

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ УРАВНЕНИЯ И ОЦЕНКА СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОКАНАЛАХ

А. П. Любавский, С. Н. Разиньков

*Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия
имени профессора Е. Н. Жуковского и Ю. А. Гагарина»*

Поступила в редакцию 10.03.2017 г.

Аннотация. С использованием спектрального представления негармонических процессов и парциальных характеристик антенных систем получены спектральные энергетические уравнения передачи сверхширокополосных сигналов в прямом радиоканале и канале с ретрансляцией. Выявлены закономерности повышения отношения сигнал-шум на входе приемника за счет применения антенн с парциальными коэффициентами направленного действия, при которых парциальный момент передачи-приема сигналов в радиоканале изменяется по линейному закону. Найдены оценки скорости передачи сигналов при фиксированной средней мощности излучения и дистанции связи.

Ключевые слова: сверхширокополосный сигнал, радиоканал, парциальный коэффициент направленного действия и парциальная эффективная площадь антенны, спектральное представление сигнала.

SPECTRAL ENERGETIC EQUATIONS AND ASSESSMENT TRANSMISSION RATES OF ULTRA-BROADBAND SIGNALS IN RADIO CHANNELS

A. P. Lyubavsky, S. N. Razin'kov

Abstract. With use of spectral representation of non-harmonic processes and partial characteristics of antenna systems the spectral energetic equations of transmission of ultra-broadband signals in direct a radio channel and the channel with relaying are received. Regularities of increase in a signal-to-noise ratio on a receiver input due to use of antennas with partial directive gains in case of which the partial moment of transmission reception of signals in a radio channel changes under the linear law are revealed. Estimates of signaling speed in case of the fixed average power of radiation and a distance of communication are received.

Keywords: ultra-broadband signal, radio channel, partial directive gain and partial effective area of the antenna, spectral representation of a signal.

ВВЕДЕНИЕ

Один из путей повышения пропускной способности, скрытности функционирования и помехозащищенности информационно-телекоммуникационных сетей связан с применением сверхширокополосных (СШП) сигналов [1-3]. Согласно [2], скорость передачи сообщений в радиоканале возрастает пропорционально ширине занимаемой полосы за счет увеличения

средней мощности передатчика при фиксированном уровне ее спектральной плотности [3]. При этом вследствие распределения энергии сигнала в диапазоне частот значительной протяженности выявление и подавление СШП радиолиний затруднены [1].

В интересах нахождения рациональных соотношений между скоростью передачи сообщений и уровнем излучаемой энергии для обеспечения требуемой дистанции связи необходимо провести анализ закономерностей распространения сигналов в пространстве.

Для узкополосных радиосистем данная задача решается в монохроматическом приближении [2] на основе уравнений радиосвязи для прямого радиоканала и канала с ретрансляцией [4], определяющих зависимости мощности сигнала на частоте несущей от характеристик приемо-передающих устройств и трассы распространения.

Применение данного подхода для СШП систем затруднено ввиду отсутствия однозначного определения рабочей частоты, а также различия формы и параметров излучаемого и принимаемого сигналов вследствие искажений в антеннах и радиоканале, например, за счет неидентичных набегов фаз в различных участках частотного диапазона [1, 5].

В предлагаемой работе с использованием парциальных характеристик антенн, спектрального представления и операторных преобразований [2, 3] негармонических процессов при излучении, распространении и приеме получены спектральные энергетические уравнения передачи СШП сигналов в прямом радиоканале и канале с ретрансляцией. Эти уравнения, являющиеся обобщенными аналогами уравнений радиосвязи [4], устанавливают зависимости энергии сигнала на входе приемника от спектральной плотности мощности и парциального момента передачи-приема излучения, усредненных в полосе рабочих частот, и длины радиоканала [2, 3].

Цель работы – анализ закономерностей повышения мощности сигнала на входе приемника за счет выбора парциальных характеристик антенн и скорости передачи сигналов при фиксированной средней мощности излучения и дистанции связи.

УРАВНЕНИЕ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ В ПРЯМОМ РАДИОКАНАЛЕ

Будем полагать, что в радиолинии применяется метод амплитудной модуляции последовательностей импульсов с пассивной паузой, обрабатываемых на фоне гауссовского белого шума [2]. Сигналы излучаются и принимаются по главным лучам парциальных диаграмм направленности антенн [3] с неизменным угловым положением в диапазоне циклических частот $\omega \in [\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}; \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}]$, где ω_0 и $\Delta\omega$ – центральная циклическая частота и ширина полосы циклических частот сигнала. Антенны согласованы по поляризации; их электрические размеры выбраны из условия, что дистанция связи R существенно превышает границу дальней зоны [3] на верхней частоте эквивалентного спектра сигналов [2]; энергия негармонических процессов при распространении в пространстве затухает по закону R^{-2} .

Направленные свойства передающей антенны характеризуются парциальным коэффициентом направленного действия (КНД) $D_T^{(q_T)}(\omega)$, который, как показано в [5], в диапазоне рабочих частот СШП радиосистемы должен иметь распределение

$$D_T^{(q_T)}(\omega) = D_{T0}^{(q_T)} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{q_T}, \quad q_T = 0, 1, 2, \dots, \quad \omega \in \left[\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}; \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} \right], \quad (1)$$

где $D_{T0}^{(q_T)}$ – парциальный КНД антенны на циклической частоте ω_0 , q_T – показатель степени распределения парциального КНД антенны в полосе частот сигнала.

Показатель $q_T = 0$ характерен для диполя Герца ($D_{T0}^{(0)} = 1,5$), щелевых, спиральных антенн и зеркальных антенн с частотно-независимыми облучателями и рефлекторами с монотонно изменяющимися коэффициентами отражения. Значение $q_T = 1$ может быть использовано при аппроксимации частотной зависимости КНД логарифмически периодических, биконических и волноводных антенн с линейными передаточными функциями [5], а также решеток

дипольного типа; показатель $q_T = 2$ имеют рефлекторные антенны с облучателями, положение фазовых центров которых зависит от текущего значения циклической частоты спектра сигнала [3, 5].

Приемная антенна характеризуется эффективной площадью $A_R^{(q_R)}(\omega)$, связанной с парциальным КНД $D_R^{(q_R)}(\omega)$ соотношением [3]

$$A_R^{(q_R)}(\omega) = \frac{\pi c^2}{\omega^2} D_R^{(q_R)}(\omega), \quad q_R = 0, 1, 2, \dots, \quad \omega \in \left[\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}; \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} \right], \quad (2)$$

где c – скорость света; распределение $D_R^{(q_R)}(\omega)$ имеет вид аналогичный (1) с показателем степени q_R и значением на центральной циклической частоте $D_{R0}^{(q_R)}$.

При кусочно-постоянной аппроксимации максимальной спектральной плотности мощности излучения в диапазоне циклических частот предельно достижимые значения энергетических КНД антенн [3] определяются выражением

$$D_{TR}^{(q_T, q_R)} = \frac{1}{\Delta\omega} \left\langle D_{TR}^{(q_T, q_R)}(\omega) \right\rangle_{\Delta\omega}, \quad q_{TR} = 0, 1, 2, \dots, \quad (3)$$

где

$$\left\langle D_{TR}^{(q_T, q_R)}(\omega) \right\rangle_{\Delta\omega} \equiv \frac{1}{\Delta\omega} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} D_{TR}^{(q_T, q_R)}(\omega) d\omega, \quad q_{TR} = 0, 1, 2, \dots, \quad (4)$$

а спектральное энергетическое уравнение передачи сигналов в прямом радиоканале имеет вид [2]

$$W_{q_R}^{(q_T)} = \frac{\bar{P}_0}{4\pi \nu_0 R^2} \left\langle D_T^{(q_T)}(\omega) A_R^{(q_R)}(\omega) \right\rangle_{\Delta\omega}, \quad (5)$$

где $\bar{P}_0$ – средняя мощность излучения, ν_0 – скорость передачи импульсов по радиолинии,

$$\left\langle D_T^{(q_T)}(\omega) A_R^{(q_R)}(\omega) \right\rangle_{\Delta\omega} = \frac{1}{\Delta\omega} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} D_T^{(q_T)}(\omega) A_R^{(q_R)}(\omega) d\omega \quad (6)$$

— парциальный момент передачи-приема сигналов в радиоканале [3], усредненный в полосе его рабочих циклических частот.

В результате последовательной подстановки (1) и (2) в (6) и (5) находим: для передающей антенны с парциальным КНД $D_T^{(0)}(\omega) = D_{T0}^{(0)}$:

$$W_{q_R}^{(0)} = \frac{\bar{P}_0 D_{T0}^{(0)} c^2}{4\pi \nu_0 \omega_0^2 R^2} \begin{cases} \frac{D_{R0}^{(0)}}{1 - K_{\Delta\omega}^2} & \text{при } D_R^{(0)}(\omega) = D_{R0}^{(0)}; \\ \frac{D_{R0}^{(1)}}{K_{\Delta\omega}} \ln \left[\frac{1 + K_{\Delta\omega}}{1 - K_{\Delta\omega}} \right] & \text{при } D_R^{(1)}(\omega) = D_{R0}^{(1)} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right); \\ D_{R0}^{(2)} & \text{при } D_R^{(2)}(\omega) = D_{R0}^{(2)} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2, \end{cases} \quad (7)$$

для передающей антенны с парциальным КНД $D_T^{(1)}(\omega) = D_{T0}^{(1)} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)$:

$$W_{q_R}^{(1)} = \frac{\bar{P}_0 D_{T0}^{(0)} c^2}{4\pi \nu_0 \omega_0^2 R^2} \begin{cases} \frac{D_{R0}^{(0)}}{K_{\Delta\omega}} \ln \left[\frac{1 + K_{\Delta\omega}}{1 - K_{\Delta\omega}} \right] & \text{при } D_R^{(0)}(\omega) = D_{R0}^{(0)}; \\ D_{R0}^{(q_R)} & \text{при } D_R^{(q_R)}(\omega) = D_{R0}^{(q_R)} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{q_R}, \quad q_R = 1, 2, \end{cases} \quad (8)$$

для передающей антенны с парциальным КНД $D_T^{(2)}(\omega) = D_{T0}^{(2)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2$:

$$W_{q_R}^{(2)} = \frac{\bar{P}_0 D_{T0}^{(0)} c^2}{4\pi \nu_0 \omega_0^2 R^2} \begin{cases} D_{R0}^{(q_R)} & \text{при } D_R^{(q_R)}(\omega) = D_{R0}^{(q_R)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{q_R}, \quad q_R = 0, 1; \\ D_{R0}^{(2)}\left(1 + \frac{K_{\Delta\omega}^2}{3}\right) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega) = D_{R0}^{(2)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2, \end{cases} \quad (9)$$

где $K_{\Delta\omega} = \frac{\Delta\omega}{2\omega_0}$ – относительная полуширина полосы сигнала.

Из (7) – (9) следует, что при использовании антенн с показателями парциальных КНД $q_T = 0$ и $q_R = 2$, $q_T = 1$ и $q_R = 1, 2$, $q_T = 2$ и $q_R = 0, 1$ уравнение передачи СШП сигналов эквивалентно уравнению радиосвязи для узкополосных процессов. Данный эффект обусловлен тем, что парциальные моменты передачи-приема сигналов также сохраняются неизменными на каждой циклической частоте $\omega \in [\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}; \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}]$. Различие показателей q_T и q_R подтверждает вывод [1, 5] о неприемлемости принципа эквивалентности характеристик антенны в режиме излучения и приема сигналов [7].

В случаях, когда $q_T = 0$ и $q_R = 2$, парциальный КНД передающей антенны и парциальная эффективная поверхность приемной антенны являются частотно независимыми и парциальный момент передачи-приема сигналов, усредненный в полосе частот, определяется значениями $D_{T0}^{(0)}$ и $D_{R0}^{(2)}$. При этом формы импульсов, поступающих на вход передающей антенны и излучаемых в пространство, совпадают, а форма сигнала на выходе приемной антенны имеет вид их производной [6]. Для таких преобразований сигналов характерны минимальные потери энергии при излучении, обусловленные только фильтрацией низкочастотных составляющих спектров [3]. Вместе с тем, антенны с независимыми от частоты парциальными КНД имеют низкую эффективность передачи видеопульсов, спектральные функции которых содержат постоянные составляющие на циклической частоте $\omega = 0$.

При $q_T = 2$ в радиоканале распространяется процесс, имеющий форму сигнала, возбуждающего передающую антенну; наиболее эффективно излучаются высокочастотные составляющие СШП радиоимпульсов за счет роста парциального КНД антенны по мере увеличения циклической частоты.

При $q_T = q_R = 0$ энергия принимаемого сигнала с относительной полушириной полосы $K_{\Delta\omega} = 0,5$ возрастает по сравнению с рассмотренными выше вариантами построения антенн в 1,33 раза вследствие значительной эффективной площади приемной антенны в нижней части диапазона циклических частот, паряющей малую эффективность излучения низкочастотных процессов.

В радиоканале с антеннами, для показателей которых выполняется условие $q_T + q_R = 1$, уровень сигнала возрастает по сравнению со случаями применения антенн с $q_T + q_R = 2$ и $q_T + q_R = 3$ примерно в 2,2 раза за счет односторонних линейных зависимостей парциальных КНД и эффективных площадей антенн.

При $q_T = q_R = 2$ и $K_{\Delta\omega} = 0,5$ энергия сигнала на входе приемника превышает значение, достижимое при использовании антенн с $q_T = 0$ и $q_R = 2$, не более, чем на 8%. Достаточно малый прирост энергии при высоких показателях направленности антенн в области высоких частот объясняется уменьшением эквивалентной ширины спектра сигнала [2] на входе приемника по сравнению с полосой импульса, возбуждающего передающую антенну, за счет дифференцирования при излучении и приеме [1, 3].

Путем последовательной подстановки (1) в (4), (3) и приравнивания энергетических КНД антенн с различными показателями q_T, R , находим, что одинаковые значения $D_{TR}^{(q_T, q_R)}$, $q_{TR} = 0, 1, 2, \dots$, достигаются при следующих соотношениях парциальных КНД на циклической частоте ω_0 :

$$D_{T[R]0}^{(2)} = D_{T[R]0}^{(1)}, \quad D_{T[R]0}^{(3)} = D_{T[R]0}^{(1)} \left(1 + \frac{K_{\Delta\omega}^2}{3}\right)^{-1}. \quad (10)$$

Из (10) следует, что равные спектральные плотности мощности последовательностей амплитудно-модулированных импульсов обеспечиваются при использовании антенн с постоянными или изменяющимися по линейному закону парциальными КНД с одинаковыми значениями на центральной циклической частоте диапазона. Для передачи сигнала с относительной полушириной полосы частот $K_{\Delta\omega} = 0,5$ может быть использована антенна КНД, пропорциональным текущему значению циклической частоты во второй степени, величина которого при ω_0 составляет 0,92 относительно КНД с показателем степени $q_T = 0$.

Из определения отношения сигнал-шум на входе приемника [4]

$$Q_{(q_T, q_R)}^2 = \frac{W_{q_R}^{(q_T)}}{N_0}, \quad (11)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности шума приемника, и (7) – (9) находим, что скорость передачи СШП сигналов в пространстве пропорциональна средней мощности излучения, парциальным КНД антенн на центральной циклической частоте и коэффициентам, характеризующим их распределение в диапазоне циклических частот. Ее величина убывает с ростом спектральной плотности мощности шума и произведения центральной циклической частоты и дистанции связи во второй степени.

На рис. 1 приведены зависимости скорости передачи сигналов от длины радиоканала при использовании антенн с парциальными КНД, показатели которых удовлетворяют равенствам $q_T + q_R = 2$ или $q_T + q_R = 3$, при средней мощности излучения $\bar{P}_0 = 5$ мВт, центральной частоте $\frac{\omega_0}{2\pi} = 5$ ГГц и отношении сигнал-шум на входе приемника $Q_{(q_T, q_R)}^2 = 5$ дБ и $Q_{(q_T, q_R)}^2 = 25$ дБ. Спектральная плотность мощности шума приемника вычислялась при равенстве его эффективной шумовой температуры T_0 и шумовой температуры антенны $T_A = 300$ К как произведение T_0 и постоянной Больцмана [2]. Зависимости, полученные при $D_{T_0}^{(q_T)} = D_{R_0}^{(q_R)} = 1,76$ дБ, представлены пунктиром, при $D_{T_0}^{(q_T)} = D_{R_0}^{(q_R)} = 10$ дБ – сплошной линией, $q_{TR} = 0, 1, 2, \dots$, $q_T + q_R = 2, 3$.

Из анализа полученных результатов следует, что при $D_{T_0}^{(q_T)} = D_{R_0}^{(q_R)} = 1,76$ дБ, $q_{TR} =$

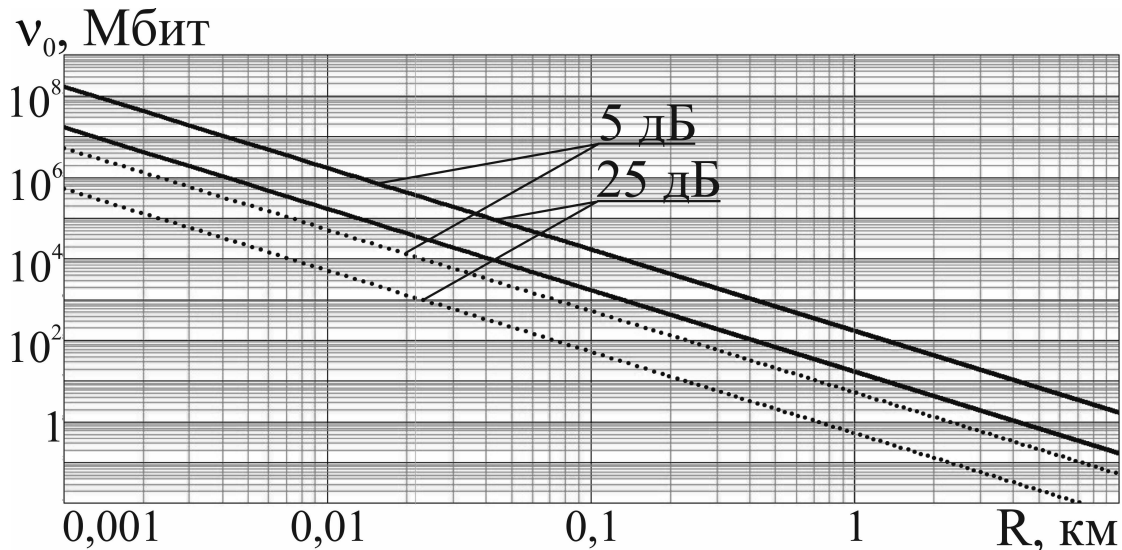


Рис. 1. Зависимости скорости передачи сигналов от длины прямого радиоканала при использовании антенн с суммарными показателями парциальных КНД $q_T + q_R = 2, 3$ и $D_{T_0}^{(q_T)} = D_{R_0}^{(q_R)} = 1,76$ дБ (пунктирная линия), $D_{T_0}^{(q_T)} = D_{R_0}^{(q_R)} = 10$ дБ (сплошная линия), $q_{TR} = 0, 1, 2, \dots$

$0, 1, 2, \dots$, и $Q_{(q_T, q_R)}^2 = 25$ дБ скорость передачи сигналов в радиоканале длиной 100 м составляет 51 Мбит/с; с увеличением дистанции связи до 1 км ее величина снижается до 0,5 Мбит/с. За счет применения антенн с парциальным КНД на центральной циклической частоте $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 10$ дБ, $q_{TR} = 0, 1, 2, \dots$, значение ν_0 при дальности $R = 1$ км достигает 17 Мбит/с.

При использовании алгоритмов обработки сигналов с требуемым отношением сигнал-шум на входе приемника $Q_{(0, q_R)}^2 = 5$ дБ скорость их передачи в радиоканале длиной 1 км при $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 1,76$ дБ и $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 10$ дБ, $q_{TR} = 0, 1, 2, \dots$, $q_T + q_R = 2, 3$, составляет 5 Мбит/с и 167 Мбит/с соответственно.

Скорость передачи сигналов с относительной полушириной полосы частот $K_{\Delta\omega} = 0,5$ в радиоканале с антеннами, показатели парциальных КНД которых удовлетворяют соотношению $q_T + q_R = 1$, возрастает в 2,2 раза за счет соответствующего увеличения энергии $W_{q_R}^{(q_T)}$, $q_{TR} = 0, 1, \dots$, на входе приемника.

При применении антенн, показатели парциальных КНД которых удовлетворяют условиям $q_T + q_R = 0$ и $q_T + q_R = 4$, значения ν_0 при $K_{\Delta\omega} = 0,5$ возрастают по сравнению с представленными на рис. 1 в 1,33 и 1,08 раз соответственно.

УРАВНЕНИЕ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ В РАДИОКАНАЛЕ С РЕТРАНСЛЯЦИЕЙ

При получении уравнения передачи сигналов в радиоканале с ретрансляцией, помимо условий, определенных для прямого радиоканала, будем полагать, что отражательные свойства ретранслирующего объекта характеризуются его парциальной эффективной площадью рассеяния (ЭПР) $\sigma(\omega, \alpha)$ в диапазоне циклических частот $\omega \in [\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}; \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}]$, где α — угол бистатического рассеяния электромагнитных волн. Удаление ретранслятора от передающей R_1 и приемной R_2 позиций превышает границы дальних зон, определенные для него и антенн [2, 3]; дистанция связи $R = \sqrt{R_1^2 + R_2^2 - 2R_1R_2 \cos \alpha}$.

Базовое уравнение передачи сигналов имеет вид [2]

$$W_{q_R}^{(q_T)} = \frac{\bar{P}_0}{16\pi^2\nu_0 R_1^2 R_2^2} \left\langle D_T^{(q_T)}(\omega) \sigma(\omega, \alpha) A_R^{(q_R)}(\omega) \right\rangle_{\Delta\omega}, \quad (12)$$

При ретрансляции сигналов идеально проводящим диском радиуса a , парциальная ЭПР которого определяется выражением [8]

$$\sigma(\omega, \alpha) = \frac{\pi a^2}{tg^2(\alpha/2)} \cdot \left[J_1 \left(\frac{2\omega a}{c} \sin(\alpha/2) \right) \right]^2, \quad (13)$$

где $J_1(\dots)$ — функция Бесселя первого рода первого порядка, (12) для дистанции связи с $R_1 = R_2$ в приближении $\frac{2\omega a}{c} \sin(\alpha/2) \ll 1$, характерном для видеоимпульсных радиосистем со спектральными плотностями мощности излучения, сосредоточенными в области низких циклических частот [1, 3], преобразуется к следующей форме:

для передающей антенны с парциальным КНД $D_T^{(0)}(\omega) = D_{T0}^{(0)}$:

$$W_{q_R}^{(0)} = \frac{\bar{P}_0 D_{T0}^{(0)} a^4}{\nu_0 R^4} \sin^2 \alpha \sin^2 \left(\frac{\alpha}{2} \right) \begin{cases} D_{R0}^{(q_R)} & \text{при } D_R^{(q_R)}(\omega) = D_{R0}^{(q_R)} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{q_R}, \quad q_R = 0, 1; \\ D_{R0}^{(2)} \left(1 + \frac{K_{\Delta\omega}^2}{3} \right) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega) = D_{R0}^{(2)} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2, \end{cases} \quad (14)$$

для передающей антенны с парциальным КНД $D_T^{(1)}(\omega) = D_{T0}^{(1)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$:

$$W_{qR}^{(1)} = \frac{\bar{P}_0 D_{T0}^{(0)} a^4}{\nu_0 R^4} \sin^2 \alpha \sin^2 \left(\frac{\alpha}{2}\right) \begin{cases} D_{R0}^{(0)} & \text{при } D_R^{(0)}(\omega) = D_{R0}^{(0)}; \\ D_{R0}^{(1)} \left(1 + \frac{K_{\Delta\omega}^2}{3}\right) & \text{при } D_R^{(1)}(\omega) = D_{R0}^{(1)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right); \\ D_{R0}^{(2)} (1 + K_{\Delta\omega}^2) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega) = D_{R0}^{(2)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2, \end{cases} \quad (15)$$

для передающей антенны с парциальным КНД $D_T^{(2)}(\omega) = D_{T0}^{(2)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2$:

$$W_{qR}^{(2)} = \frac{\bar{P}_0 D_{T0}^{(0)} a^4}{\nu_0 R^4} \sin^2 \alpha \sin^2 \left(\frac{\alpha}{2}\right) \begin{cases} D_{R0}^{(0)} \left(1 + \frac{K_{\Delta\omega}^2}{3}\right) & \text{при } D_R^{(0)}(\omega) = D_{R0}^{(0)}; \\ D_{R0}^{(1)} (1 + K_{\Delta\omega}^2) & \text{при } D_R^{(1)}(\omega) = D_{R0}^{(1)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right); \\ D_{R0}^{(2)} \left(1 + 2K_{\Delta\omega}^2 + \frac{K_{\Delta\omega}^4}{5}\right) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega) = D_{R0}^{(2)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2. \end{cases} \quad (16)$$

Из (14)–(16) следует, что при $q_T + q_R = 0$ и $q_T + q_R = 1$ уравнение передачи СШП процессов в канале с ретранслятором совпадает с уравнением узкополосной радиосвязи [4]. При $\frac{2\omega a}{c} \sin(\alpha/2) \ll 1$ отношение сигнал-шум на входе приемника не зависит от диапазона частот, а определяется относительной полушириной спектров. При $q_T + q_R = 2$ энергия сигналов с относительной полушириной полосы $K_{\Delta\omega} = 0,5$ возрастает на 8%, а при $q_T + q_R = 3$ – на 25%. За счет использования антенн с показателями $q_T = q_R = 2$ энергия сигнала увеличивается по сравнению с вариантом применения антенн с частотно-независимыми парциальными КНД на 51%.

Парциальная ЭПР идеально проводящей квадратной пластины с длиной стороны a определяется выражением [8]

$$\sigma(\omega, \alpha) = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\omega a^2}{c}\right)^2 \sin^2 \left(\frac{\omega a}{c} \sin(\alpha/2)\right)^2, \quad (17)$$

где $\sin c\chi = \frac{\sin \chi}{\chi}$.

В результате подстановки (17) в (12) находим, что при использовании квадратной пластины в качестве ретранслятора энергия принимаемых СШП сигналов определяется выражениями:

для передающей антенны с парциальным КНД $D_T^{(0)}(\omega) = D_{T0}^{(0)}$:

$$W_{qR}^{(0)} = \frac{\bar{P}_0 D_{T0}^{(0)} a^4}{\pi^2 \nu_0 R^4} \sin^4 \left(\frac{\alpha}{2}\right) \begin{cases} D_{R0}^{(qR)} & \text{при } D_R^{(qR)}(\omega) = D_{R0}^{(qR)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{qR}, \quad q_R = 0, 1; \\ D_{R0}^{(2)} \left(1 + \frac{K_{\Delta\omega}^2}{3}\right) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega) = D_{R0}^{(2)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2, \end{cases} \quad (18)$$

для передающей антенны с парциальным КНД $D_T^{(1)}(\omega) = D_{T0}^{(1)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$:

$$W_{qR}^{(1)} = \frac{\bar{P}_0 D_{T0}^{(0)} a^4}{\pi^2 \nu_0 R^4} \sin^4 \left(\frac{\alpha}{2}\right) \begin{cases} D_{R0}^{(0)} & \text{при } D_R^{(0)}(\omega) = D_{R0}^{(0)}; \\ D_{R0}^{(1)} \left(1 + \frac{K_{\Delta\omega}^2}{3}\right) & \text{при } D_R^{(1)}(\omega) = D_{R0}^{(1)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right); \\ D_{R0}^{(2)} (1 + K_{\Delta\omega}^2) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega) = D_{R0}^{(2)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2, \end{cases} \quad (19)$$

для передающей антенны с парциальным КНД $D_T^{(2)}(\omega) = D_{T0}^{(2)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2$:

$$W_{qR}^{(2)} = \frac{\bar{P}_0 D_{T0}^{(0)} a^4}{\pi^2 \nu_0 R^4} \sin^4 \left(\frac{\alpha}{2}\right) \begin{cases} D_{R0}^{(0)} \left(1 + \frac{K_{\Delta\omega}^2}{3}\right) & \text{при } D_R^{(0)}(\omega) = D_{R0}^{(0)}; \\ D_{R0}^{(1)} (1 + K_{\Delta\omega}^2) & \text{при } D_R^{(1)}(\omega) = D_{R0}^{(1)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right); \\ D_{R0}^{(2)} \left(1 + 2K_{\Delta\omega}^2 + \frac{K_{\Delta\omega}^4}{5}\right) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega) = D_{R0}^{(2)}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2. \end{cases} \quad (20)$$

Из сопоставления (14) – (16) и (18) – (20) следует, что при замене идеально проводящей квадратной пластины диском величина $W_{q_R}^{(q_T)}$, $q_{TR} = 0, 1, 2, \dots$, возрастает в $4\pi^2 \cos^2(\frac{\alpha}{2})$ раз.

Из (11), (14) – (16) получены оценки скорости передачи СШП сигналов в радиоканале с ретранслятором в виде идеально проводящего диска радиуса $a = 0,1$ м при мощности излучения $\bar{P}_0 = 5$ мВт и угле бистатического рассеяния электромагнитных волн $\alpha = \pi/2$.

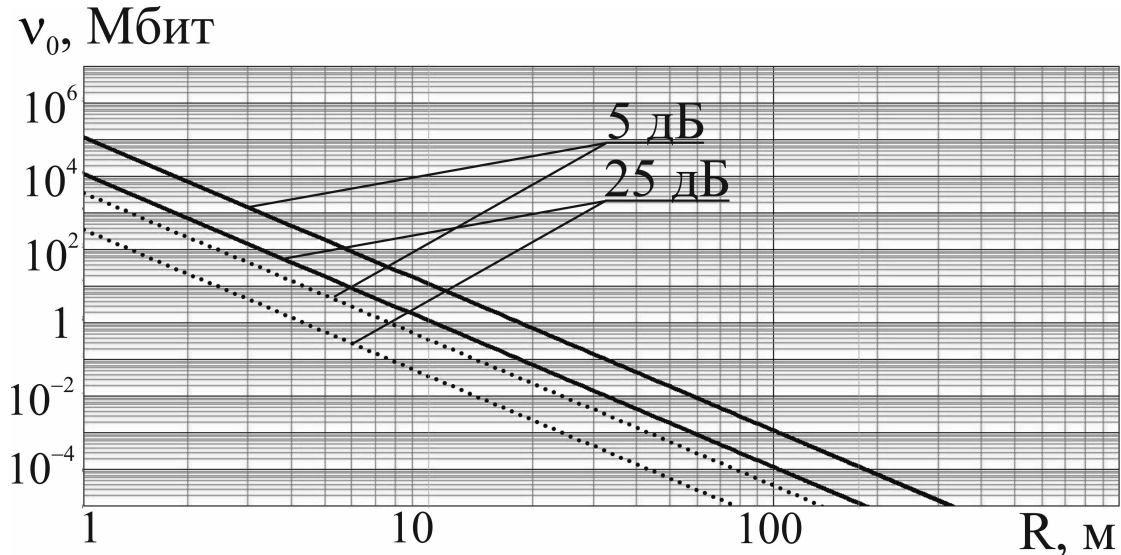


Рис. 2. Зависимости скорости передачи сигналов от длины радиоканала с ретрансляцией на диске при использовании антенн с суммарными показателями парциальных КНД $q_T + q_R = 2, 3$ и $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 1,76$ дБ (пунктирная линия), $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 10$ дБ (сплошная линия), $q_{T,R} = 0, 1, 2, \dots$

На рис. 2 приведены зависимости ν_0 от дистанции связи для отношения сигнал-шум на входе приемника $Q_{(q_T, q_R)}^2 = 5$ дБ и $Q_{(q_T, q_R)}^2 = 25$ дБ при использовании антенн с показателями парциальных КНД, удовлетворяющих условию $q_T + q_R = 0$ или $q_T + q_R = 1$, $q_{TR} = 0, 1, \dots$, а также $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 1,76$ дБ (пунктирная линия) и $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 10$ дБ (сплошная линия).

Их анализ показывает, что при $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 1,76$ дБ и $Q_{(q_T, q_R)}^2 = 25$ дБ сигналы со скоростью $\nu_0 = 35$ Кбит/с могут передаваться на дальность до 10 м. При снижении требуемого отношения сигнал-шум до $Q_{(q_T, q_R)}^2 = 5$ дБ дистанция связи с неизменным значением ν_0 возрастает до 18 м, а при применении антенн с $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 10$ дБ – до 24 м (для $Q_{(q_T, q_R)}^2 = 25$ дБ) и 43 м (для $Q_{(q_T, q_R)}^2 = 5$ дБ).

При применении антенн с суммарными показателями парциальных КНД, равными 2, 3, 4, скорость передачи сигналов с $K_{\Delta\omega} = 0,5$, согласно (11), (14) – (16), может быть повышена в $1,08 \dots 1,51$ раз за счет увеличения отношения сигнал-шум на входе приемника. Из (11), (14) – (16), (18) – (20) можно показать, что в результате замены диска идеально проводящей квадратной пластиной с длиной стороны $a = 0,177$ м величина ν_0 при $\alpha = \pi/2$ дополнительно снижается в 6,28 раз.

Таким образом, передача СШП сигналов в радиоканалах с ретрансляцией отличается достаточно низкими показателями скорости и малой дистанцией связи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

С использованием спектрального представления негармонических процессов и парциальных характеристик антенных систем получены спектральные энергетические уравнения пе-

передачи СШП сигналов в прямом радиоканале и канале с ретрансляцией. Энергия сигнала на входе приемника зависит от усредненного в диапазоне рабочих циклических частот произведения спектральной плотности мощности и парциального момента передачи-приема излучения. Поэтому ее уровень может быть повышен за счет выбора антенн с парциальными КНД, обеспечивающими усиление волновых процессов в областях сосредоточения их спектров, при фиксированной средней мощности передатчика.

Показано, что отношение сигнал-шум на входе приемника достигает наибольшего значения при изменении парциального момента передачи-приема сигналов в радиоканале по линейному закону.

Найдены оценки скорости передачи сигналов при фиксированной средней мощности излучения и дистанции связи с применением антенн, парциальные КНД которых неизменны в диапазоне рабочих циклических частот или возрастают пропорционально значениям циклической частоты в первой и второй степени.

Установлено, что скорость передачи СШП сигналов в прямом радиоканале возрастает пропорционально увеличению показателей направленности излучающей и приемной антенн на центральной циклической частоте, а также коэффициентам, зависящим от относительной полуширины их спектров, и убывает с ростом произведения центральной циклической частоты и дистанции связи во второй степени. Скорость передачи видеоимпульсов в радиоканале с ретрансляцией определяется относительной полушириной их спектров и не может быть повышена за счет изменения центральной циклической частоты приемопередающей системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Беличенко, В. П. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы / В. П. Беличенко, Ю. И. Буянов, В. И. Кошелев. — Новосибирск : Наука, 2015. — 483 с.
2. Моделирование малогабаритных сверхширокополосных антенн / Под ред. В. Б. Авдеева, А. В. Ашихмина. — Воронеж : Изд-во Воронежского госуниверситета, 2005. — 223 с.
3. Авдеев, В. Б. Энергетические характеристики направленности антенн и антенных систем при излучении и приеме сверхширокополосных сигналов и сверхкоротких импульсов / В. Б. Авдеев // Антенны. — 2002. — № 7 (62). — С. 5–27.
4. Борисов, В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход / В. И. Борисов, В. М. Зинчук. — М. : Радио и связь, 1999. — 252 с.
5. Козлов, А. И. Поляризация радиоволн. Кн. 1 “Поляризационная структура радиолокационных сигналов” / А. И. Козлов, А. И. Логвин, В. А. Сарычев. — М. : Радиотехника, 2005. — 704 с.
6. Разиньков, С. Н. Спектральные энергетические уравнения передачи негармонических сигналов и их применение в сверхширокополосных радиосистемах / С. Н. Разиньков // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. — 2011. — Т. 14, № 3. — С. 12–17.
7. Неганов, В. А. Современная теория и практические применения антенн / В. А. Неганов, Д. П. Табаков, Г. П. Яровой. — М. : Радиотехника, 2009. — 720 с.
8. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения) / Под ред. В. В. Григорина-Рябова. — М. : Сов. радио, 1970. — 680 с.

REFERENCES

1. Belishenko V.P., Buyanov Yu.I., Koshelev V.I. Super-broadband pulse radio systems. [Belichenko V.P., Buyanov Yu.I., Koshelev V.I. Sverxshirokopolosnye impul'snye radiosistemy]. Novosibirsk: Nauka, 2015, 483 p.
2. Modeling of small-sized super-broadband antennas. By edition V.B. Avdeev and A.V. Aschihmin. [Modelirovanie malogabaritnyx sverxshirokopolosnyx antenn. Pod red. V.B. Avdeeva, A.V. Ashixmina]. Voronezh: Voronezh State University, 2005, 223 p.

3. Avdeev V.B. Power characteristics of an orientation of antennas and antenna systems at the radiation and reception of super-broadband signals and super-short impulses. [Avdeev V.B. E'nergeticheskie xarakteristiki napravlenosti antenn i antennyx sistem pri izluchenii i prieme sverxshirokopolosnyx signalov i sverxkorotkix impul'sov]. *Antenny — Telecommunications and Radio Engineering*, 2002, no. 7 (62), pp. 5–27.

4. Borisov V.I., Zinchuk V.M. Noise immunity of systems of a radio communication. Probabilistic and time approach. [Borisov V.I., Zinchuk V.M. Pomexozashhennost' sistem radiosvyazi. Veroyatnostno-vremennoj podxod]. Moscow: Radio and communication, 1999, 252 p.

5. Kozlov A.I., Logvin A.I., Saryschtev V.A. Polarization of radio waves. Book 1 “Polarizing structure of radar signals”. [Kozlov A.I., Logvin A.I., Sarychev V.A. Polyarizaciya radiovoln. Kn. 1 “Polyarizacionnaya struktura radiolokacionnyx signalov”]. Moscow: Radio engineering, 2005, 704 p.

6. Razin'kov S.N. The spectral power equations of transfer of non-harmonic signals and their application in super-broadband radio systems. [Razin'kov S.N. Spektral'nye e'nergeticheskie uravneniya peredachi negarmonicheskix signalov i ix primeneniye v sverxshirokopolosnyx radiosistemax]. *Fizika volnovyx processov i radiotexnicheskie sistemy — Physics of wave processes and radio engineering systems*, 2011, vol. 14, no. 3, pp. 12–17.

7. Neganov V.A., Tabakov D.P., Yarovoy G.P. Modern theory and practical use of antennas. [Neganov V.A., Tabakov D.P., Yarovoy G.P. Sovremennaya teoriya i prakticheskie primeneniya antenn]. Moscow: Radio engineering, 2009, 720 p.

8. Radar devices (theory and principles of construction). By edition V.V. Grigorin-Ryabov. [Radiolokacionnye ustrojstva (teoriya i principy postroeniya). Pod red. V.V. Grigorina-Ryabova]. Moscow: Soviet radio, 1970, 680 p.

Любавский Андрей Павлович, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил “Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина” (г. Воронеж), преподаватель кафедры радиоэлектроники, Воронеж, Россия

E-mail: Palch5@mail.ru

Тел.: 8-908-148-41-69

Lyubavsky Andrey P., Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin, teacher of department of radio electronics, Voronezh, Russia

E-mail: Palch5@mail.ru

Tel.: 8-908-148-41-69

Разиньков Сергей Николаевич, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил “Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина”, ведущий научный сотрудник Научно-исследовательского испытательного института (радиоэлектронной борьбы), Воронеж, Россия

E-mail: razinkovsergey@rambler.ru

Тел.: 8-904-212-71-79

Razinkov Sergey N., Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin, lead research assistant of the Research test center of radio-electronic struggle, Voronezh, Russia

E-mail: razinkovsergey@rambler.ru

Tel.: 8-904-212-71-79