

УДК 621.391

Возможности применения многочастотных квазишумовых сигналов в условиях ведения противником радиотехнической разведки

Боев С.Ф.^{1*}, Зюзин А.В.^{2}, Кострыкин П.А.^{2***}**

Хайбутов К.Е.^{2**}, Хайбутов М.Е.^{2*****},**

¹Группа компаний «РТИ», ул. 8 Марта, 10, корп.1, Москва, 127083, Россия

*²Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны, Московский
проспект, 28, Ярославль, 150001, Россия*

**e-mail: boev@oaorti.ru*

***e-mail: Aleksey.zyuzin@mail.ru*

****e-mail: pavel_kostrykin@mail.ru*

*****e-mail: khaibutov@mail.ru*

******e-mail: mkhaybutov@bk.ru*

Аннотация

Рассмотрены возможности применения радиолокационными средствами широкополосных многочастотных квазишумовых сигналов в условиях ведения противником радиотехнической разведки; на основе математической модели с помощью численного моделирования рассчитаны значения показателей качества скрытности работы радиолокационных средств, показаны преимущества указанных сигналов.

Ключевые слова: шумовая радарная технология, многочастотные квазишумовые сигналы, скрытность радиотехнических систем, вероятность раскрытия структуры сигнала.

Введение

В современных условиях широкого противоборства в информационной сфере повышение скрытности технических систем, в том числе радиолокационных, способных наряду с традиционно решаемыми задачами осуществлять классификацию целей, является актуальной задачей.

Ведение противником радиотехнической разведки (РТР) позволяет добывать сведения о параметрах (пространственно-временных) сигналов радиолокационных станций и на основании анализа этих сигналов позволяет определить местоположение, тип, назначение наших средств [1, 2].

Общепринято, что радиоразведка добывает сведения путем поиска, обнаружения, пеленгования излучений радиосредств, перехвата радиолокационных сигналов и определения их параметров [1, 2].

Совершенствование элементной базы радиоэлектронной аппаратуры, а также методов и алгоритмов обработки сигнала позволяет в настоящее время решать многие задачи РТР при помощи цифровых приемников. Общая полоса анализируемых сигналов может составлять до 30 ГГц и более.

Это обстоятельство позволяет заключить, что работа РЛС осуществляется в условиях попадания радиолокационных зондирующих сигналов в полосу анализа разведприемников РТР противника.

Способность РЛС противостоять действиям РТР, направленным на обнаружение сигналов, измерение параметров и определение направления их прихода, характеризуется понятием скрытность РЛС [1, 2, 3].

Разработка радиолокационных систем, обладающих высокой скрытностью в работе реализуемо с использованием сложных шумоподобных сигналов [4]. При этом, требуемая скрытность, помехозащищенность, а также реализация адаптации и оптимизации режима зондирования возможны при приемлемой сложности технических решений генерирования и обработки сигналов. Такие решения осуществимы на основе относительно простых в реализации составных и квазишумовых сигналов с комбинированной модуляцией, синтезированных из уже освоенных видов сигналов. При этом квазишумовыми будем называть сигналы, обладающие большинством свойств шумовых и которые по форме пика тела неопределенности в требуемых интервалах по времени запаздывания τ и по Доплеровскому сдвигу по частоте F близки к шумовому сигналу. Примером такого сигнала является многочастотный квазишумовой (МЧ КШ) сигнал [5].

Математическая модель многочастотного квазишумового сигнала

Для описания МЧ КШ сигнала определим некоторую функцию в виде узкополосного случайного процесса (УСП) с нормальным законом распределения мгновенных значений, (рис. 1а, б) формируемого методом, описанным в [5], и представим её рядом Фурье:

$$\dot{U}_{\text{УСП}}^{\text{нч}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k \cdot e^{j2\pi \frac{k}{T} t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k \cdot e^{j(k\Delta\omega t - \psi_k)}, \quad (1)$$

где:

T – период УСП; \dot{A}_k - комплексная амплитуда (A_k – амплитуда, ψ_k – начальная фаза)

k -й составляющей:

$$\dot{A}_k = A_k \cdot e^{-j\psi_k} . (2)$$

Выражение (1) представляет собой математическую модель исходного «базового» узкополосного шума с периодом T , не обеспечивающего высокой разрешающей способности по времени запаздывания. С учетом переноса на несущую частоту

$$\dot{U}_{\text{УСП}}(t) = \dot{U}_{\text{УСП}}^{\text{НЧ}}(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k \cdot e^{j(2\pi f_0 + k\Delta\omega)t} . (2)$$

Реальная часть и амплитудно-частотный спектр реализации такого базового сигнала на несущей частоте с полосой Δf_0 представлены на рис. 1.

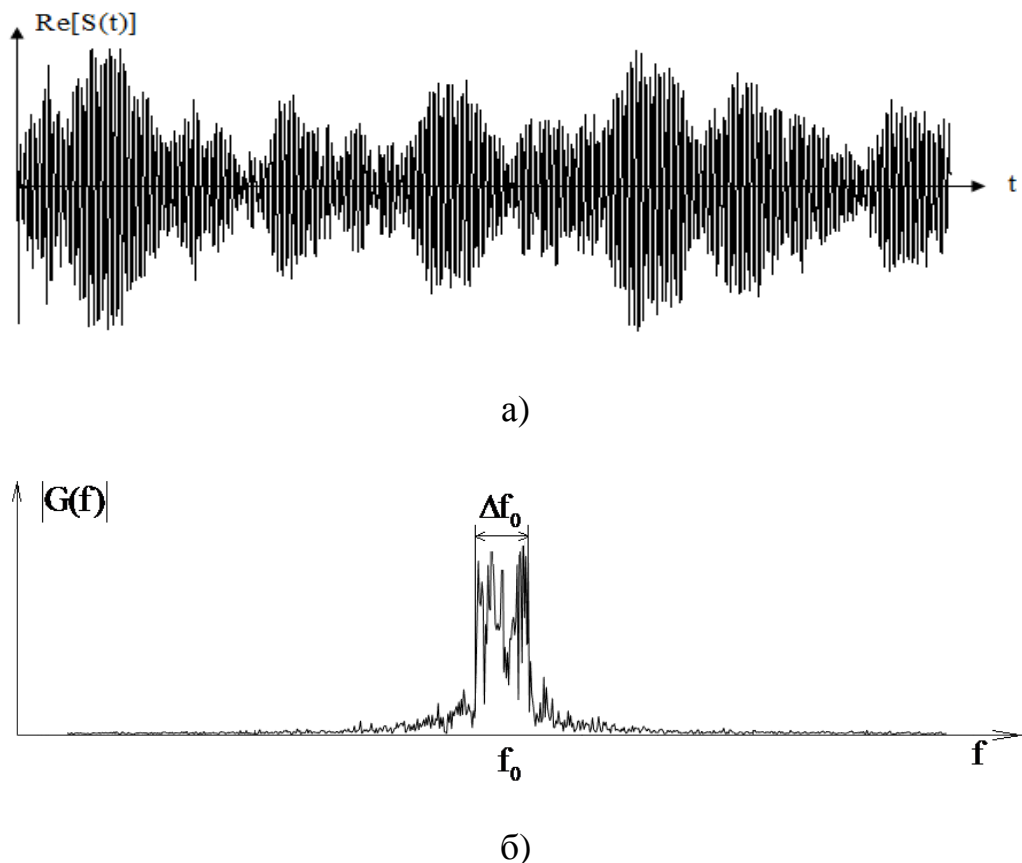


Рис. 1. Временная реализация базового узкополосного случайного процесса а) и его спектра б)

Формирование МЧ КШ моноимпульсного сигнала осуществляется путем гармонической фазовой модуляции базового узкополосного шума со средней частотой f_0 , напряжением $U_m(t)$ промежуточной частоты F_m :

$$U_m(t) = U \cdot \sin(2\pi F_m t + \varphi_0) \quad (4)$$

Такая модуляция осуществима с помощью фазовых модуляторов выполненных как на электровакуумных или твердотельных приборах, а также цифровых устройствах (рис. 3).

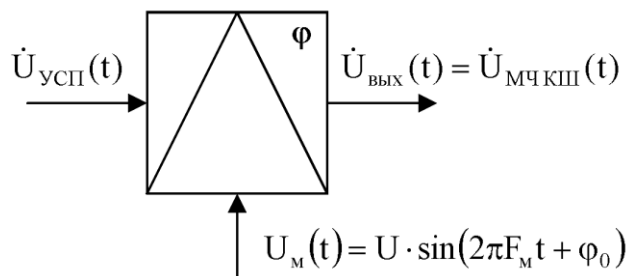


Рис. 3. Фазовый модулятор - формирователь МЧ КШ сигнала

Выходной сигнал фазового модулятора может быть представлен:

$$\dot{U}_{\text{вых}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{j[k\Delta\omega t + M_\varphi \sin(2\pi F_m t) + \varphi_0]} e^{j(2\pi f_0 t)}, \quad (5)$$

где, $M_\varphi = U \cdot S_{\varphi M}$ – индекс фазовой модуляции, $S_{\varphi M}$ – крутизна фазовой модуляционной характеристики.

Преобразовав выражение (5) к виду

$$\dot{U}_{\text{вых}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{jk\Delta\omega t} \cdot e^{j(2\pi f_0 t)} \cdot e^{jM_\varphi \sin(2\pi F_m t + \varphi_0)} \quad (6)$$

и используя преобразование Якоби-Ангера [6]

$$e^{\pm jM \sin x} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(M) e^{\pm jnx}, \quad (7)$$

получим

$$\dot{U}_{\text{вых}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{jk\Delta\omega t} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(M_\varphi) e^{j[2\pi f_0 t + 2\pi n F_M t + n\varphi]}. \quad (8)$$

С учетом (1) выражение (8) запишется в виде

$$\dot{U}_{\text{вых}}(t) = \dot{U}_{\text{МЧ КШ}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{\text{УСП}}(t) \cdot J_n(M_\varphi) \cdot e^{j[2\pi f_0 t + 2\pi n F_M t + n\varphi]}. \quad (9)$$

Выражение (9) представляет собой математическую модель МЧ КШ сигнала формируемого путем гармонической фазовой модуляции базового узкополосного случайного процесса.

С приемлемой для практики точностью в выражении (9) диапазон изменения значений индекса n может быть ограничен $n = -N..N$, $N = \lfloor M_\varphi + 1 \rfloor$, ($\lfloor * \rfloor$ – целая часть числа, с округлением в меньшую сторону), так как $J_n(M_\varphi) \rightarrow 0$, при $n > M_\varphi$.

Если раскрыть знак суммы и представить (9) в виде ряда:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{МЧ КШ}}(t) = & \dot{U}_{\text{УСП}}(t) \cdot J_0(M_\varphi) + \\ & + \dot{U}_{\text{УСП}}(t) \cdot J_1(M_\varphi) \cdot e^{j[2\pi F_M t + \varphi_0]} + \dot{U}_{\text{УСП}}(t) \cdot J_1(M_\varphi) \cdot e^{j[-2\pi F_M t + \varphi_0]} + \\ & + \dot{U}_{\text{УСП}}(t) \cdot J_2(M_\varphi) \cdot e^{j[2\pi 2F_M t - \varphi_0]} + \dot{U}_{\text{УСП}}(t) \cdot J_2(M_\varphi) \cdot e^{j[-2\pi 2F_M t - 2\varphi_0]} +, \quad (10) \\ & \dots \\ & + \dot{U}_{\text{УСП}}(t) \cdot J_n(M_\varphi) \cdot e^{j[2\pi F_M t + n\varphi_0]} + \dot{U}_{\text{УСП}}(t) \cdot J_n(M_\varphi) \cdot e^{j[-2\pi F_M t - n\varphi_0]} \end{aligned}$$

то видно, что результирующий МЧ КШ сигнал состоит из суммы парциальных исходных базовых составляющих разнесенных по частоте на nF_M и амплитудно-частотный спектр такого сигнала будет выглядеть как на рисунке 4.

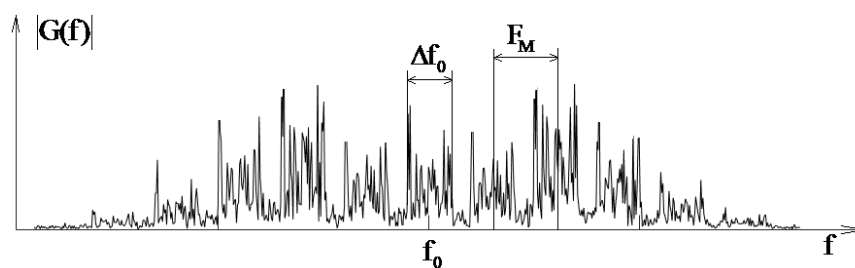


Рис. 4. Амплитудно-частотный спектр МЧ КШ сигнала для $\Delta f_0 > F_M$

Анализ выражения (10) показывает, что результирующий МЧ КШ сигнал представляет собой взвешенную по функциям Бесселя сумму базовых узкополосных процессов со сдвигом по частоте на nF_M и сдвинутых по фазе на $n\varphi_0$. При равенстве полосы и частоты фазовой гармонической модуляции $\Delta f_0 = F_M$ спектр МЧ КШ сигнала становится сплошным и шумободобным (рис. 5).

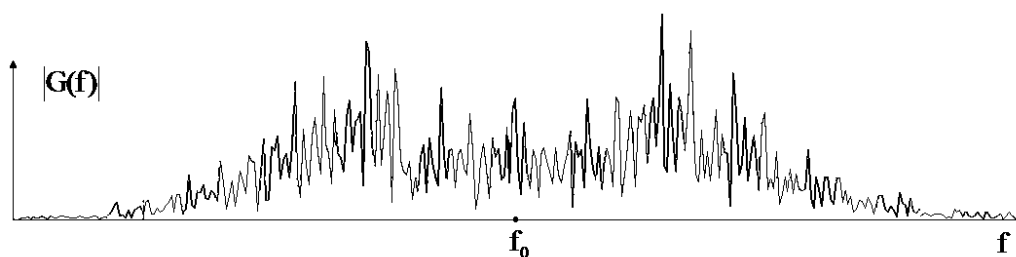


Рис. 5. Амплитудно-частотный спектр МЧ КШ сигнала при $\Delta f_0 = F_M$

Результаты оценки скрытности работы радиотехнических средств с многочастотными квазишумовыми сигналами

Для анализа скрытности МЧ КШ сигнала [4] построена зависимость оценки значений показателя Ляпунова и вероятности раскрытия структуры сигнала $P_{рас}$ от частоты фазовой модуляции. На рис. 6 представлены рассчитанные с помощью имитационного моделирования зависимости оценки показателя Ляпунова и вероятности раскрытия структуры сигнала от изменения частоты фазовой модуляции МЧ КШ сигнала при модифицированном интерполяционном методе.

Согласно полученным результатам при увеличении частоты фазовой модуляции происходит нарастание значений показателя λ и уменьшение вероятности $P_{\text{рас}}$ [7]. Это происходит в связи с пропорциональным расширением полосы занимаемых МЧ КШ сигналом частот.

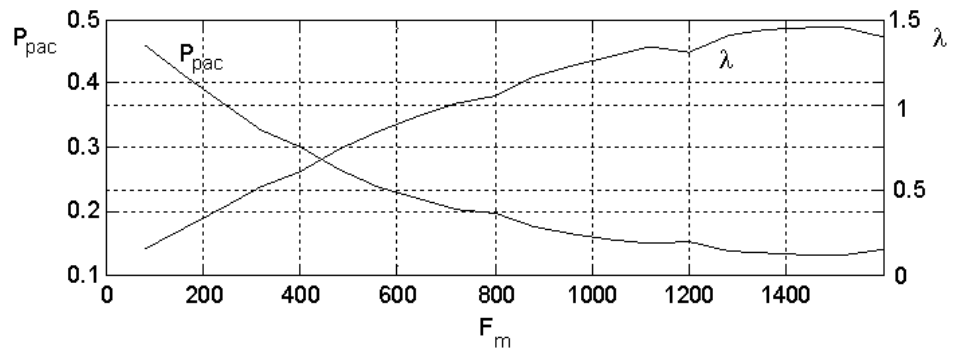


Рис. 6. Зависимость показателя Ляпунова и структурной скрытности для МЧ КШ сигнала

Выводы

Таким образом, применение многочастотных квазишумовых сигналов большой длительности и занимающих значительную полосу частот позволит повысить скрытность работы наземных так и бортовых РЛС [8], в условиях ведения противником радиотехнической разведки, сохраняя при этом высокую разрешающую способность по дальности и скорости.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ

(№ НШ-6831.2016.8)

Библиографический список

1. Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба. – М.: Вузовская книга, 2013. – 360 с.
2. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. – М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.
3. Тимошенко А.Г., Тепляков И.М., Кузнецов В.С., Солодков А.В. Метод обеспечения энергетической скрытности при определении координат целей // Труды МАИ. 2016. № 91. URL: <https://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=75667>
4. Лукин К.А., Могила А.А., Александров Ю.А., Выплавин П.Л., Парламчук В.П., Земляной **О.В.**, Юрченко Л.В., Шиян Ю.А., Коновалов В.М., Канцедаль В.М., Кулик **В.В.**, Мельникова Е.В., Лукин С.К. Шумовая радарная технология // Прикладная радиоэлектроника. 2009. Т. 8. № 4. С.520-523.
5. Зюзин А.В., Хайбутов К.Е., Хайбутов М.Е., Кострыкин П.А., Войнов Д.С. Аналитическое описание метода формирования многочастотного квазишумового сигнала // Научные технологии. 2016. Т. 17. № 12. С. 18-21.
6. Бейтмен Г., Эрдейн А. Высшие трансцендентные функции. Функции Бесселя, функции параболического цилиндра, ортогональные многочлены. -М.: Наука, 1974. – 296 с.
7. Каневский З.М. Литвиненко В.П. Теория скрытности. – Воронеж: Изд-во ВГУ, 1991. – 144 с.
8. Расторгуев В. В., Нуждин В. М., Коновальцев А. В., Ананенков А. Е., Марин Д.В. К вопросу о расширении возможностей использования бортовых

радиолокационных систем // Труды МАИ. 2016. № 90. URL:

<https://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=74827>