

АВТОКОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОБРАБОТКА КОГЕРЕНТНЫХ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

И.Г. Леонов, А.Е. Присяжный, С.В. Волошин
(Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба)

Рассмотрен метод обработки когерентных многочастотных сигналов с целью их обнаружения в условиях априорной неопределенности и возможная схема автокорреляционного устройства обработки.

автокорреляция, когерентные многочастотные сигналы

Постановка проблемы. В радиолокационных станциях в настоящее время для повышения точности, информативности и помехозащищенности широко используются сложные сигналы [1 – 3]. Определенным преимуществом перед другими сложными сигналами обладают многочастотные сигналы [2]. Однако при оптимальной обработке многочастотных сигналов требуется априорная информация о дальности и скорости лоцируемой цели, а устройства обработки являются многоканальными. Поэтому синтез квази-оптимальных одноканальных устройств обработки многочастотных когерентных сигналов, не требующих априорной информации, является актуальным.

Анализ литературы. Обработка многочастотных сигналов рассмотрена в ряде работ [1, 3, 7]. В [1, 2, 4, 7] синтезированы оптимальные приемники и получены их рабочие характеристики. При этом, прежде всего, рассмотрены корреляционные, фильтровые и устройства некогерентной обработки. Автокорреляционные методы обработки многочастотных сигналов имеют ряд особенностей, в литературе не рассмотрены, хотя периодическая структура корреляционных функций многочастотных сигналов позволяет сделать вывод о целесообразности их использования.

Цель статьи. Рассмотрение особенностей одноканального автокорреляционного устройства обработки когерентных многочастотных сигналов в условиях априорной неопределенности.

Основная часть. Автокорреляционный метод выделения сигналов из шумов основан на использовании различий автокорреляционных функций. В данной статье предполагается метод автокорреляционной обработки когерентных многочастотных сигналов с целью их обнаружения в условиях априорной неопределенности. Поясним суть метода. Для этого предположим, что на входе радиолокационного приемника дей-

ствует смесь сигнала и белого шума:

$$u(t) = S(t) + n(t), \quad (1)$$

где $n(t)$ – белый шум со спектральной плотностью $N_0/2$ и дисперсией σ^2 ; $S(t)$ – многочастотный сигнал длительностью $\tau_{и} = 1/kF_{м} = kT_{м}$, (где $k = 1, 2, 3, \dots, K$), формируемый методом угловой модуляции СВЧ радиоимпульса гармоническим напряжением частотой $F_{м}$ [2]:

$$S(t) = A_0 \sum_{\gamma=-\infty}^{\infty} \dot{U}_0(t) J_{\gamma}(M_{\phi}) \exp[j(2\pi f_0 t + 2\pi\gamma F_{м} t + \phi_0)], \quad (2)$$

где $A_0, f_0, \phi_0, \dot{U}_0(t)$ – амплитуда, частота, начальная фаза, комплексная огибающая центральной (нулевой) частотной составляющей многочастотного сигнала; $J_{\gamma}(M_{\phi})$ – функция Бесселя первого рода γ порядка с индексом фазовой модуляции M_{ϕ} в качестве аргумента.

Как известно [4, 7], тело неопределенности многочастотного сигнала $R(\tau, F)$ многопиковое. При сплошном амплитудно-частотном спектре многопиковость имеет место на плоскости (τ, F) , а при дискретном амплитудно-частотном спектре периодичность имеет место и в сечении $(\tau, 0)$, т.е. автокорреляционная функция многочастотного сигнала с дискретным спектром периодическая. Период следования $T=1/F_{м}$, длительность пиков определяется как $\tau_{сж} = T/2N$, боковые лепестки – индексом фазовой модуляции M_{ϕ} .

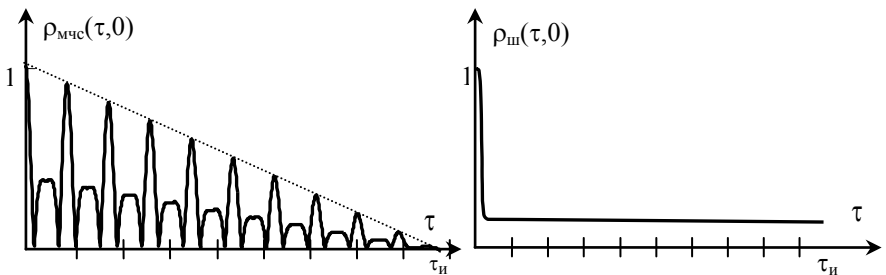


Рис. 1. Автокорреляционная функция многочастотного сигнала (а) и шума (б)

Автокорреляционная функция белого шума имеет вид δ -функции с максимумом в начале координат (при $\tau = 0$), а средний уровень боковых лепестков [1] равен $\sigma^2/2 \sqrt{\tau_{и} \Pi_{0,7}}$.

Для примера автокорреляционные функции многочастотного сигнала (при $M_{\phi} = 2$, $\tau_{и} = 10T_{м}$) и белого шума показаны на рис. 1а,б.

На основе анализа корреляционных свойств многочастотного сигнала и белого шума нетрудно заметить, что один процесс периодиче-

ский, а другой непериодический. Используя это наблюдение, возникает предположение о возможности построения автокорреляционного устройства обработки, учитывающего эту разницу. Такое устройство в литературе известно как автокорреляционное [1]. В простейшем варианте его схема может иметь вид, представленный на рис. 2.

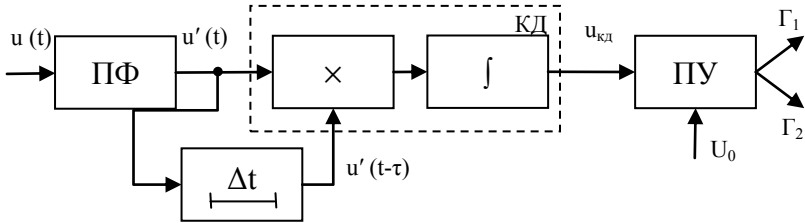


Рис. 2. Схема автокорреляционного устройства обработки многочастотного сигнала

В данное устройство входит полосовой фильтр (ПФ) с амплитудно-частотной характеристикой прямоугольной формы и полосой пропускания $\Delta f = 2F_M N$ (где $N = \text{ent}(M_\varphi + \sqrt{M_\varphi + 1})$) [2], линия задержки (ЛЗ) с временем задержки $\Delta t = T_M = 1/F_M$, корреляционный детектор (КД), состоящий из перемножителя и интегратора с постоянной интегрирования $\tau_{\text{инт}} = \tau_{\text{и}}$, и пороговое устройство.

После прохождения сигналом и шумом полосового фильтра на первом входе корреляционного детектора действует аддитивная смесь вида:

$$u'(t) = \sum_{\gamma=-N}^N \dot{U}_0(t) J_\gamma(M_\varphi) \exp[j(2\pi f_0 t + 2\pi \gamma F_M t + \varphi_0)] + n'(t), \quad (3)$$

а на втором входе:

$$u'(t-T) = \sum_{\gamma=-N}^N \dot{U}_0(t-T) J_\gamma(M_\varphi) \exp \left[\begin{array}{l} j(2\pi f_0(t-T) + \\ + 2\pi \gamma F_M(t-T) + \varphi_0) \end{array} \right] + n'(t-T), \quad (4)$$

т.е. на выходе линии задержки смесь сигнала и шума будет выглядеть:

$$u'(t-T) = S'(t-T) + n'(t-T). \quad (5)$$

Тогда выражение для сигнала на выходе корреляционного детектора можно записать как:

$$u_{\text{кд}}(t) = \int_0^{\tau_{\text{и}}} u'(t) u'(t-T) dt = \int_0^{\tau_{\text{и}}} (S'(t) + n'(t))(S'(t-T) + n'(t-T)) dt. \quad (6)$$

Разобьем подынтегральное выражение на четыре интеграла. При этом формула (6) примет вид:

$$u_{\text{кд}}(t) = \int_0^{\tau_{\text{н}}} S'(t)S'(t-T)dt + \int_0^{\tau_{\text{н}}} n'(t)n'(t-T)dt + \int_0^{\tau_{\text{н}}} S'(t)n'(t-T)dt + \int_0^{\tau_{\text{н}}} n'(t)S'(t-T)dt. \quad (7)$$

Все составляющие, входящие в эту формулу, являются случайными процессами. Найдем математическое ожидание выражения (7).

$$E[u_{\text{кд}}(t)] = E \left[\int_0^{\tau_{\text{н}}} S'(t)S'(t-T)dt + \int_0^{\tau_{\text{н}}} n'(t)n'(t-T)dt + \int_0^{\tau_{\text{н}}} S'(t)n'(t-T)dt + \int_0^{\tau_{\text{н}}} n'(t)S'(t-T)dt \right]. \quad (8)$$

Используя аддитивность математического ожидания можно записать:

$$E[u_{\text{кд}}(t)] = E \left[\int_0^{\tau_{\text{н}}} S'(t)S'(t-T)dt \right] + E \left[\int_0^{\tau_{\text{н}}} n'(t)n'(t-T)dt \right] + E \left[\int_0^{\tau_{\text{н}}} S'(t)n'(t-T)dt \right] + E \left[\int_0^{\tau_{\text{н}}} n'(t)S'(t-T)dt \right]. \quad (9)$$

Первое слагаемое в выражении (9) – автокорреляционная функция многочастотного сигнала $R_S(\tau,0)$, второе – автокорреляционная функция шума $R_n(\tau,0)$, третье и четвертое – взаимокорреляционные функции многочастотного сигнала и шума $R_{Sn}(\tau,0)$, $R_{nS}(\tau,0)$. Таким образом:

$$R(\tau,0) = R_S(\tau,0) + R_n(\tau,0) + R_{Sn}(\tau,0) + R_{nS}(\tau,0). \quad (10)$$

Так как $n'(t)$ – центрированный случайный гауссовский процесс, то три последних интеграла также будут случайными гауссовскими процессами. В нашем случае, так как сигнал и шум – независимые процессы и $\tau_{\text{н}} \gg 1/f_0$, то двумя последними слагаемыми можно пренебречь:

$$R_{Sn}(\tau,0) = R_{nS}(\tau,0) \approx 0. \quad (11)$$

Тогда:

$$R(\tau,0) = R_S(\tau,0) + R_n(\tau,0). \quad (12)$$

Учитывая (2), автокорреляционная функция многочастотного сигнала при $\tau = T_M$ будет равна $R_S(T_M,0) = A_0(k-1)/k$, а математическое ожидание выражения (12) [1,6]:

$$E[R(T_M,0)] = A_0^2 \left(1 - \frac{1}{k} \right) + \frac{1}{2\sqrt{2kT_M F_M N}} = A_0^2 \left(1 - \frac{1}{k} \right) + \frac{1}{2\sqrt{2kN}}. \quad (13)$$

Для вычисления дисперсии величины $R(T_M,0)$ воспользуемся известной формулой[5]:

$$D[R(T_M,0)] = R^2(T_M,0) - E^2[R(T_M,0)]. \quad (14)$$

Как показано [6]:

$$D[R(T_M, 0)] = \frac{\sigma^2(A_0^2 + \sigma^2)}{4kN}. \quad (15)$$

Поэтому, выигрыш $G = q_{\text{ВЫХ}}/q_{\text{ВХ}}$ в отношении сигнал/шум по мощности при обнаружении многочастотного когерентного сигнала автокорреляционным приемником (рис.2) можно определить соотношением:

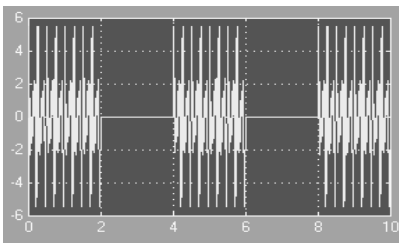
$$G = \frac{q_{\text{ВЫХ}}}{q_{\text{ВХ}}} = 4kN \left(1 / \left(2 + \frac{1}{q_{\text{ВХ}}} \right) \right). \quad (16)$$

Из (16) следует, что автокорреляционное устройство обработки увеличивает отношение сигнал/шум только при условии:

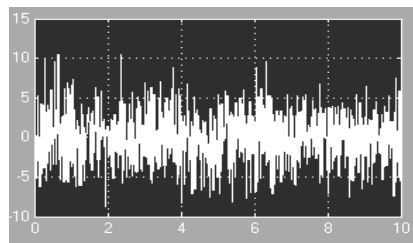
$$q_{\text{ВХ}} < 4Nk. \quad (17)$$

Отметим, что форма сигнала на выходе такого устройства инвариантна от фазы принимаемого сигнала. Априорная неопределенность частоты несущей может быть устранена традиционными квадратурными методами.

Проведено математическое моделирование в среде MATLAB работы схемы автокорреляционного устройства обработки многочастотного сигнала (рис.2). Для примера, на рис. 3 представлены характерные осциллограммы: многочастотного сигнала (рис. 3,а), белого шума (рис. 3,б), смеси сигнала и шума (рис. 3,в), и выходного напряжения интегратора (рис. 3,г) при значениях $M_\varphi = 1$, $k = 10$ и $N = 1$ (три частотные составляющие). Из осциллограмм видно, что при отношении сигнал/шум по напряжению на входе устройства $\approx 0,6$, отношение сигнал/шум на его выходе составляет порядка 5–6 (по мощности 25 – 36). Теоретическое значение отношения сигнал/шум по мощности, рассчитанное согласно (16), практически совпадает с результатами математического эксперимента.



а



б

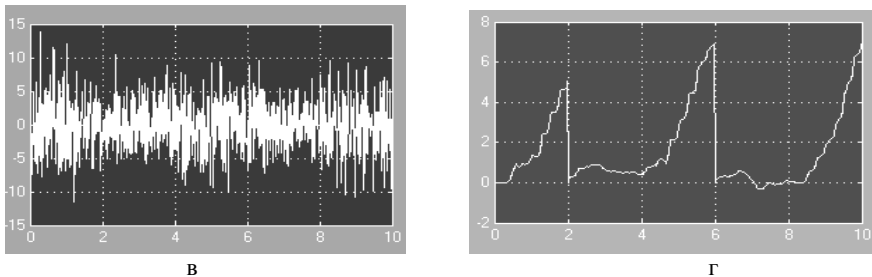


Рис. 3. Осциллограммы многочастотного сигнала (а), шума (б), смеси сигнала и шума (в) и выходного напряжения интегратора (г)

Выводы. Таким образом, показана возможность построения одноканального автокорреляционного приемника многочастотного когерентного сигнала, отличающегося от известных тем, что линия задержки выбирается из автокорреляционных свойств сигнала ($\Delta t = T_M - 1/F_M$). Отношение сигнал/шум на выходе такого приемника зависит от отношения сигнал/шум на его входе, длительности импульса и ширины спектра многочастотного сигнала. Если отношение сигнал/шум на входе меньше чем $q_{вх} < 4 N_k$, то происходит увеличение отношения сигнал/шум на выходе автокорреляционного приемника.

Используя автокорреляционный приемник многочастотного когерентного сигнала возможно путем изменения длительности $\tau_{и}$, индекса модуляции M_{ϕ} и частоты модуляции F_M добиваться заданного отношения сигнал/шум на его выходе при пороговом отношении сигнал/шум на входе, не изменяя средней мощности зондирующего сигнала, что показывает целесообразность использования такого приемника при малых отношениях сигнал/шум.

Этот метод может найти применение при доработке существующих и разработке перспективных радиолокационных станций.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов. радио, 1970. – 560 с.*
2. *Гомозов В.И. Теория и техника формирования сложных СВЧ сигналов с высокой скоростью угловой модуляции для радиотехнических систем. – Х.: Издатель Шуст А.И., 2002. – 397 с.*
3. *Радиоэлектронные системы: основы построения и теория / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. – 828 с.*
4. *Вопросы статистической теории радиолокации / П.А. Бакут, И.А. Большаков, Б.М. Герасимов и др. – М.: Сов. радио. – Т. 1, 1963. – 424 с.; т. 2, 1964. – 1080 с.*
5. *Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Сов. радио, 1966. – 678 с.*

6. *Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях / В 2-х т.; Пер. с фр.; Под ред. Н.Г. Волкова. – М.: Мир, 1983. – Т. 1, 312 с.; Т. 2, 256 с.*
7. *Оптимальные обнаружители многочастотного сигнала со случайными неэнергетическими параметрами / В.Д. Карлов, І.Г. Леонов, С.В. Волошин, А.Е. Присяжный и др. // Системи обробки інформації. – Х.: ХУПС. – 2005. – Вип. 4 (44). – С. 57-67.*

Поступила 24.03.2006

Рецензент: доктор технических наук, профессор В.Д. Карлов,
Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба.
