

Применение сверхширокополосных сигналов с линейной частотной модуляцией в запреградной радиолокации.

И.А. Кучеренко

Южный федеральный университет, Таганрог

Аннотация: Рассматривается возможность использования сложных СШП сигналов в запреградной и подповерхностной радиолокации. Целью работы является анализ возможности описания сложных СШП сигналов с помощью более простых аппроксимирующих сигналов, что значительно упрощает задачу нахождения основных параметров эхосигнала. В качестве модели сложного сигнала выбран сигнал с линейной частотной модуляцией. Расчитаны погрешности аппроксимации сверхширокополосного ЛЧМ эхосигнала эхосигналом с прямоугольным спектром при различных параметрах среды и коэффициентах широкополосности. На основании полученных данных делается вывод, что при больших индексах модуляции возможна замена в аналитических расчетах сложного выражения для спектра ЛЧМ сигнала простым соотношением аппроксимирующего спектра.

Ключевые слова: Радиолокация, сигнал, сверхширокополосный, спектр сигнала, аппроксимирующий, фильтрация, согласованная.

Область применения радиолокации за оптически непрозрачными преградами весьма обширна. Применяется при проведении антитеррористических мероприятий, для поиска и спасения людей под завалами зданий, снежными завалами. Представить радиолокацию без сверхширокополосных (СШП) сигналов сложно. Необходимость применения СШП сигналов обусловлена сильным поглощением энергии в материале препятствия (стене) и требуемым высоким разрешением.

Сверхширокополосными считаются сигналы, ширина спектра которых соизмерима со средней частотой $\nu = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$. Коэффициент широкополосности ν меняется в пределах $0,5 \leq \nu \leq 2$. В качестве ширины спектра можно применить энергетическую ширину спектра $\Delta\omega_{\Sigma}$, определяемую как:

$$\Delta\omega_{\Sigma} = \omega_B - \omega_H = 2\pi(f_B - f_H), \quad (1)$$

где f_B – верхняя частота спектра сигнала, f_H – нижняя частота спектра сигнала.

В [1, 2] изучены математические модели простых СШП сигналов. Исследованы основные характеристики сигналов и выведены формулы для них, необходимые для нахождения характеристик и параметров радиолокатора.

Распространение простых сигналов в среде с частотнозависимым поглощением влияет на изменение формы сигналов, спектр сужается и смещается в область низких частот. Вследствие чего энергия эхосигнала и отношение сигнал/помеха (ОСП) на выходе согласованного фильтра уменьшаются. Поэтому для обеспечения высокой вероятности обнаружения объектов нужны значительно большие ОСП, чем в средах без потерь. Поэтому, необходимо рассмотреть возможность использования сложных СШП сигналов. Они описываются гораздо более сложными выражениями, чем простые сигналы. Вопросы применения сложных СШП сигналов в заградной и подповерхностной радиолокации мало исследованы. Модели сложных эхосигналов трудно получить в замкнутом аналитическом виде, что затрудняет анализ их характеристик. Поэтому целесообразно рассмотреть возможность аппроксимации модуля спектральной плотности сложного сигнала другими более простыми функциями с помощью спектров простых сигналов. Тогда основные характеристики сложных сигналов будет возможно описать с помощью простых аппроксимирующих сигналов.

В качестве модели сложного сигнала выберем сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Такой сигнал позволяет получить максимальную энергию по сравнению с другими видами сложных сигналов при заданных ограничениях на длительность и амплитуду. ЛЧМ сигнал во временной области описывается выражением [4]:

$$s(t) = \begin{cases} A_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi m t^2}{T^2}\right), \text{ при } |t| \leq \frac{T}{2}; \\ 0, \text{ при } t < -\frac{T}{2}, t > \frac{T}{2}; \end{cases} \quad (2)$$

где T – длительность сигнала, f_0 – несущая частота сигнала, $m=T \cdot f_D$ – индекс модуляции или база сигнала, $\omega_D=2 \cdot \pi \cdot f_D$ – полная частота девиации.

Однако при переходе к сверхширокополосным ЛЧМ сигналам необходимо рассмотреть вопрос об описании его спектра более точной формулой, чем для узкополосных сигналов.

Спектральная плотность ЛЧМ сигнала определяется с помощью преобразования Фурье для выражения (2):

$$S(j\omega) = \frac{A_0}{2} \left(\int_{-T/2}^{T/2} \exp \left[j \left\{ (\omega_0 - \omega)t + \frac{\alpha}{2} t^2 \right\} \right] dt + \int_{-T/2}^{T/2} \exp \left[-j \left\{ (\omega_0 + \omega)t + \frac{\alpha}{2} t^2 \right\} \right] dt \right). \quad (3)$$

Для узкополосных сигналов спектр ЛЧМ сигнала определяется традиционной формулой, полученной при учете выражении (3) только первого слагаемого (для положительных частот) [5]:

$$S(j\omega) = \frac{A_0 T}{2\sqrt{2m}} \exp \left(-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\alpha} \right) \cdot \{C(u_1) + C(u_2) + j(S(u_1) + S(u_2))\}, \quad (4)$$

где $C(u)$ и $S(u)$ определяются интегралом Френеля $C(u) + jS(u) = \int_0^u e^{j\pi z^2/2} dz$,

$$u_1 = \sqrt{\frac{m}{2}} \left(1 + 2 \frac{\omega - \omega_0}{\Delta\omega} \right), \quad u_2 = \sqrt{\frac{m}{2}} \left(1 - 2 \frac{\omega - \omega_0}{\Delta\omega} \right),$$

В выражении (4) второе слагаемое, определяющее спектр в области отрицательных частот, не учитывалось. С увеличением широкополосности сигнала необходимо учитывать и второе слагаемое, обусловленное отрицательными частотами. Поэтому в [7] выведено уточненное выражение спектральной плотности ЛЧМ сигнала:

$$S(j\omega) = \frac{A_0 T}{2\sqrt{2m}} \left[\exp \left(-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\beta} \right) \cdot \{C(u_1) + C(u_2) + j(S(u_1) + S(u_2))\} + \right. \\ \left. + \exp \left(j \frac{(\omega + \omega_0)^2}{2\beta} \right) \cdot \{C(x_1) + C(x_2) - j(S(x_1) + S(x_2))\} \right], \quad (5)$$

$$\text{где } x_1 = \sqrt{\frac{m}{2}} \left(1 - 2 \frac{\omega + \omega_0}{\Delta\omega} \right), \quad x_2 = \sqrt{\frac{m}{2}} \left(1 + 2 \frac{\omega + \omega_0}{\Delta\omega} \right).$$

На рис. 1 приведены отличия спектров ЛЧМ сигнала, построенных по традиционному (кривая 1, формула (4)) и уточненному (кривая 2, формула (5)) выражениям. Вычисления проводились при следующих параметрах ЛЧМ сигналов: $f_0=1$ ГГц, $m=200$, частоты девиации $f_D=0,1$ ГГц (на рис. 1а) и $f_D=1,8$ ГГц (на рис. 1б).

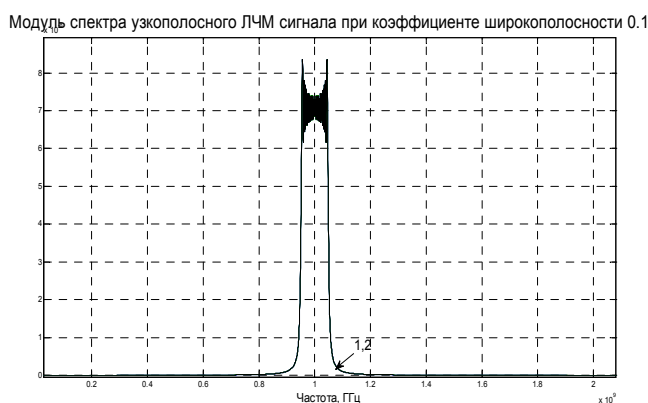


Рис. 1(а)

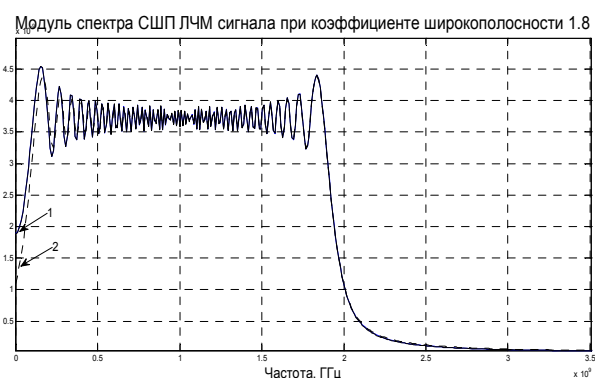


Рис. 1(б)

Из графиков видно, что для СШП сигналов спектры, вычисленные по приближенной (4) и по точной (5) формулам в районе низких частот, примыкающих к нулю, отличаются, а для узкополосных сигналов, как и следовало ожидать, совпадают.

Графики рис.1 подтверждают вывод о том, что спектры ЛЧМ сигналов при больших индексах модуляции $m>100$ приближаются к прямоугольной

форме. В этом случае ширину спектра $\Delta\omega$, (1) можно считать равной ширине прямоугольника, аппроксимирующего спектр ЛЧМ сигнала, т.е. частоте девиации $\omega_D = 2 \cdot \pi \cdot f_D$. Поэтому для рассматриваемых в данной статье СШП ЛЧМ сигналов при больших индексах модуляции коэффициент широкополосности определяется как отношение $\nu = \frac{\omega_D}{\omega_0}$.

Определим среднеквадратическую погрешность расчета спектра ЛЧМ сигнала по традиционной и уточненной формулам по формуле:

$$\varepsilon_I^2 = \frac{\int_0^{\infty} (|S_I(j\omega)| - |S(j\omega)|)^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |S_I(j\omega)|^2 d\omega}; \quad (5)$$

где $S_I(j\omega)$ - спектральная плотность ЛЧМ сигнала, определенная по традиционной формуле, $S(j\omega)$ - спектральная плотность ЛЧМ сигнала, определенная по уточненной формуле. Результаты расчетов зависимости среднеквадратической погрешности (5) от коэффициента широкополосности ν представлены на рис.2.

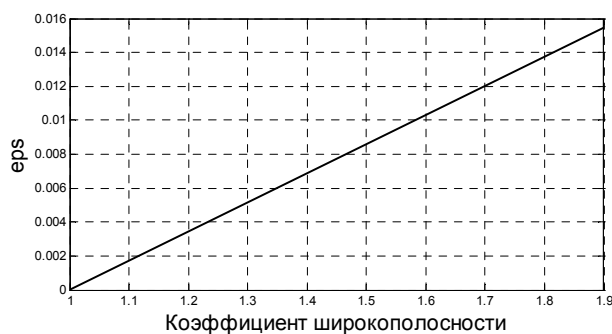


Рис. 2

Из рассмотрения графика видно, что среднеквадратическая погрешность увеличивается с ростом коэффициента широкополосности и при $\nu > 1.6$ превышает 1%. Поэтому при $\nu > 1.6$ целесообразно для описания спектральной плотности ЛЧМ сигнала пользоваться уточненной формулой.

Однако даже приближенная формула (4) достаточно громоздка и сложна для применения на практике, поэтому представляется важным детальное исследование возможности аппроксимации спектра ЛЧМ сигналов при больших индексах модуляции прямоугольным спектром:

$$|S_{ПП}(j\omega)| = \begin{cases} \frac{A_0}{2} \sqrt{\frac{T}{f_D}}, & \omega_H < \omega < \omega_B, \\ 0, & \omega < \omega_H, \omega > \omega_B \end{cases} \quad (6)$$

где $\omega_B = \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}$, $\omega_H = \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}$, ω_0 – центральная частота сигнала, $\Delta\omega = \omega_D$, A_0 – амплитуда ЛЧМ сигнала.

На рис. 3 приведен вид спектра ЛЧМ сигнала и аппроксимирующего его спектра. ЛЧМ сигнал имеет параметры $f_0 = 1 \text{ ГГц}$, $f_D = 1 \text{ ГГц}$, $m = 200$.

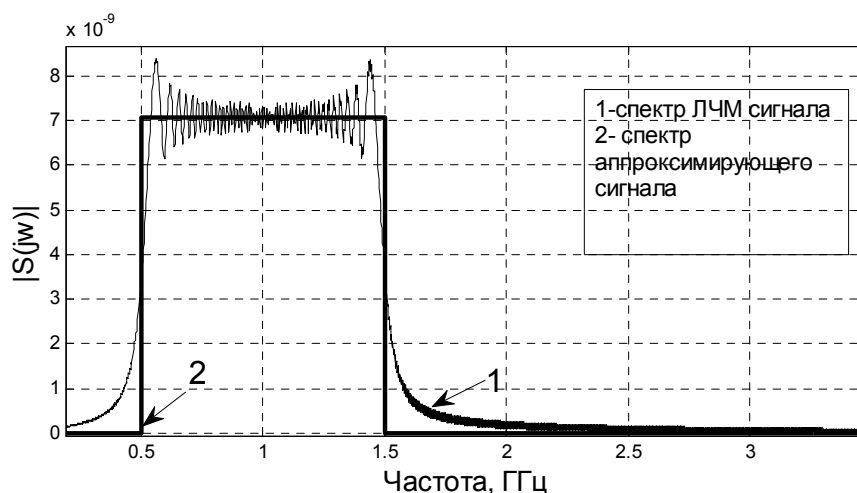


Рис. 3

Модули спектров ЛЧМ сигнала и радиоимпульса с прямоугольным спектром, как видно из рис. 3, достаточно близки при одинаковой центральной частоте f_0 и ширине спектра Δf .

Фазовые соотношения при аппроксимации комплексной спектральной плотности ЛЧМ сигнала можно не учитывать, поскольку при оптимальной фильтрации на выходе согласованного фильтра спектр “сжатого” ЛЧМ

сигнала действительный и совпадает с квадратом модуля входного спектра $|S(j\omega)|^2$.

На рис. 4 приведен график зависимости изменения среднеквадратической погрешности аппроксимации (5) при изменении индекса модуляции m от 0 до 500 для сигналов с $f_0=1\Gamma\Gamma\text{ц}$.

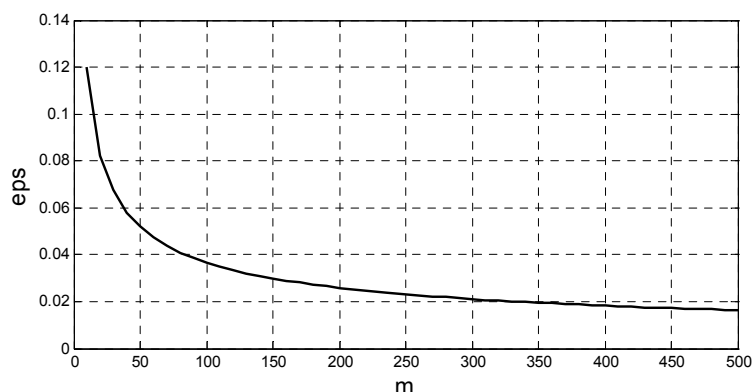


Рис. 4

Как видно из графиков на рис. 4, погрешность аппроксимации ε^2 реального ЛЧМ сигнала простым радиоимпульсом с прямоугольным спектром при индексах модуляции $m > 150$ менее 3%.

Возможность аппроксимации спектра ЛЧМ сигнала более простым по форме прямоугольным спектром значительно упрощает задачу нахождения основных параметров ЛЧМ эхосигнала. При прохождении через препятствие (преграду) [10] происходит частотнозависимое поглощение энергии распространяющегося СШП сигнала. Поэтому форма и характеристики эхосигнала отличаются от соответствующих параметров излучаемого сигнала (2).

Поглощение энергии волн при прохождении через препятствие учитывается в виде коэффициента [8]

$$K_c(\omega) = e^{-3,66 \cdot 10^{-11} \mu |\omega|} \quad (7)$$

где μ – обобщенный параметр среды (препятствия) $\mu = \alpha \cdot d$,

a –табличная величина затухания $\left[\frac{\text{дБ}}{\text{м} \cdot \text{ГГц}} \right]$ в препятствии, d –толщина препятствия.

Спектр $S_s(j\omega)$ эхосигнала определяется как результат умножения спектра зондирующего сигнала $S(j\omega)$ на частотную характеристику среды (7)

$$S_s(j\omega) = S(j\omega) \cdot K_c(\omega). \quad (8)$$

Для сигнала с прямоугольным спектром найдены в [8] выражения для зависимостей основных параметров от параметра среды μ :

- энергия эхосигнала:

$$E_s(h) = \frac{A^2 e^{-1,83 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} \right)}}{3,66 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \pi} \cdot \left(1 - e^{-3,66 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \Delta\omega} \right);$$

- отношение энергии эхосигнала к энергии зондирующего сигнала:

$$\frac{E_s(h)}{E_{\text{зонд}}} = \frac{e^{-\frac{\beta \cdot d}{2} \left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} \right)}}{7,32 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \Delta\omega} \cdot \left(1 - e^{-\beta \cdot d \cdot \Delta\omega} \right);$$

- энергетическая ширина спектра:

$$\Delta\omega_{\text{Э}} = \frac{1 - e^{-7,32 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \Delta\omega}}{3,66 \cdot 10^{-11} \cdot \mu};$$

- квадратичный интервал корреляции

$$\tau_k = \frac{3,66 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \Delta\omega \cdot \pi}{2} \cdot \frac{1 + e^{-3,66 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \Delta\omega}}{1 - e^{-3,66 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \Delta\omega}}.$$

Этими выражениями можно воспользоваться при определении соответствующих параметров ЛЧМ эхосигналов, поскольку спектр ЛЧМ эхосигнала можно аппроксимировать спектром эхосигнала с прямоугольным спектром, что иллюстрирует рис. 5.

На рис. 5 приведен вид модуля спектра ЛЧМ эхосигнала и аппроксимирующего эхосигнала с параметрами $f_0=1\text{ГГц}$, $f_D=1\text{ГГц}$, $m=200$, $\nu=1,9$.

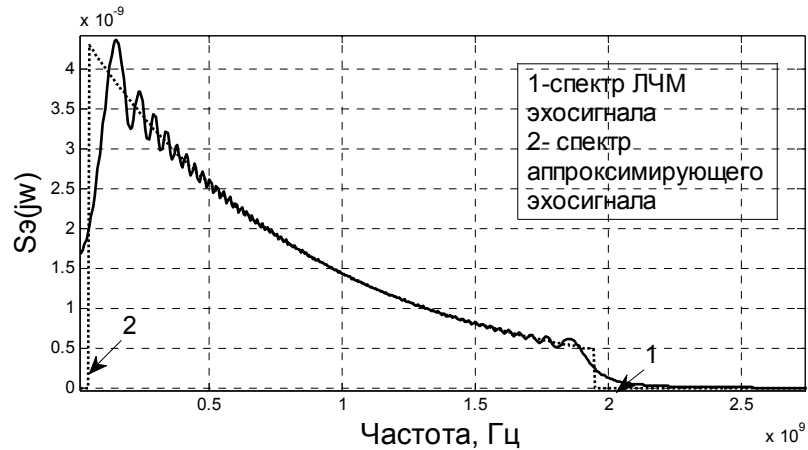


Рис. 5

Как видно из рассмотрения этого рисунка, графики обоих спектров достаточно близки.

Среднеквадратическая погрешность такой аппроксимации определяется выражением:

$$\varepsilon_1^2 = \frac{\int_0^{\infty} (|S_{\text{ЛЧМ}}(j\omega)| - |S_{\text{ПР}}(j\omega)|)^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |S_{\text{ЛЧМ}}(j\omega)|^2 d\omega}, \quad (8)$$

При оптимальной обработке на выходе согласованного фильтра для “сжатых” сигналов погрешность определяется как:

$$\varepsilon_2^2 = \frac{\int_0^{\infty} (|S_{\text{Э ЛЧМ}}(j\omega)|^2 - |S_{\text{Э ПР}}(j\omega)|^2)^2 d\omega}{\left(\int_0^{\infty} |S_{\text{Э ЛЧМ}}(j\omega)|^2 d\omega\right)^2}, \quad (9)$$

где $S_{\text{Э ЛЧМ}}(j\omega)$ - спектральная плотность ЛЧМ эхосигнала, а $S_{\text{Э ПР}}(j\omega)$ - спектральная плотность аппроксимирующего сигнала с прямоугольным спектром.

На рис. 6 изображены графики зависимости изменения среднеквадратической погрешности аппроксимации на входе согласованного фильтра (8) при изменении параметра среды μ при разных коэффициентах широкополосности.

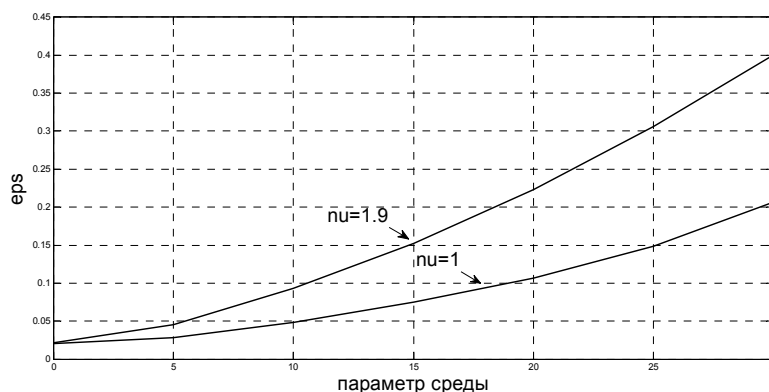


Рис.6

Как видно из графиков на рис.6 погрешность увеличивается при увеличении коэффициента широкополосности. При $\nu=1$ с параметром среды $\mu=25$ погрешность аппроксимации составляет 15%, с теми же параметрами при $\nu=1.9$ погрешность возрастает до 26%.

На рис. 7 изображены графики зависимости изменения среднеквадратической погрешности аппроксимации на выходе согласованного фильтра (9) при изменении параметра среды μ и разных коэффициентах широкополосности.

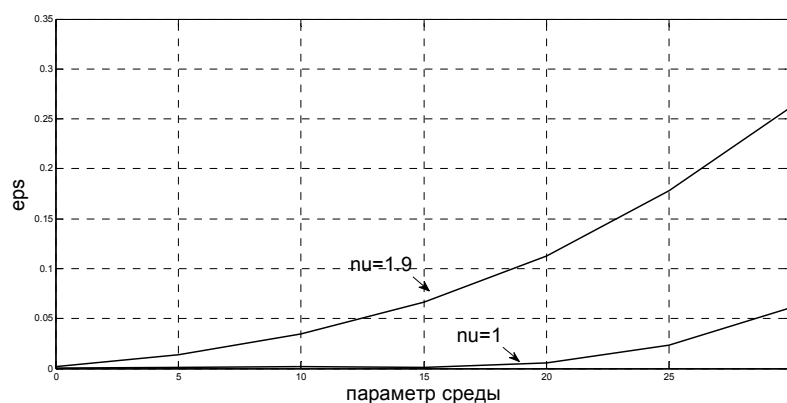


Рис.7

Как видно из графиков на рис.7 на выходе согласованного фильтра погрешность заметно уменьшается. При $\nu=1$ с параметром среды $\mu=25$ погрешность аппроксимации составляет 2,5%, с теми же параметрами при

$\nu=1.9$ погрешность возрастает до 17%. Поэтому целесообразно использовать коэффициент широкополосности не более 1.5.

Исходя из этого, при больших индексах модуляции $m > 100$ и коэффициенте широкополосности $\nu \leq 1.5$ возможна замена в аналитических расчетах сложного выражения для спектра ЛЧМ сигнала простым соотношением аппроксимирующего спектра. Эта замена справедлива при любых преобразованиях, связанных с энергетическими расчетами, в которых фазовые соотношения не учитываются. При этом основные характеристики: энергетическая ширина спектра и квадратичный интервал корреляции совпадают с соответствующими характеристиками простого сигнала с прямоугольным спектром при $A = \frac{A_0}{2} \sqrt{\frac{T}{f_d}}$.

Литература

1. Покровский Ю. О. Применение радиоимпульсов с прямоугольной огибающей для обнаружения объектов в среде с поглощением // Материалы международной научной конференции «Информационный подход в естественных, гуманитарных и технических науках. Часть 4: «Информационный анализ радиотехнических систем и устройств» – Таганрог: ТРТУ, 2005. с.43-50

2. Покровский Ю. О. Анализ моделей локационных сверхширокополосных сигналов. Материалы международной научной конференции «Информационные технологии в современном мире». Часть 4. – Таганрог: ТРТУ, 2006. с.49-57

3. Черниховская Г.Л., Мусатова М.М. Влияние среды распространения на помехоустойчивость согласованной фильтрации сверхширокополосных гидроакустических сигналов. Материалы международной научной конференции «Оптимальные методы решения научных и практических

задач». Часть 3. «Оптимизация исследований в области естественных наук». – Таганрог: ТРТУ, 2005, с. 85-95

4. Лезин Ю.С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. Издание второе, перераб. и дополн. Изд-во «Советское радио» 1969, с.448.

5. Справочник по специальным функциям под ред. Абрамовича М., Стиган И. М.: Наука, 1979г. с.832.

6. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1986. – 512с.

7. Мусатова М.М. «Разработка и исследование алгоритмов обнаружения локационных объектов с помощью сверхширокополосных сигналов в поглощающих средах» - Таганрог: ТТИ ЮФУ, 2007– 218с.

8. Махонин Г.М., Черниховская Г.Л. О расчете поглощения энергии сверхширокополосных сигналов в среде с потерями. Материалы международной научной конференции «Методы и алгоритмы принятия эффективных решений». – Часть 4 – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009, с. 52 – 57

9. Покровский Ю.О. Разработка и исследование методов измерения координат объектов с помощью сверхширокополосных гидроакустических сигналов. – ТТИ ЮФУ, 2007– 208с.

10. A Wideband Imaging Radar for Through the wall Surveillance. SPIE Defense and Security Symposium Technologies for Homeland Security and Law Enforcement, 15 April, 2004. AKELA., pp.590-596

11. Proceedings of the Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar – GPR-2004. Introduction and table of contents. 21-24 June, 2004, Delft, Netherlands. pp.1-4

12. Мисюра В.В. , Мисюра И.В. Обработка и фильтрация сигналов. Современное состояние проблемы // Инженерный вестник Дона, 2013, №4. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4y2013/2130

13. Тарасова И.А., Леонова А.В., Синютин С.А. Алгоритмы фильтрации сигналов биоэлектрической природы// Инженерный вестник Дона, 2013, №4. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4p2y2012/1481

References

1. Pokrovskij Ju. O. Materialy mezhdunarodnoj nauchnoj konferencii «Informacionnyj podhod v estestvennyh, gumanitarnyh i tehničkih naukah. Chast' 4: «Informacionnyj analiz radiotekhnicheskikh sistem i ustrojstv», Taganrog: TRTU, 2005. pp.43-50

2. Pokrovskij Ju. O. Materialy mezhdunarodnoj nauchnoj konferencii «Informacionnye tehnologii v sovremennom mire». Chast' 4. Taganrog: TRTU, 2006. pp.49-57

3. Chernihovskaja G.L., Musatova M.M. Materialy mezhdunarodnoj nauchnoj konferencii «Optimal'nye metody reshenija nauchnyh i praktičeskikh zadach». Chast' 3. «Optimizacija issledovanij v oblasti estestvennyh nauk». Taganrog: TRTU, 2005, pp. 85-95

4. Lezin Ju.S. Optimal'nye fil'try i nakopiteli impul'snyh signalov [Optimal filters and accumulators of pulse signals] . Izdanie vtoroje, pererab. i dopoln. Izd-vo «Sovetskoe radio» 1969, p.448.

5. Spravochnik po special'nym funkcijam pod red. Abramovicha M., Stigan I. [Handbook of special functions ed. by M. Abramovich, I. Stighan]: M. Nauka, 1979, p.832.

6. Gonorovskij I.S. Radiotekhnicheskie cepi i signaly [Radio circuits and signals]. M.: Radio i svjaz', 1986. 512p.



7. Musatova M.M. Razrabotka i issledovanie algoritmov obnaruzhenija lokacionnyh obektov s pomoshh'ju sverhshirokopolosnyh signalov v pogloshhajushhih sredah [Research and development of algorithms for detection of radar objects using ultra-wideband signals in absorbing media]. Taganrog: TTI JuFU, 2007. 218p.

8. Mahonin G.M., Chernihovskaja G.L. Materialy mezhdunarodnoj nauchnoj konferencii «Metody i algoritmy prinjatija jeffektivnyh reshenij». Chast' 4 . Taganrog: Izd-vo TTI JuFU, 2009, pp. 52 – 57

9. Pokrovskij Ju.O. Razrabotka i issledovanie metodov izmerenija koordinat obektov s pomoshh'ju sverhshirokopolosnyh gidroakusticheskikh signalov [Development and research of methods of measurement of coordinates of objects using wideband sonar signals]. TTI JuFU, 2007. 208p.

10. A Wideband Imaging Radar for Through-the-wall Surveillance. SPIE Defense and Security Symposium Technologies for Homeland Security and Law Enforcement, 15 April, 2004. AKELA., pp. 590-596

11. Proceedings of the Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar – GPR-2004. Introduction and table of contents. 21-24 June, 2004, Delft, Netherlands. p.1-4

12. Misjura V.V., Misjura I.V. Inženernyj vestnik Dona (Rus), 2013, №4. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4y2013/2130

13. Tarasova I.A., Leonova A.V., Sinjutin S.A. Inženernyj vestnik Dona (Rus), 2013, №4. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4p2y2012/1481