

**ОЦЕНКА МОЩНОСТИ НЕПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ  
ДЛЯ СТАНЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛИ,  
СОЗДАВАЕМЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ РТС**

Г.В. Ермаков, Д.С. Калугин, О.Л. Смирнов, Д.М. Литовченко  
(Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба)

*Предложен частотный и энергетический анализ электромагнитной обстановки в комплексе: сверхширокополосная РТС и станция обнаружения цели, работающая в дециметровом диапазоне длин волн. Предложена аналитическая модель сверхширокополосного сигнала, что позволяет рассчитать мощность непреднамеренных помех, проходящих по основному каналу приема, станции обнаружения цели.*

***частотный и энергетический анализ, электромагнитная обстановка, сверхширокополосная РТС, станция обнаружения цели***

В ряде случаев для решения проблемы обнаружения малозаметных, маловысотных, высокоскоростных объектов можно использовать высокоинформативные сверхширокополосные (СШП) сигналы видеоимпульсного типа наносекундной длительности [1 – 3].

СШП радиотехническая система (РТС), предназначенная для обнаружения и распознавания современных средств воздушного нападения, может использоваться в качестве дополнительного канала информации при ведении интенсивных боевых действий. Очевидно, целесообразно ее использование на командных пунктах, в том числе подвижных, для решения задачи целераспределения объектов, участвующих в налете.

Тактика ведения боя подразделениями ПВО Сухопутных войск предполагает использование соответствующей группировки зенитно-ракетных комплексов (ЗРК), находящихся на определенных расстояниях от командного пункта. Тогда в силу большой ширины спектра СШП сигнала (100 МГц – 4 и более ГГц) и большой пиковой мощности (> 50 МВт) возникает проблема изучения электромагнитной обстановки для оценки помехоустойчивости радиолокационных станций (РЛС) ЗРК группировки и их систем связи при воздействии на них непреднамеренной помех в виде ультракороткого сигнала наносекундной длительности. Наличие большого количества внеполосовых излучений и побочных каналов приема в случае использования СШП сигналов может привести к непредсказуемым

последствиям. Поэтому **целью данной статьи** является определение мощности непреднамеренных помех, прошедших по основному каналу станции обнаружения целей (СОЦ) с рабочей длиной волны  $\lambda = 30$  см.

**1. Математическая модель излученного СШП сигнала.** Для определения спектральной плотности мощности составляющих гармоник СШП сигнала при различных значениях подводимой мощности удобно воспользоваться аналитической моделью сигнала в виде [4]

$$E(t) = E_0 \left( \frac{t}{T} \right)^n \left( M^{n+1} \exp\left(-\frac{Mt}{T}\right) - \exp\left(-\frac{t}{T}\right) \right) H(t), \quad (1)$$

где  $H(t)$  – функция Хевисайда;  $E_0$  – множитель, определяемый из условий полной нормировки;  $M > 1$ ,  $n > 0$ ,  $T$  (имеет размерность времени) – характеризуют как форму, так и длительность импульса.

Модель (1) удовлетворяет условию знакопеременности электромагнитного поля. Множители  $H(t)$ ,  $(t/T)^n$  обеспечивают выполнение принципа причинности, т.е.  $E(t) = 0$  при  $t \leq 0$ .

Для такой модели спектральная плотность  $E(\omega)$  сигнала может быть определена путем преобразования Фурье выражения (1):

$$E(\omega) = E_0 T \Gamma(n+1) \left[ \frac{\exp\left[ i(n+1) \arctg\left( \frac{\omega T}{M} \right) \right]}{\left[ 1 + \left( \frac{\omega T}{M} \right)^2 \right]^{\frac{n+1}{2}}} - \frac{\exp\left[ i(n+1) \arctg(\omega T) \right]}{\left[ 1 + (\omega T)^2 \right]^{\frac{n+1}{2}}} \right], \quad (2)$$

где  $\Gamma(\cdot)$  – гамма-функция;  $\omega$  – циклическая частота.

Множитель  $E_0$  можно определить из условий полной нормировки в виде

$$\int_{-\infty}^{\infty} E^2(t) dt = E_0^2 T^2 2^{-2n} \frac{M+1}{2} \Gamma(2n+1) \left[ 1 - \left( \frac{2M}{M+1} \right)^{2(n+1)} \right] = 1. \quad (3)$$

Использование выражения (2) с условием (3) удобно при исследовании спектральной плотности мощности СШП сигналов с различной импульсной мощностью, определяемой как

$$N_{\text{СШП}} = \frac{PG}{\Delta f},$$

где  $P$  – импульсная мощность СШП сигнала;  $G$  – коэффициент усиления антенны;  $\Delta f$  – ширина спектра сигнала.

Рассмотрим характеристики сигналов при излучаемой импульсной мощности  $P = 50$  МВт.

На рис. 1 представлены спектральная плотность мощности сигналов (1) при коэффициенте усиления СШП антенны  $G = 1$  с различными параметрами: кривая 1 (пунктир) –  $M = 2$ ;  $n = 5$ ;  $T = 0,25$  нс; кривая 2 (основная) –  $M = 5$ ;  $n = 2$ ;  $T = 0,25$  нс. Оба сигнала имеют одинаковую длительность  $\tau_{и} = 1$  нс. Однако спектральный состав и, соответственно, спектральная плотность мощности существенно различны. В первом СШП сигнале преобладают низкочастотные составляющие спектра, максимальная спектральная плотность мощности составляет  $0,63$  Вт/Гц для  $f = 500$  МГц, во втором – высокочастотные составляющие спектра, максимальная спектральная плотность мощности составляет  $0,4$  Вт/Гц для  $f = 1$  ГГц.

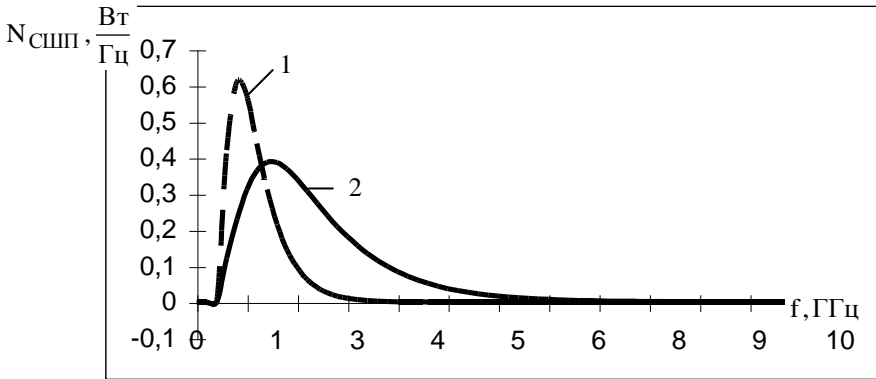


Рис. 1. Спектральная плотность мощности излученных СШП сигналов

Известно [5], что непреднамеренная помеха проникает на вход радиоприемного устройства при выполнении неравенства

$$|pf_i - f_{пк}| \leq \frac{\Delta f_i^{0,7}(p, m) + \Delta f_j^{пр}}{2}, \quad (4)$$

где  $p = 1, 2, 3, \dots, p_{max}$  – порядковый номер гармоники несущей частоты передающего устройства;  $\Delta f_i^{0,7}(p, m)$  – полоса частот радиоизлучения передатчика на  $p$ -й гармонике и уровне 0,7 при образовании  $m$ -го побочного канала приема;  $\Delta f_j^{пр}$  – полоса пропускания усилителя промежуточной частоты приемника на уровне 0,7.

При нижней настройке гетеродина приемного тракта и условия отсутствия зеркального канала получим, что при  $\Delta f_i^{0,7}(p, m) = 2$  ГГц и  $\Delta f_j^{пр} = 5$  кГц

$$f_{\text{пк}} \geq pf_i - \Delta f_i^{0,7}(p, m), \quad (5)$$

т.е. можно сделать вывод, что наиболее опасными будут являться частоты побочных каналов, при которых условие (5) обращается в равенство.

В соответствии с выражением (5) для дальнейшего анализа выберем частоты, соответствующие побочным и основному каналам приема для СОЦ: 500, 1000, 2000 МГц.

В работе [6] определены мгновенные диаграммы направленности (ДН) СШП зеркальной антенны, временная структура излученного СШП сигнала в различных направлениях. Кроме этого, известным является КУ антенны СОЦ на нерабочих частотах в присутствии СШП зеркальной антенны и коэффициент связи двух антенн, определяемый как

$$G_1(\Theta_1, \varphi_1) = \frac{4\pi}{\lambda^2} \left( \frac{1 + \cos \Theta_1}{2} \right)^2 \left( \frac{\int_{S_1} E_1 \exp[jk(\vec{R} \cdot \vec{\rho}_1)] dS}{\int_{S_1} |E_1|^2 dS} \right),$$

где  $\Theta_1, \varphi_1$  – угловые координаты точки наблюдения;  $E_1$  – напряженность электрического поля;  $k$  – волновое число;  $\vec{\rho}_1$  – радиус-векторы точки на апертуре антенны СОЦ;  $\vec{R}'$  – радиус-вектор, соединяющий точки на апертурах антенны СОЦ и СШП антенны.

**2. Результаты численного моделирования.** При проведении расчетов учитывается вращение антенной системы СОЦ по азимуту. Расстояние между приемной системой СОЦ и СШП зеркальной антенны – 250 м, КУ приемной антенны (СОЦ)  $G^{\text{пр}} = 200$ , КУ передающей СШП антенны  $G^{\text{пер}} = 120$ . При парной оценке ЭМС мощность непреднамеренной помехи определяется по формуле [5]

$$P = PG^{\text{пер}}G^{\text{пр}} \left( \frac{c}{4\pi f_{\text{ин}} r_0} \right)^2 \prod_{v=1}^{11} k_v, \quad (6)$$

где  $f_{\text{ин}}$  – частота непреднамеренной помехи, соответствующая побочному каналу приема;  $r_0 = 1$  м – базовое расстояние;  $k_v$  – коэффициенты ослабления.

Отметим, что использование СШП сигнала 1 (рис. 1) в радиолокации менее предпочтительно, чем сигнала 2. Это связано со спектральным составом сигналов. Во втором, как отмечалось выше, преобладают высокочастотные составляющие спектра, а в первом – низкочастотные, что позволяет использовать его для локации подповерхностных объектов. Поэтому дальнейшие расчеты будут выполняться для СШП сигналов второго типа.

На рис. 2 – 4 представлена мощность (6), принимаемая побочным каналом приема СОЦ при излучении на субгармонике  $f = 500$  МГц и

гармониках  $f = 1000, 2000$  МГц для различных положений излучателя:  
 кривая 1 –  $0^\circ$ , кривая 2 –  $30^\circ$ , кривая 3 –  $60^\circ$ , кривая 4 –  $90^\circ$ .

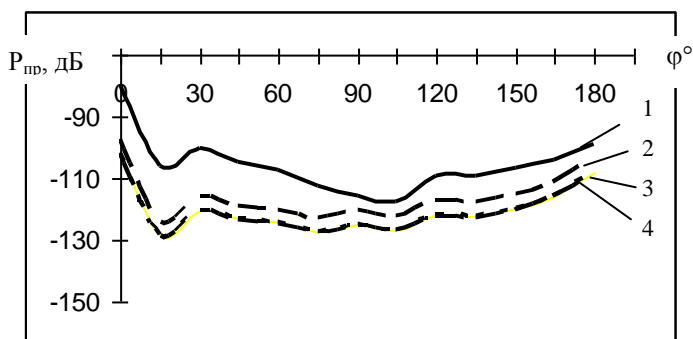


Рис. 2. Мощность, принимаемая побочным каналом приема на субгармонике  $f = 500$  МГц

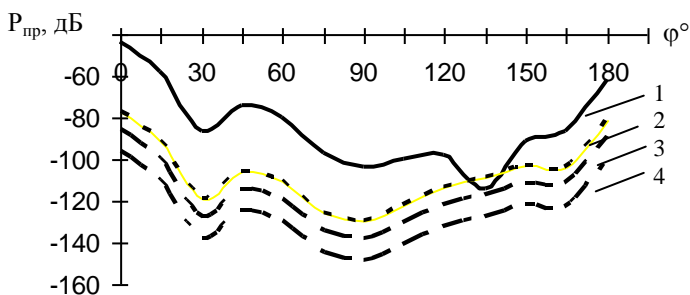


Рис. 3. Мощность, принимаемая побочным каналом приема на основной гармонике  $f = 1000$  МГц

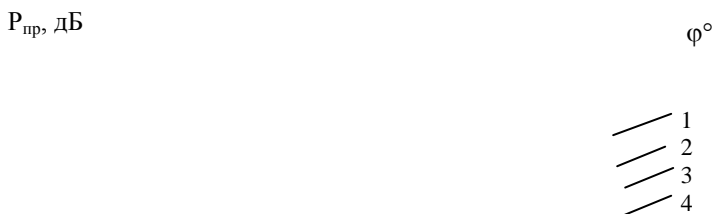
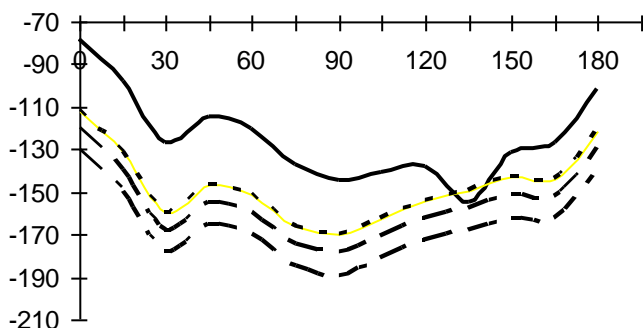


Рис. 4. Мощность, принимаемая основным каналом приема на гармонике  $f = 2000$  МГц



Расчетные кривые получены без учета ослабляющих коэффициентов. Отметим, что очевидная разница в результатах связана со спектральной плотностью мощности гармоник СШП сигнала (рис.1).

Результаты расчетов показали, что при дальнейшем росте частоты побочных каналов, спектральная плотность мощности гармоник существенно уменьшается, поэтому их влиянием можно пренебречь, поскольку получаемые значения мощности много меньше чувствительности приемника ( $P_{\text{пр.мин}} = -120$  дБ).

Из рис. 2 – 4 можно сделать ряд важных **выводов**.

1. Наиболее опасными с точки зрения ЭМС являются каналы приема на частотах, соответствующих субгармонике ( $f = 500$  МГц) и гармонике  $f = 2000$  МГц.

2. При указанной дальности между приемной и передающей системами в 250 м рабочими углами по азимуту можно считать углы от  $165^\circ$  до  $15^\circ$ . Это необходимо учитывать при взаимном расположении ЗРК и командного пункта.

3. В приемной системе СОЦ необходимо предусмотреть режекторные фильтры с частотами 500 и 2000 МГц и полосой пропускания 50 МГц.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Хармут Х.Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1985. – 376 с.
2. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. – М.: Радио и связь, 1989. – 192 с.
3. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности // Вестник МГТУ. Сер. При-

- боростроение. – 1998. – № 4. – С. 25-55.*
4. Стадник А.М., Ермаков Г.В. *Искажения сверхширокополосных электромагнитных импульсов в атмосфере Земли // Радиотехника и электроника. – 1995. – Т. 40, вып. 7. – С. 1009-1016.*
  5. *Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / Ю.А. Феокистов, В.В. Матасов, Л.И. Башурин, В.И. Селезнев; Под ред. Ю.А. Феокистова. – М.: Радио и связь, 1988. – 216 с.*
  6. Ермаков Г.В., Калугін Д.С., Кондрат В.В., Опенько П.В. *Метод Кирхгофа-Котлера для определения временных характеристик короткоимпульсных антенн // Системи обробки інформації. – Х.: ХУПС, 2005. – Вип. 2 (42.) – С. 156-161.*

*Поступила 10.01.2006*

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

---