

ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И РАДИОТЕХНИКА

ELECTRONICS, MEASURING EQUIPMENT AND RADIO ENGINEERING

УДК 621.396

doi:10.21685/2072-3059-2021-4-6

Способ подавления узкополосных электромагнитных помех в радиоволновых средствах обнаружения с широкополосным зондированием

Н. Н. Токарев

Научно-исследовательский и конструкторский институт радиоэлектронной техники –
филиал АО «ФНПЦ «ПО «Старт» им. М. В. Проценко»,
Заречный, Пензенская область, Россия
nntok51@mail.ru

Аннотация. *Актуальность и цели.* Скрытно располагаемые в земле радиоволновые средства обнаружения (РВСО) метрового диапазона длин волн для реализации своих положительных качеств используют широкополосные зондирующие сигналы. Для широкополосных приемников (ПРМ) РВСО актуальной задачей является защита их от воздействия посторонних электромагнитных помех, в том числе в пределах полосы рабочих частот РВСО. В данной работе рассматривается способ подавления узкополосных помех, заключающийся в их вырезании из спектра широкополосного полезного сигнала РВСО. При этом способе в РВСО формируются отдельные узкополосные каналы приема, каждый из которых может отключаться при появлении в нем помехи. Решаемая задача – обеспечить минимальную вырезаемую полосу частот каждого частотного канала, в то же время достаточно широкую, чтобы обеспечить необходимый уровень сигнала и достаточное соотношение сигнал/помеха в каждом частотном канале. *Материалы и методы.* Используются полученные ранее модели приземного распространения электромагнитных волн для оценки параметров сигналов РВСО и известная модель космических помех, являющихся главным источником шумов приемника. *Результаты.* Определены условия, при которых передатчик (ПРД) РВСО соответствует требованиям стандартов, ограничивающих уровень его излучения. При этом в худших условиях распространения электромагнитных волн (при мокрой земле) определены минимальные уровни принимаемого ПРМ сигнала, определены максимальные уровни помех ПРМ и соотношение сигнал/помеха для различных условий. Ограничение уровня излучения ПРД, наличие помех ПРМ и желание увеличить протяженность блокируемого рубежа между ПРД и ПРМ приводят к необходимости расширять полосу частотных каналов, чтобы обеспечить в них требуемое отношение сигнал/помеха. *Выводы.* Полученные в работе результаты позво-

ляют в явном виде определять минимальные полосы частотных каналов, отключаемых при появлении в них узкополосных электромагнитных помех, что обеспечивает требуемые отношения сигнал/помеха при заданных расстояниях между ПРД и ПРМ в диапазоне рабочих частот РВСО.

Ключевые слова: разделение полосы широкополосного сигнала на частотные полосы, вырезание пораженных помехой частотных полос, соотношение сигнал/помеха в частотных каналах, минимальная полоса частотного канала

Для цитирования: Токарев Н. Н. Способ подавления узкополосных электромагнитных помех в радиоволновых средствах обнаружения с широкополосным зондированием // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2021. № 4. С. 69–82. doi:10.21685/2072-3059-2021-4-6

Method for suppressing narrowband electromagnetic interference in radio wave detection tools with broadband sounding

N.N. Tokarev

Research and design institute of radioelectronic technology –
branch of “Start research and production enterprise
named after M.V. Protsenko”, Zarechny, Penza region, Russia
nntok51@mail.ru

Abstract. *Background.* Buried radio-wave detectors (RWDs) of the meter wavelength range use broadband probing signals to realize their positive qualities. For broadband receivers (RXs) of RWDs, an urgent task is to protect them against the effects of extraneous electromagnetic interference, including within the RWDs operating frequency band. This paper considers a method for suppressing narrow-band interference; this method consists in cutting them out of the spectrum of a broadband useful RWD signal. With this method, separate narrow-band receive channels are formed in RWDs; each of them can be turned off when interference appears in it. The problem to be solved is to provide the minimum cutout frequency band of each frequency channel, at the same time, wide enough to provide the required signal level and a sufficient signal-to-noise ratio in each frequency channel. *Materials and methods.* The article uses the previously obtained models of surface propagation of electromagnetic waves to estimate the parameters of RWD signals and the well-known model of space interference, which is the main source of receiver noise. *Results.* The conditions have been determined under which TX of RWDs meets the requirements of the standards limiting the level of its radiation. At the same time, in the worst conditions of propagation of electromagnetic waves (in case of wet ground), the minimum levels of a signal received by RX are determined; the maximum levels of the RX interference and the signal-to-noise ratio for various conditions are determined. The limitation of the TX radiation level, the presence of RX interference and the intent to increase the length of the protected boundary between the TX and RX results in the need to expand the bandwidth of frequency channels in order to provide them with the required signal-to-noise ratio. *Conclusions.* The results obtained in this work make it possible to explicitly determine the minimum bands of frequency channels that are turned off when narrow-band electromagnetic interference appears in them, providing the required signal / noise ratios at given distances between the TX and RX in the RWD operating frequency range.

Keywords: splitting a broadband signal band into frequency bands; cutting out the frequency bands affected by interference; signal / noise ratio in frequency channels; minimum frequency channel bandwidth

For citation: Tokarev N.N. Method for suppressing narrowband electromagnetic interference in radio wave detection tools with broadband sounding. *Izvestiya vysshikh uchebnykh*

Введение

Радиоволновые средства обнаружения (РВСО) метрового диапазона длин волн имеют определенные достоинства по сравнению со средствами обнаружения (СО) более высокочастотных диапазонов: возможность скрытного размещения в земле, устойчивость к помехам от растительности и изменения погодных условий. Для того чтобы реализовать эти достоинства, в РВСО используются зондирующие сигналы в виде широкополосных радиоимпульсов [1]. Полосы рабочих частот, используемые в РВСО, могут перекрываться с рабочими частотами других радиоэлектронных средств (РЭС). Для электромагнитной совместимости при совместной работе с другими РЭС РВСО должно обеспечить отсутствие влияния, во-первых, своего излучения на другие РЭС и, во-вторых, влияния излучения других РЭС на себя. Первое обеспечивается ограничением собственного излучения РВСО до уровня, допускаемого соответствующими стандартами, а второе – применением в РВСО специальных мер подавления узкополосных помех от мешающих РЭС.

В настоящей работе рассматривается способ подавления узкополосных помех, заключающийся в разбиении общей полосы частот полезного широкополосного сигнала на отдельные частотные полосы (каналы) и исключения тех из них, в которых появляется помеха [2]. Цель работы заключается в определении минимальной вырезаемой полосы частот каждого канала, но достаточно широкой, чтобы обеспечить необходимый уровень сигнала и достаточное отношение сигнал/помеха в каждом частотном канале.

1. Ограничение собственного излучения РВСО

Ко всем техническим средствам охранной сигнализации предъявляются требования по соответствию нормам излучаемых радиопомех¹. Измерение излучаемых помех производится с помощью тестированного измерительного приемника (ПРМ) с антенной, располагаемого на определенном расстоянии от СО. Тестирование ПРМ для квазипикового режима измерения² осуществляют подачей на его вход импульса площадью $A_T = 0,044$ мкВс с частотой повторения 100 Гц. При этом показания ПРМ должны быть такими, как при подаче на вход непрерывного синусоидального сигнала с действующим значением 2 мВ, или 66 дБ (мкВ). Если частота следования импульсов равна 1 кГц (как в случае большинства СО), показания ПРМ должны быть на 8 дБ ниже, т.е. $U_T = 58$ дБ (мкВ). Измерение излучаемых помех производится в полосе частот ПРМ $\Delta F = 120$ кГц.

Найдем соответствие между площадью A_F импульсного поля РВСО в полосе измерительного ПРМ и непрерывным излучением $E_p = 40$ дБ (мкВ/м), допускаемым (ГОСТ Р 50009). Поскольку в обоих случаях антенна одна и та

¹ ГОСТ Р 50009–2000. Совместимость технических средств электромагнитная. Технические средства охранной сигнализации. Требования и методы испытаний.

² ГОСТ CISPR 16-1-1–2016. Требования к аппаратуре для измерения радиопомех и помехоустойчивости и методы измерения. Часть 1-1. Аппаратура для измерения радиопомех и помехоустойчивости. Измерительная аппаратура.

же, можно от напряженностей поля сразу перейти к напряжениям на входе измерительного ПРМ и обратно $E_p \leftrightarrow U_p = 40$ дБ (мкВ). Очевидно (ГОСТ CISPR 16-1-1), что соответствие A_F и U_p на входе ПРМ такое же, как A_T и U_T при калибровке ПРМ.

Тогда допустимая площадь импульса A_F , соответствующая допустимым напряженности поля E_p и напряжению U_p , равна

$$A_F = \frac{A_T}{\frac{U_T - U_p}{10 \cdot 20}} = \frac{A_T}{\frac{58 - 40}{10 \cdot 20}} = 0,00557 \text{ мкВс.}$$

Площадь импульса в полосе пропускания ПРМ ΔF выражается формулой

$$A_F = U_r \frac{\sqrt{2}}{\Delta F},$$

где U_r – амплитуда импульса напряжения.

Переходя обратно от напряжения к напряженности поля, площадь импульса A_F выразим в мкВс/м, а вместо U_r подставим амплитуду импульса напряженности поля E_r , откуда получим

$$E_r = A_F \frac{\Delta F}{\sqrt{2}} = 4,74 \cdot 10^{-4} \text{ В/м.}$$

Таким образом, допустимой напряженности излученного непрерывного поля E_p соответствует допустимая амплитуда напряженности импульсного поля E_r в полосе частот измерительного ПРМ ΔF .

Поле передатчика (ПРД) РВСО над поверхностью земли создается симметричным диполем, расположенным на глубине d в земле вдоль оси x в декартовой системе координат. Вертикальная составляющая этого поля намного превышает остальные составляющие и вносит основной вклад в его излучение. Эта составляющая определяется выражением [3, 4]:

$$E_z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_2'}} e^{-ik_2 d} I_0 \cdot \left[\int_{-L_a}^0 (1 + ik_1 R_1)(x - \xi) \cdot \frac{e^{-ik_1 R_1}}{R_1^3} \cdot \frac{\sin k_2(L_a + \xi)}{\sin k_2 L_a} d\xi + \int_0^{L_a} (1 + ik_1 R_1)(x - \xi) \cdot \frac{e^{-ik_1 R_1}}{R_1^3} \cdot \frac{\sin k_2(L_a - \xi)}{\sin k_2 L_a} d\xi \right],$$

где $k_1 = 2\pi \cdot f/c$ – волновое число воздуха; f – частота; c – скорость распространения волны в воздухе; ϵ_0 – диэлектрическая постоянная;

$\epsilon_2' = \epsilon_2 - \frac{i\sigma_2}{2\pi \cdot f \cdot \epsilon_0}$ – комплексная диэлектрическая проницаемость земли; ϵ_2 ,

σ_2 – соответственно относительная диэлектрическая проницаемость и удельная проводимость земли (принимаяем: $\epsilon_2 = 4$ и $\sigma_2 = 10^{-3}$ для сухой земли и $\epsilon_2 = 20$ и $\sigma_2 = 10^{-1}$ для мокрой земли); $k_2 = k_1 \sqrt{\epsilon_2'}$ – волновое число земли;

L_a – длина плеча симметричного вибратора антенны РВСО;
 $R_1 = \sqrt{(x - \xi)^2 + y^2 + z^2}$; x, y, z – соответственно продольная вдоль оси вибратора, поперечная и вертикальная координаты точки наблюдения поля;
 I_0 – амплитуда тока антенны; синусоидальные члены в подынтегральном выражении характеризуют распределение тока антенны.

В качестве зондирующего сигнала в РВСО метрового диапазона волн часто используется импульсный сигнал в виде полуволны синусоиды, имеющий спектральную плотность:

$$S(f) = \frac{t_{\text{и}}}{\pi} \cdot \left[\frac{1 + \exp(-i2\pi \cdot f \cdot t_{\text{и}})}{1 - (2f \cdot t_{\text{и}})^2} \right],$$

где $t_{\text{и}}$ – длительность импульса зондирующего сигнала.

Рабочая полоса частот ПРМ РВСО обычно от $f_1 = 30$ МГц до $f_2 = 60$ МГц. Для ограничения сверху полосы частот излучения ПРД используем фильтр нижних частот с частотой среза $f_h = 65$ МГц. Частотную характеристику фильтра можно выразить формулой

$$B(f) = 1 - \text{snorm}\left(\frac{f - f_h}{v}\right),$$

где $\text{snorm}(f/v)$ – функция нормального распределения вероятностей, в данном случае играющая роль функции единичного скачка с крутизной нарастания, определяемой v .

С учетом сказанного импульсное поле на частоте $f_{\text{и}}$ в полосе ΔF измерительного ПРМ описывается выражением

$$E_{zr}(t, f_{\text{и}}, x, y, z) = \int_{f_{\text{и}} - \Delta F/2}^{f_{\text{и}} + \Delta F/2} E_z(f, x, y, z) \cdot S(f) \cdot B(f) \cdot e^{i2\pi f \cdot t} df. \quad (1)$$

При узкой по сравнению со спектром сигнала полосе ΔF амплитуда импульсного поля выражается формулой

$$E_{zm}(f) = |E_z(f, x, y, z) \cdot S(f) \cdot B(f)| \cdot \Delta F. \quad (2)$$

Приравняв $E_{zm} = E_r$, получим уравнение

$$|E_z(f, x, y, z) \cdot S(f) \cdot B(f)| \cdot \Delta F = 4,74 \cdot 10^{-4}.$$

Решая это уравнение относительно амплитуды тока в антенне I_0 в условиях сухой земли при $f = 60$ МГц, когда излучение ПРД максимально, $x = 10$ м (расстояние от ПРД РВСО до измерительного ПРМ), $y = 0$ м (направление вдоль оси x соответствует максимуму излучения антенны ПРД), $z = 1$ м, найдем амплитуду тока $I_0 = 0,1376$ А, при котором излучение ПРД РВСО не превышает требования норм излучаемых радиопомех (ГОСТ Р 50009) в самых благоприятных условиях для максимального уровня излучения.

Форма огибающей импульсного поля (1) при $x = 10$ м, $y = 0$ м, $z = 1$ м, $f_{\text{и}} = 30$ и 60 МГц, $L_a = 1$ м, $t_u = 15$ нс и полученном значении тока $I_0 = 0,1376$ А

приведена на рис. 1,а. Амплитуда импульсного поля в полосе $\Delta F = 120$ кГц составляет $4,74 \cdot 10^{-4}$ В/м, что соответствует требованиям стандартов. Изменение амплитуды импульсного поля (2) с частотой приведено на рис. 1,б, из которого видно, что максимальная амплитуда импульсного поля $4,74 \cdot 10^{-4}$ В/м соответствует частоте 60 МГц.

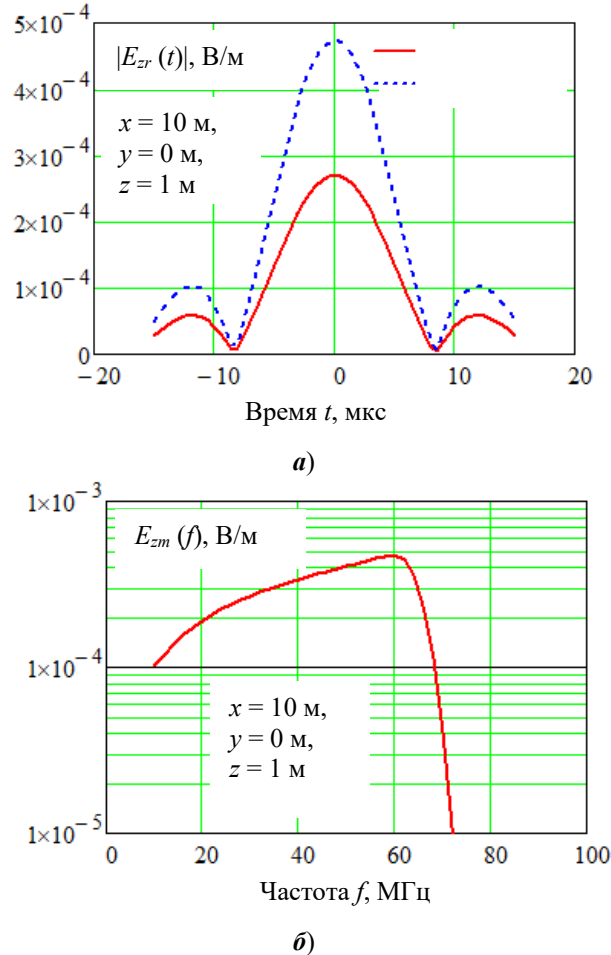


Рис. 1. Огибающая импульса напряженности поля в полосе ΔF (а) и изменение его амплитуды с частотой (б)

2. Принимаемый сигнал РВСО при ограничении излучения ПРД

Оценим теперь минимальный принимаемый сигнал ПРМ РВСО в худших условиях (при мокрой земле) и при условии ограничения излучения ПРД. Антенна ПРМ в виде такого же, как у ПРД, горизонтального симметричного подземного вибратора принимает горизонтальную, продольную к вибратору составляющую поля, излучаемого ПРД. Эта составляющая на поверхности земли над приемным вибратором определяется выражением [3, 4]:

$$E_x = \frac{60}{\epsilon'_2} e^{-ik_2 d} I_0 \cdot \left[\int_{-L_a}^0 [1 + ik_1(R_0 - \xi)] \cdot \frac{e^{-ik_1(R_0 - \xi)}}{(R_0 - \xi)^2} \cdot \frac{\sin k_2(L_a + \xi)}{\sin k_2 L_a} d\xi + \right.$$

$$+ \int_0^{L_a} \left[1 + ik_1(R_0 - \xi) \right] \cdot \frac{e^{-ik_1(R_0 - \xi)}}{(R_0 - \xi)^2} \cdot \frac{\sin k_2(L_a - \xi)}{\sin k_2 L_a} d\xi \Bigg],$$

где R_0 – расстояние между центрами антенн ПРД и ПРМ.

Напряжение принимаемого сигнала в ПРМ находится интегрированием поля по длине приемной антенны:

$$U_d = e^{-ik_2 d} \left[\int_{-L_a}^0 \frac{\sin k_2(L_a + x)}{\sin k_2 L_a} E_x(R_0 + x) dx + \int_0^{L_a} \frac{\sin k_2(L_a - x)}{\sin k_2 L_a} E_x(R_0 + x) dx \right].$$

Принятый сигнал подвергается фильтрации в общей полосе частот $f_2 - f_1$ или в полосах частотных каналов, на которые разделена общая полоса частот [2]. Временная форма принятого импульсного сигнала и его огибающая получены обратным преобразованием Фурье, аналогично (1):

$$U_{d1}(t) = \int_{0,8f_1}^{1,2f_2} U_d(f) \cdot S(f) \cdot G(f) \cdot e^{i2\pi f \cdot t} df,$$

где $G(f) = \text{sporm}[(f - f_1)/v] - \text{sporm}[(f - f_2)/v]$ – частотная характеристика полосового фильтра.

Сигнал и его огибающая при мокрой земле, максимальном расстоянии между ПРД и ПРМ $R_0 = 30$ м и при амплитуде тока антенны $I_0 = 0,1376$ А в полосе частот от f_1 до f_2 приведены на рис. 2,а. Как видно на рисунке, амплитуда принимаемого сигнала в этих условиях не превышает 40 мкВ. Для сравнения на рис. 2,б приведены форма и огибающая того же сигнала при сухой земле. Здесь амплитуда сигнала более 20 мВ.

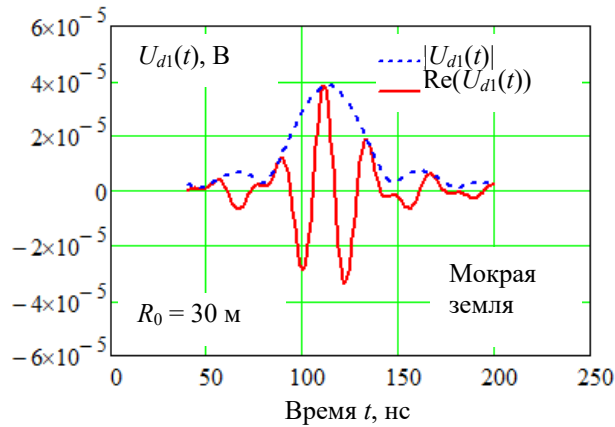
В полосе Δf узкополосного фильтра частотного канала со средней частотой f_0 в пределах общей полосы частот ПРМ принимаемый импульсный сигнал описывается выражением, аналогичным (1):

$$U_{d0}(t) = \int_{0,8(f_0 - \Delta f/2)}^{1,2(f_0 + \Delta f/2)} U_d(f) \cdot S(f) \cdot G_0(f) \cdot e^{i2\pi f \cdot t} df, \quad (3)$$

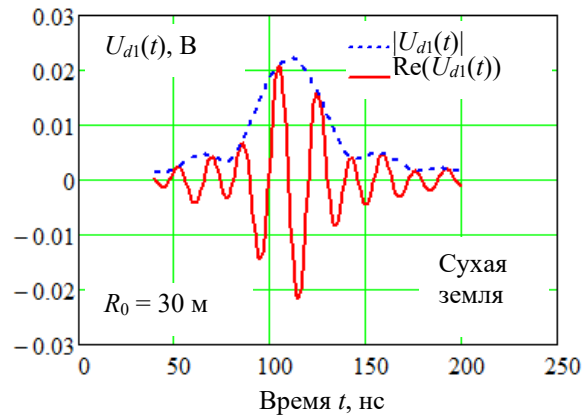
где $G_0(f) = \text{sporm}\left[\frac{f - (f_0 - \Delta f)}{v}\right] - \text{sporm}\left[\frac{f - (f_0 + \Delta f)}{v}\right]$ – частотная характеристика узкополосного фильтра ПРМ.

Здесь полоса фильтра Δf может быть соизмерима с его средней частотой f_0 , поэтому амплитуду сигнала будем определять не как в (2), а непосредственно из (3) в момент времени t_m максимума сигнала, равного времени распространения от ПРД до ПРМ с учетом глубины расположения антенн и длительности сигнала:

$$t_m = \frac{R_0}{c} + \frac{2d}{c} \sqrt{\epsilon_2} + \frac{t_{\text{н}}}{2}.$$



а)



б)

Рис. 2. Принимаемый импульсный сигнал и его огибающая в общей полосе частот ПРМ при сухой (а) и мокрой (б) земле

Тогда амплитуда принимаемого сигнала $U_{dm}(f_0, \Delta f, R_0) = |U_{d0}(t_m)|$ она зависит от трех основных параметров – параметров фильтра f_0 , Δf и расстояния R_0 между ПРД и ПРМ. На рис. 3 приведены графики зависимостей амплитуды принимаемого импульсного сигнала от средней частоты фильтра.

Сигналы рассчитаны при мокрой земле, при расстоянии $R_0 = 20$ м между ПРД и ПРМ и при различной ширине полосы пропускания Δf фильтров частотных каналов ПРМ – от 3 до 30 МГц. Частотные зависимости определяются спадом на низких частотах при распространении сигнала от ПРД к ПРМ и на высоких частотах за счет спада спектра зондирующего сигнала $S(f)$.

Зависимости амплитуды сигнала от указанных параметров могут быть представлены в другом виде. На рис. 4 они показаны непосредственно в виде зависимостей от полосы пропускания фильтра при фиксированной средней частоте фильтра $f_0 = 50$ МГц и различных расстояниях R_0 .

Амплитуда сигналов изменяется от единиц до примерно ста микровольт. Приведенные графики показывают понятные зависимости амплитуды сигнала от расстояния R_0 и ширины полосы Δf , а конкретные значения позво-

ляют оценить требуемую чувствительность ПРМ и минимальную ширину полосы пропускания ПРМ. Для этого нужны еще данные по собственным шумам и помехам ПРМ.

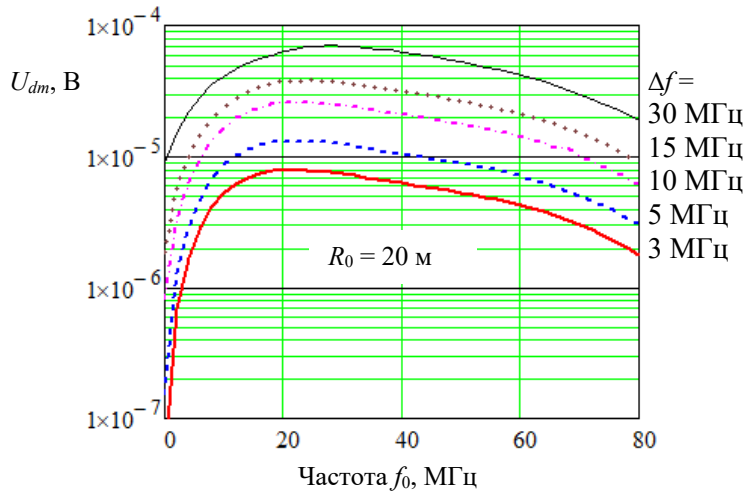


Рис. 3. Зависимости амплитуды принимаемого импульсного сигнала от средней частоты при разной полосе пропускания фильтра

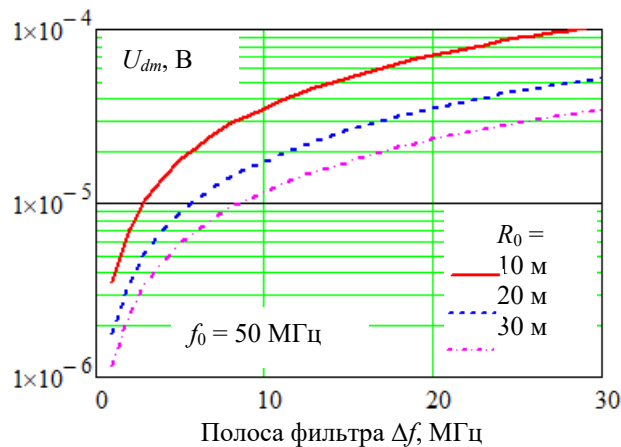


Рис. 4. Зависимости амплитуды принимаемого импульсного сигнала от полосы пропускания фильтра при разном расстоянии между ПРД и ПРМ

3. Помехи ПРМ и отношение сигнал/помеха

На частотах от 30 до 100 МГц собственные шумы ПРМ, преобладающие на более высоких частотах, и атмосферные помехи, свойственные более низким частотам, намного ниже уровня космических помех, которые являются доминирующими в этом диапазоне [5]. Космические помехи имеют суточную периодичность интенсивности.

По приведенным в [5] данным изменение максимального уровня поля космических помех в этом диапазоне можно представить следующим выражением:

$$E_n(f, \Delta f) = 0,13 \cdot 10^{-6} \left(\frac{f}{26 \cdot 10^6} \right)^{0,15} \sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta f_0}},$$

где $0,13 \cdot 10^{-6}$ В/м – начальный уровень помех на частоте $26 \cdot 10^6$ Гц; $\Delta f_0 = 10^3$ Гц – ширина полосы частот при измерении уровня помех.

Это поле наводит в антенне ПРМ РВСО напряжение помех:

$$U_n(f, \Delta f) = e^{-ik_2 d} E_n(f, \Delta f) \left[\int_{-L_a}^0 \frac{\sin k_2(L_a + x)}{\sin k_2 L_a} dx + \int_0^{L_a} \frac{\sin k_2(L_a - x)}{\sin k_2 L_a} dx \right].$$

Частотные зависимости напряжения помех ПРМ при мокрой земле при различной ширине полосы пропускания ПРМ приведены на рис. 5. В диапазоне рабочих частот РВСО от f_1 до f_2 максимальные уровни напряжения космических помех имеют значения порядка единиц микровольт. Сравним их с минимальными уровнями полезного сигнала, приведенными на рис. 3 и 4, и оценим отношения сигнал/помеха при различных полосах частот ПРМ и различных расстояниях между ПРД и ПРМ:

$$Q(f_0, \Delta f, R_0) = \frac{U_{dm}(f_0, \Delta f, R_0)}{U_n(f_0, \Delta f)}. \quad (4)$$

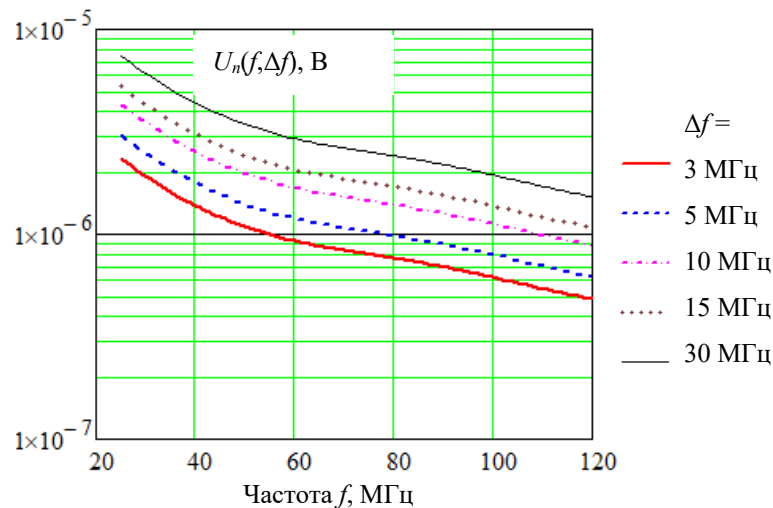


Рис. 5. Зависимости напряжения помех от частоты при различных полосах пропускания ПРМ

Частотные зависимости указанных отношений (в дБ) приведены на рис. 6, на котором напряжения сигнала соответствуют рис. 3 (при $R_0 = 20$ м и Δf от 3 до 30 МГц). Эти зависимости соответствуют кривым на рис. 3 с учетом дополнительного ослабления на низких частотах за счет более высокого уровня помех. Максимум отношения сигнал/помеха приходится на область частот от 40 до 60 МГц. Это соотношение сохраняется и для других расстояний R_0 .

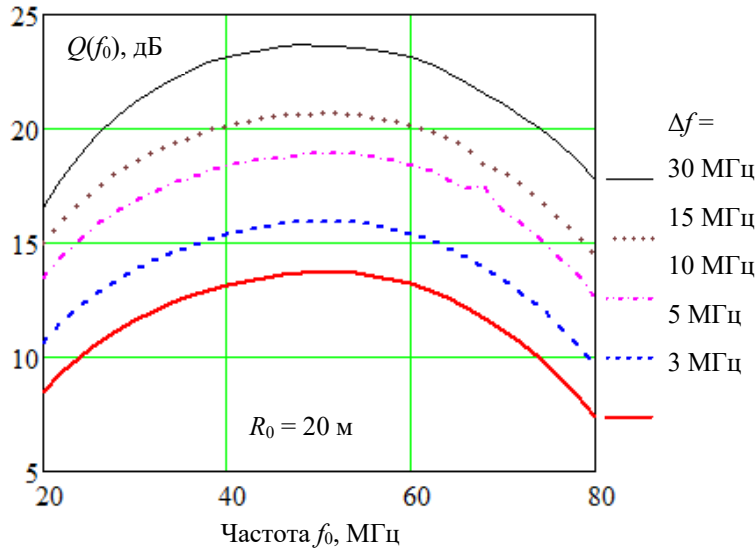


Рис. 6. Зависимости отношения сигнал/помеха от средней частоты фильтра

В другом виде зависимости отношения сигнал/помеха от параметров фильтра частотного канала и расстояния R_0 между ПРД и ПРМ приведены на рис. 7. В этом виде они представляют собой непосредственную зависимость от полосы пропускания частотного канала Δf при фиксированной средней частоте f_0 и различных расстояниях R_0 . На других частотах f_0 кривые ведут себя в соответствии с частотными зависимостями, приведенными на рис. 6.

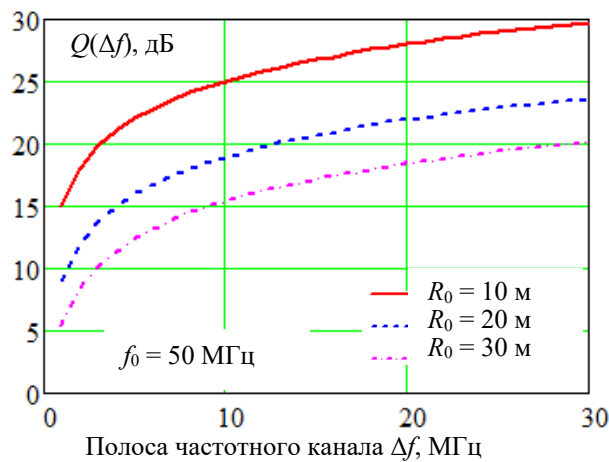


Рис. 7. Зависимости отношения сигнал/помеха от полосы частотного канала

Если считать приемлемым отношение сигнал/помеха $Q \geq 20$ дБ, то по зависимостям, приведенным на рис. 7 для $f_0 = 50$ МГц, по положению кривых выше горизонтали $Q = 20$ дБ можно сказать следующее. При расстоянии между ПРД и ПРМ $R_0 = 10$ м минимальная полоса частотного канала может быть 3 МГц и более, при $R_0 = 20$ м – не менее 12 МГц, а при $R_0 = 30$ м – не ме-

нее 30 МГц. При общей полосе частот широкополосного сигнала РВСО $f_2 - f_1$ количество частотных каналов может быть целым числом от $(f_2 - f_1)/\Delta f$. Таким образом, при $f_2 - f_1 = 30$ МГц количество частотных каналов в ПРМ РВСО может быть от 1 до 10 в зависимости от расстояния R_0 . Понятно, что эффективность разделения полосы ПРМ на частотные каналы тем выше, чем больше количество каналов. Для повышения числа каналов иногда их выполняют с перекрытием полос частот.

При фиксированном отношении сигнал/помеха Q_0 из (4) получим следующее уравнение:

$$Q(f_0, \Delta f, R_0) = Q_0,$$

решая которое с помощью имеющейся в Mathcad функции $\text{root}()$, получим зависимость $\Delta f(f_0)$ при фиксированных R_0 :

$$\Delta f(f_0, R_0) = \text{root}[Q(f_0, \Delta f, R_0) - Q_0, \Delta f(f_0), \Delta f_{\min}, \Delta f_{\max}],$$

где Δf_{\min} и Δf_{\max} – соответственно минимальное и максимальное ожидаемые значения искомого результата.

Искомые зависимости при $Q_0 = 10$ (20 дБ) и $R_0 = 10, 20$ и 30 м приведены на рис. 8. С учетом этих кривых можно уточнить минимальные полосы частотных каналов в зависимости от их средней частоты для компенсации спада отношения сигнал/помеха на краях диапазона 30–60 МГц (см. рис. 6). Аналогичные зависимости могут быть получены при других значениях Q_0 .

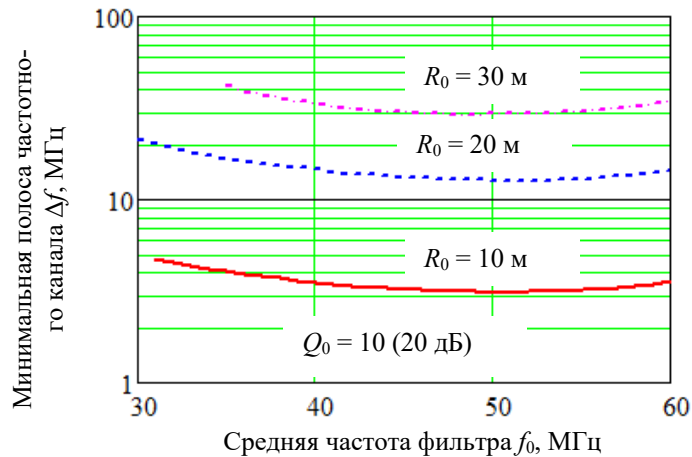


Рис. 8. Зависимость ширины полосы фильтра частотного канала от его средней частоты при фиксированных Q_0 и R_0

Таким образом, ограничение уровня излучения ПРД, наличие помех ПРМ и желание увеличить протяженность блокируемого рубежа между ПРД и ПРМ приводят к необходимости расширять полосу частотных каналов, чтобы обеспечить в них требуемое отношение сигнал/помеха. Приведенные зависимости показывают условия минимизации полосы частотных каналов ПРМ, отключаемых при появлении в них узкополосных электромагнитных помех, для максимального сохранения спектра принимаемого сигнала.

Примером использования способа [2] является РВСО дециметрового диапазона «Рапс-22»¹, общая полоса частот которого разделена на 16 частотных каналов. Применение в этом изделии способа подавления электромагнитных помех с отключением пораженных помехой частотных каналов позволило повысить допустимые уровни узкополосных помех, действующих на РВСО, в среднем по диапазону на 31 дБ (в 35 раз) по сравнению с изделием без подавления помех [6]. В отличие от помех, вызывающих нарушение работы РВСО – ложные срабатывания или пропуски нарушителя, допустимыми называем помехи, не влияющие на работоспособность РВСО.

Заключение

В работе рассмотрен способ подавления посторонних узкополосных помех в спектре широкополосного сигнала РВСО. Способ заключается в разделении общего канала приема на отдельные более узкополосные частотные каналы, отключаемые при появлении в них посторонних помех. Полученные результаты позволяют в явном виде определять минимальные полосы частотных каналов, чтобы обеспечить требуемые отношения сигнал/помеха при заданных расстояниях между ПРД и ПРМ в диапазоне рабочих частот РВСО.

Список литературы

1. Патент 2480837 Российская Федерация. Способ скрытного обнаружения нарушителя в контролируемой зоне. № 2011124585/08 ; заявл. 16.06.2011 ; опубл. 27.04.2013, Бюл. № 12.
2. Патент 2595979 Российская Федерация. Способ обнаружения нарушителя с использованием сверхширокополосного сигнала (варианты). № 2015128459/12 ; заявл. 13.07.2015 ; опубл. 27.08.2016, Бюл. № 24.
3. Токарев Н. Н. Моделирование прямого сигнала радиоволновых средств обнаружения с подземными антеннами // Радиотехника. 2013. № 2. С. 98–102.
4. Токарев Н. Н. Моделирование сигнала идущего нарушителя в радиоволновых средствах обнаружения с подземными антеннами // Радиотехника. 2014. № 2. С. 56–60.
5. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. М. : Связьиздат, 1960. 391 с.
6. Токарев Н. Н., Помещиков И. Ю., Лешин К. А. Способ повышения устойчивости сверхширокополосных радиоволновых средств обнаружения к электромагнитным помехам в рабочей полосе частот // Современные охраняемые технологии и средства обеспечения комплексной безопасности объектов : материалы XI Всерос. науч.-техн. конф. (Россия, Пенза – Заречный, 4–6 октября 2016 г.). Пенза : Март, 2016. С. 136–142.

References

1. Patent 2480837 Russian Federation. A method of covert detection of an intruder in a controlled area. No. 2011124585/08; appl. 16.06.2011; publ. 27.04.2013, bull. No. 12. (In Russ.)
2. Patent 2595979 Russian Federation. Method for detecting an intruder using an ultra-wideband signal (options). No. 2015128459/12; appl. 13.07.2015; publ. 27.08.2016, bull. No. 24. (In Russ.)
3. Tokarev N.N. Simulation of a direct signal of radio wave detection tools with underground antennas. *Radiotekhnika = Radio engineering*. 2013;(2):98–102. (In Russ.)

¹ Изделие «Рапс-22». Руководство по эксплуатации БАЖК.425142.054 РЭ. URL: http://nikiret.ru/upload/iblock/3a7/RAPS_22.-Rukovodstvo-po-ekspluatatsii-v-8.pdf

4. Tokarev N.N. Modeling the signal of a walking intruder in radio wave detection tools with underground antennas. *Radiotekhnika = Radio engineering*. 2014;(2):56–60. (In Russ.)
5. *Izdelie «Raps-22». Rukovodstvo po ekspluatatsii BAZhK.425142.054 RE = Manual of BAZhK.425142.054 RE*. (In Russ.). Available at: http://nikiret.ru/upload/iblock/3a7/RAPS_22.-Rukovodstvo-po-ekspluatatsii-v-8.pdf
6. Tokarev N.N., Pomeshchikov I.Yu., Leshin K.A. A method for increasing the stability of ultra-wideband radio wave detection tools to electromagnetic interference in the operating frequency band. *Sovremennye okhrannye tekhnologii i sredstva obespecheniya kompleksnoy bezopasnosti ob"ektov: materialy XI Vse-ros. nauch.-tekhn. konf. (Rossiya, Penza – Zarechnyy, 4–6 oktyabrya 2016 g.) = Modern security technologies and means of ensuring the integrated security of objects: proceedings of the 11th All-Russian scientific and engineering conference (Russia, Penza-Zarechny, October 4-6, 2016)*. Penza: Mart, 2016:136–142. (In Russ.)

Информация об авторах / Information about the authors

Николай Николаевич Токарев

кандидат технических наук, главный специалист по радиотехническим средствам обнаружения, подразделение № 134, Научно-исследовательский и конструкторский институт радиоэлектронной техники – филиал АО «ФНПЦ «ПО «Старт» им. М. В. Проценко» (Россия, Пензенская область, г. Заречный, пр. Мира, 1, корп. 1)

E-mail: nntok51@mail.ru

Nikolay N. Tokarev

Candidate of engineering sciences, key specialist in radio-wave detectors, department No. 134, Research and design institute of radioelectronic technology – branch of “Start research and production enterprise named after M.V. Protsenko” (building 1, 1 Mira avenue, Zarechny, Penza region, Russia)

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов / The authors declare no conflicts of interests.

Поступила в редакцию / Received 12.11.2021

Поступила после рецензирования и доработки / Revised 30.11.2021

Принята к публикации / Accepted 07.12.2021