего с *вероятностью единица*.

Следует отметить, что еще в 1926 г. Е.Е. Слуцкий была доказана предельная синусоидальная теорема, согласно которой под воздействием множества случайных причин при весьма общих условиях возникают вполне детерминированные синусоидальные процессы. Данную теорему следует считать фундаментальной при развитии теории самоорганизации. Несколько позднее В. Романовский доказал сложную предельную синусоидальную теорему, согласно которой под воздействием случайных причин могут возникать вполне детерминированные процессы любой степени сложности. Зная отрезок прошлого этих процессов, можно экстраполировать их значения на любой момент прошлого или будущего с *вероятностью единица*.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СМЕСИ СИГНАЛ+ПОМЕХА

Рассмотрим в качестве математической модели смеси сигнал+помеха сумму стационарного центрированного гауссовского процесса и гармониче-

ского сигнала

$$X(t) = \overset{\circ}{X}(t) + U \cos \omega_0 t, \quad (13)$$

где $\overset{\circ}{X}(t)$ — центрированный стационарный гауссовский процесс, U и ω_0 — некоторые постоянные величины. Этот случай нередко встречается на практике, в частности в радиолокации и радиосвязи, когда $U \cos \omega_0 t$ представляет регулярный сигнал, а $\overset{\circ}{X}(t)$ — флуктуационный шум. Заметим, что $X(t)$ — нестационарный процесс, т. к. его математическое ожидание $U \cos \omega_0 t$ зависит от времени [7].

В связи с последним замечанием возникает вопрос о погрешностях, к которым приводит предположение о том, что смесь на входе приемника представляет собой стационарный гауссовский эргодический процесс. В соответствии с концепцией Пуанкаре, такое допущение может привести к абсолютно неправильным выводам, что и подтверждается практическими исследованиями, когда увеличение длительности сигнала и времени накопления не приводит к решению задачи обнаружения слабых сигналов (т. е. таких сигналов, для которых отношение сигнал/помеха существенно меньше единицы).

Анализируя подобную ситуацию, А.А. Харкевич пишет [2], что "для получения осмысленных результатов нужно после усреднения по множеству прибегать к повторному усреднению по времени", иначе говоря, в современной трактовке необходимо переходить к скользящему групповому накоплению.

Для того чтобы реализовать накопление по множеству, следует рассматривать процесс, действующий на входе приемной системы, как единый колебательный процесс, который с физической точки зрения можно трактовать как последовательность (множество, ансамбль) колебательных циклов, т. е. переходы из одной точки устойчивого равновесия (точки минимума потенциальной энергии) в другую точку минимума. В этом случае с точки зрения актуальной бесконечности в качестве интервала $[a, b]$ на временной оси может быть задан интервал 2π , т. е. интервал между двумя соседними точками минимума.

Отметим, что все функции, составляющие функциональное пространство, должны быть заданы на одном и том же интервале. В противном случае их нельзя было бы складывать друг с другом [3].

При этом число n в норме (9) по существу определяется порядком дифференциального уравнения, описывающего данный вид колебательного движения. Современные исследования показывают, что уже в первом приближении колебательное

движение лампового генератора описывается уравнением Ван-дер-Поля [8] вида

$$d^2y / dt^2 + \omega^2 y + \mu f(y_1 dy / dt) = 0, \quad (14)$$

где μ — малая постоянная, т. к. последний член представляет малое нелинейное возмущение. Решение этого уравнения ищут в виде

$$Y = r(t) \cos \varphi(t). \quad (15)$$

Очевидно, что чем выше требования к точности измерений (чем меньше отношение сигнал/помеха), тем выше должен быть порядок приближения. Так, например, уже на уровне второго приближения необходимо учитывать инерционную и ступенчатую нелинейности [8]. Таким образом, гипотеза об аддитивности смеси сигнал+помеха также имеет определенную область применения и не является достоверной при обнаружении слабых сигналов или при проведении высокоточных измерений.

Известно, что квадратичный закон детектирования не препятствует воспроизведению формы прямоугольных импульсов. Иначе обстоит дело при квадратичном детектировании колебаний, огибающая которых является непрерывной функцией времени, как это имеет место, например, при передаче речи, музыки и других сигналов сложной формы, содержащих большое число частот, гармоник и комбинационные частоты. Тогда гильбертова огибающая существенным образом отличается от математической огибающей, что очень сильно влияет на разборчивость и тембр сигнала и делает применение квадратичного детектирования нецелесообразным в тех случаях, когда требуется неискаженное воспроизведение сигналов (речи, музыки и т. д.). Альтернативой гильбертовой огибающей является математическая огибающая, под которой понимается касательная процесса в его экстремальных точках. Так как задача обнаружения сигнала по существу сводится к задаче измерения конечных приращений, то математическим фундаментом таких измерений является теорема о конечных приращениях (теорема Лагранжа), согласно которой:

Если функция $f(x)$ непрерывна на отрезке $[a, b]$ и дифференцируема во всех внутренних точках этого отрезка, то внутри отрезка $[a, b]$ найдется по крайней мере одна такая точка c , $a < c < b$, что

$$f(b) - f(a) = f'(c)(b - a). \quad (16)$$

Отметим непосредственную связь приращения функции, производной и касательной на интервале $[a, b]$.

Теорема Лагранжа позволяет реализовать цифровые приемные системы не на основе интегрального исчисления, а на основе исчисления конечных разностей, одним из важных достоинств которого с точки зрения борьбы с помехами является исчисление конечных разностей вперед (т. е. в будущее), или экстраполяция, и исчисление назад (в прошлое), или ретрополяция.

С точки зрения общей теории колебаний основная разница между помехой и сигналом состоит в том, что помеха существует *постоянно*, а сигнал появляется *эпизодически*. Тогда, используя теорию о сингулярности и методы исчисления конечных разностей, помеху можно изучить с необходимой степенью достоверности и прогнозировать ее значение на текущий момент времени, обеспечивая наилучшие условия приема сигналов.

В функциональном пространстве $C_2 [a, b]$ целесообразность и полезность конструктивного подхода достаточно хорошо обоснованы в литературных источниках [9–13], и нет необходимости останавливаться на этом вопросе подробно. Изложим только краткие основы предлагаемого нами адаптивного статистического конструктивного анализа и вытекающих из него особенностей конструктивного детектирования.

ИНФОРМАЦИОННО-ФИЗИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И КОНСТРУКТИВНЫЙ АНАЛИЗ ОДНОУРОВНЕВЫХ МОДЕЛЕЙ

Рассмотрим приемно-излучающую систему как систему некоторого множества агрегатов, объединенных в единую систему по некоторому информационному признаку. Предположим, что каждый из этих агрегатов описывается нелинейными уравнениями Ван-дер-Поля. Модель сигнала сложной формы следует представить как линейную композицию нелинейных элементов, т. е.

$$s(t) = \sum_{i=1}^N C_i(t) \cos U_i(t). \quad (17)$$

Учитывая, что в такой системе присутствует все множество шумов (дробовых, тепловых, фликкерных, измерительных и т. д.), следует считать количество уровней огибающих в смеси сигнал+помеха теоретически ничем не ограниченным, т. к. всякий колебательный процесс имеет свою касательную в экстремальных точках. Однако в соответствии с нормой функционального пространства $C_2 [a, b]$ в большинстве случаев можно ограничиться двумя уровнями огибающих, т. е. первой и второй производными.

Конструктивный анализ одноуровневых моделей. Для примера рассмотрим конструктивный анализ одноуровневых моделей.^{*)} Ключевым элементом конструктивного анализа является выделение сингулярных составляющих (скрытых периодичностей). При этом под реализацией понимается изменение параметра между двумя точками устойчивого равновесия (точками минимума) (см. Приложение, рисунки).

В основе конструктивного анализа лежит метод временной свертки первого порядка. Конструктивный характер временной свертки определяется тем, что дополнительно к операциям сдвига и статистического усреднения вводится операция селекции выборочных функций по параметру или их совокупности. В простейшей модели случайного процесса $x(t)$ конструктивная временная свертка может проводиться по параметру T , для чего весь диапазон изменения параметра разбивается на n поддиапазонов, включающих в себя значения параметра T в промежутках:

$$[T_1, T_2], [T_2, T_3], \dots, [T_k, T_{k+1}], \quad (18)$$

что, по существу, определяет базис конструктивного анализа. Поддиапазоны определяются как расстояния между экстремумами смеси сигнал+помеха или ее огибающих различных порядков. При этом минимальное значение параметра T равно

$$T_{\min} = 1 / 2f_{\text{в}}, \quad (19)$$

где $f_{\text{в}}$ — верхняя часть спектра сигналов. За величину $T_{\min}$ следует принять минимальное расстояние между экстремумами сигнала.

В соответствии с (18) операцией сдвига по оси t формируется k амплитудно-фазовых случайных процессов:

$$x_k(\tau) = \{x_i(\tau)\}, \quad i = \overline{1, \infty}, \quad (20)$$

где входящие в него случайные процессы $x_k(\tau)$ удовлетворяют условию (18).

Совокупность случайных процессов, образованных на основе одной бесконечно длинной реализации, называется амплитудно-фазовым случайным процессом (АФП).

Если для каждого случайного процесса (20) определить математическое ожидание или его оценку, т. е. зависимость вида

$$M^k[x_1(\tau)] = \sum_{k=1}^{\infty} m_k(\tau - T_k), \quad (21)$$

то его можно рассматривать как конструктивное математическое ожидание случайного процесса $x(t)$, а по аналогии с классическими методами анализа трактовать как конструктивный спектр, базисом или элементами которого являются функции $m_k(\tau)$, в которых отображена информация о законах изменения мгновенных значений случайного процесса $x(t)$. В последовательности $T_1, T_2, \dots, T_n$ отображена информация о фазовом спектре случайного процесса $x(t)$, а в математической огибающей конструктивного спектра — информация об энергетическом вкладе каждого элемента конструктивного спектра. Таким образом, даже в простейшем случае конструктивного анализа конструктивный спектр содержит несоизмеримо больший объем информации о случайном процессе, чем аналогичные теоретико-множественные виды анализа. Это позволяет на качественно новом уровне решать весь комплекс задач, связанных с обнаружением и приемом сигналов, распознаванием образов и определением координат целей.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

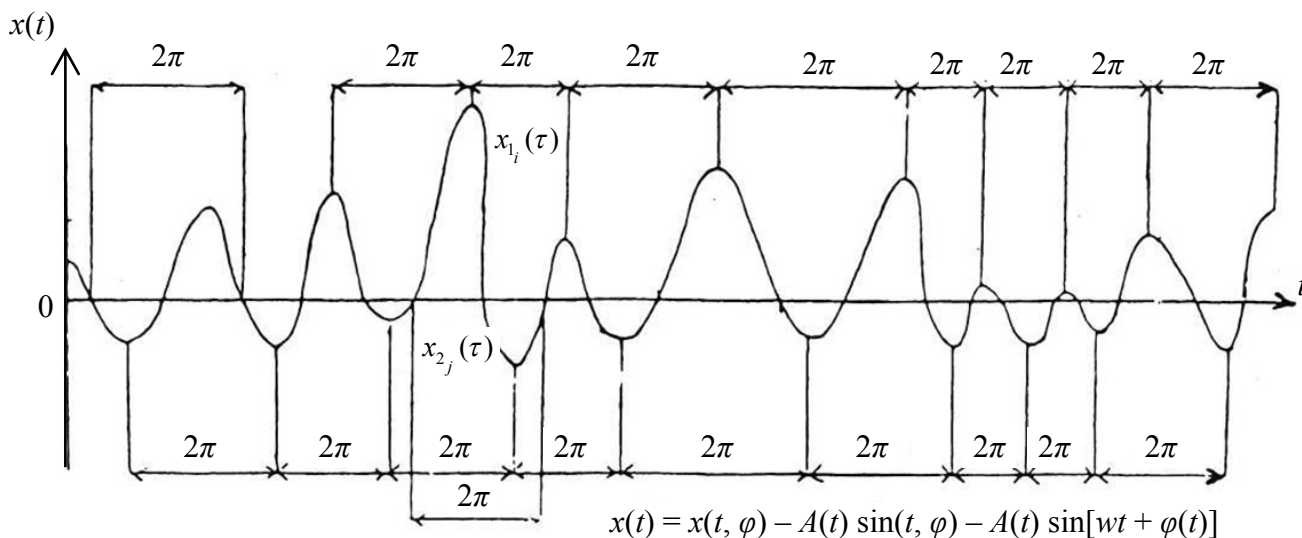
Следует отметить, что предлагаемые методы конструктивного детектирования позволяют получить выигрыш в помехоустойчивости на основе критерия Неймана—Пирсона не менее чем на 6 дБ и ничем его не ограничивают.

С другой стороны, методы конструктивного детектирования и анализа не отвергают и не опровергают ничего из уже достигнутого в современной теории потенциальной помехоустойчивости, но расширяют и дополняют возможность ее использования. Однако становится совершенно ясной нецелесообразность финансирования тех работ по совершенствованию и модернизации современных радиоэлектронных средств, которые не позволяют преодолеть указанные в данной работе фундаментальные ограничения.

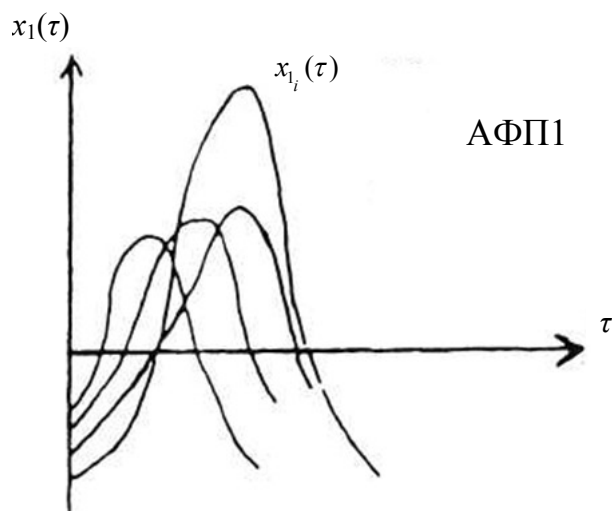
^{*)} Известно, что проекционно-сеточные методы допускают и подпространства, в которых отдельные базисные фракции могут и не иметь локального носителя, что может быть вызвано стремлением лучше приблизить сингулярную часть решения. В связи с изложенным конструктивный анализ может рассматриваться как вариант метода конечных элементов.

Приложение

АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫЙ СЛУЧАЙНЫЙ ПРОЦЕСС: ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ КОНСТРУКТИВНОГО СПЕКТРА

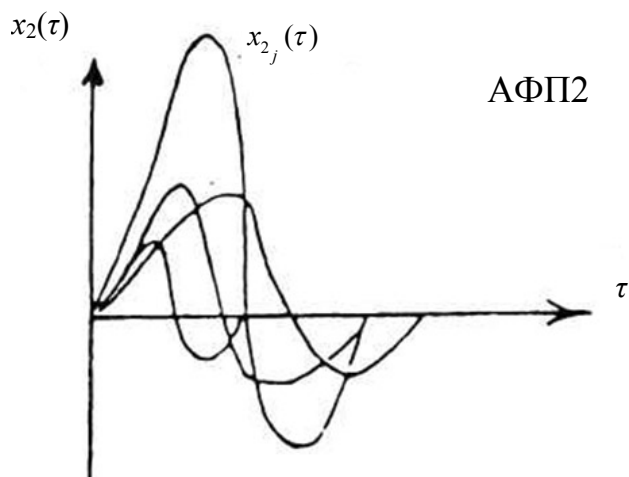


Ансамбль реализуется при постоянном фазовом интервале 2π . Обязательное условие — формирование функционального пространства



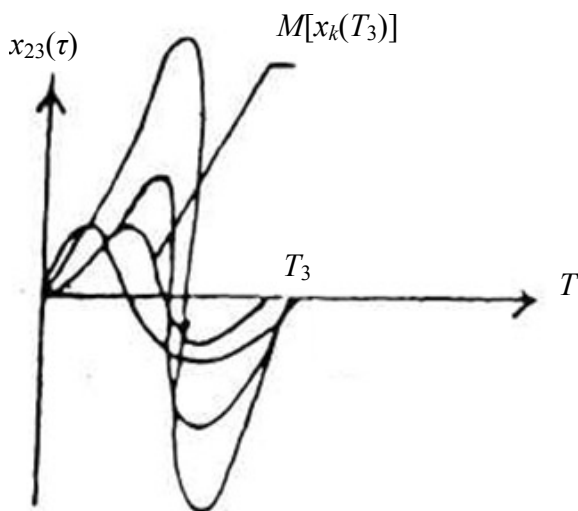
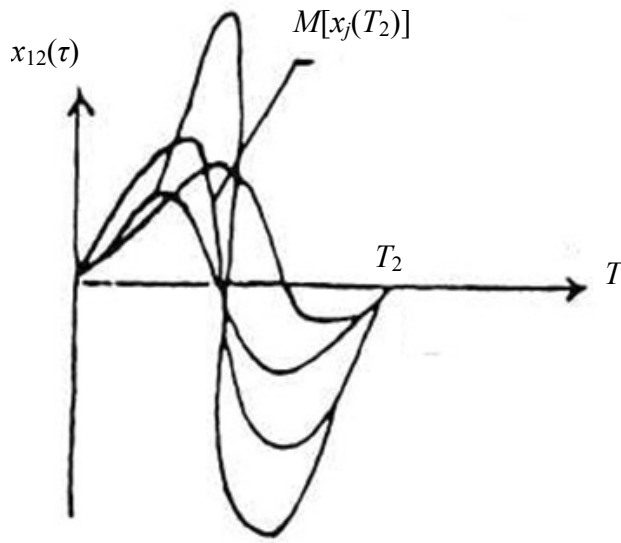
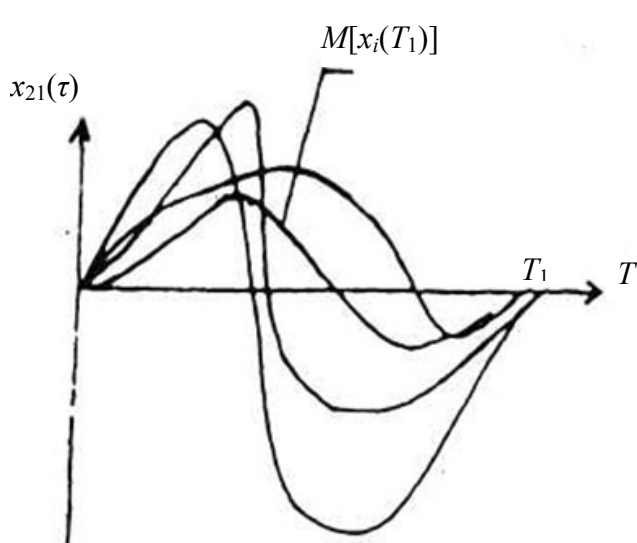
Конструктивная свертка 1-го порядка (пример 1).

$x_1(\tau) = \{x_i(\tau)\}$, где $i = \overline{1, \infty}$ и на концах выборочных функций выполняются условия минимума:
 $x'(t_i) - x'(t_{i+1}) = 0$,
 $x''(t_i) > 0$, $x''(t_{i+1}) > 0$



Конструктивная свертка 1-го порядка (пример 2).

$x_2(\tau) = \{x_j(\tau)\}$, где $j = \overline{1, \infty}$ и на концах выборочных функций выполняются условия:
 $x(t_j) - x(t_{j+1}) = 0$,
 $x'(t_j) > 0$, $x'(t_{j+1}) > 0$



Ансамбли СП из выборочных функций одинаковой длительности (конструктивный АФП — $x^k(\tau)$)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Математический энциклопедический словарь / Под ред. Ю.В. Прохорова. М.: Советская энциклопедия, 1988. 847 с.
2. Харкевич А.А. Борьба с помехами. М.: Наука, 1965. 274 с.
3. Мышкис А.Д. Математика для вузов. Специальные курсы. М.: Наука, 1971. 632 с. (С. 261–263).
4. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1916. (С. 179).
5. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов. радио, 1967. (С. 225).
6. Математическая энциклопедия. Т. 3 / Под ред. И.М. Виноградова. М.: Советская энциклопедия, 1985.
7. Зюко А.Г. и др. Теория передачи сигналов. М.: Радио и связь, 1986. 304 с. (С. 55).
8. Вайнштейн Л.А., Вакман Д.Е. Разделение частот в теории колебаний и волн. М.: Наука, 1983. 288 с. (С. 130, 136).
9. Данилов В.Н. "Аналитические представления сложных сигналов методом их разложения в ряды Фурье, Тейлора и Котельникова" // Изв. вузов. Серия "Радиоэлектроника". 1973. № 2. С. 3–6.
10. Гершанский В.С., Данилов В.Н., Ланцев И.А. и др. О философии научных исследований в физике. СПб.: Изд-во Политехнического университета,

2005. (С. 167–207).
11. Нестеров М.М., Трифанов В.Н., Данилов В.Н. Нестандартный анализ данных с использованием самоорганизующихся технологий // Научное приборостроение. 2000. Т. 10, № 1. С. 35–43.
 12. Данилов В.Н., Леонов И.Е., Нестеров М.М. Выявление скрытых параметров в шумоподобных процессах // Международный конгресс "Слабые и сверхслабые поля и измерения в биологии и медицине", тезисы. СПб., 2006.
 13. Данилов В.Н., Нестеров М.М., Тарханов В.И. и др. Об одном подходе к решению задач сверхпомехоустойчивого приема сигналов // Научное приборостроение. 2009. Т. 19, № 3. С. 28–34.

Санкт-Петербургское отделение института химической физики РАН им. Н.Н. Семенова

Контакты: Нестеров Михаил Мефодьевич,
netlie@mail.ru

Материал поступил в редакцию 19.04.2010.

URGENT PROBLEMS OF GLOBAL MODERNIZATION OF RADIO-ELECTRONIC MEANS OF DETECTION

V. N. Danilov, M. M. Nesterov

St. Petersburg Branch of Institute for Chemical Physics RAS

Among the previously discussed in Danilov V.N., Nesterov M.M. and Trifanov V.N. works devoted to fundamental restrictions on reception, distribution and emission of signals, practically the most strict restrictions concerned the detection of signals from diverse objects. In the present work the way to solve this problem of detection on the basis of a constructive approach connected with the alternative mathematical apparatus, based not on Gilbert manifold, and on Banach manifold functions in which mathematical and physical models for a mix signal+noise are constructed is formulated. The key moments of this approach are the usage of mathematical bending around the detected fluctuations, and secondary timebased averaging on an interval between two next points of minima of the analyzed fluctuations. The offered methods of the constructive detecting allow to receive a prize in a noise stability on the basis of Neumann—Pirson criterion not less than 6 dB without restrictions.

Keywords: Banach space, regular and singular functions, constructive analysis, mathematical bending of the constructive spectrum