

## ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ НА АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ ДАЛЬНОМЕРА БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ

*Баранов И.В., к.т.н., ведущий инженер СКБ ООО предприятие «Контакт-1», Рязань, e-mail: skb@kontakt-1.ru; Езерский В.В., д.т.н., профессор кафедры радиоуправления и связи РГРТУ, e-mail: ezerski@yandex.ru*

### INFLUENCE OF HINDRANCES ON ALGORITHMS PROCESSINGS OF THE SIGNAL OF DIFFERENTIAL FREQUENCY SHORT-RANGE FREQUENCY RANGE FINDER

*Baranov I.V., Ezerskiy V.V.*

*Influence of hindrances on algorithms of processing of a signal of differential frequency of a short-range frequency range finder is analyzed. The description of the considered algorithms is provided and assessment of influence of the disturbing reflector on the accuracy of measurement of distance is executed. For the analysis theoretical formulas and digital modeling are used.*

**Key words:** frequency range finder, algorithms of processing, measurement error, sensitivity to hindrances.

**Ключевые слова:** частотный дальномер, алгоритмы обработки, погрешность измерения, чувствительность к помехам.

#### Введение

В научно-технической литературе [1–4] описано множество алгоритмов обработки сигнала разностной частоты (СРЧ) частотного дальмера (ЧД), формируемого на выходе смесителя излучаемого сигнала и задержанного на время  $t_{zc}$  распространения электромагнитной волны до отражающего объекта и обратно. При линейном законе частотной модуляции (ЧМ) в интервале времени  $T$  СРЧ  $u_p(t)$  может быть записан в виде:

$$u_p(t) = A_p \cos[(\omega_0 + \Delta\omega t_n)t_{zc} + \varphi_p], \quad (1)$$

где  $t_n = t/T$  – нормированное время;  $t$  – текущее время;  $A_p$  и  $\varphi_p$  – амплитуда и фаза СРЧ;

$\omega_0$  и  $\Delta\omega = 2\pi\Delta F$  – несущая частота и диапазон перестройки частоты при ЧМ;  $t_{zc} = 2R/c$  – время задержки отражённого сигнала;  $R$  – измеряемое расстояние;  $c$  – скорость распространения электромагнитных волн в рабочей зоне ЧД.

Существуют две группы алгоритмов: с обработкой сигнала во временной области по положению нулей СРЧ (точек, где СРЧ пересекает нулевой уровень) и с обработкой его спектра, т.е. в частотной области. Эти алгоритмы легко реализуются на практике с использованием методов и устройств цифровой обработки сигналов. Все алгоритмы предназначены для сглаживания так называемой ошибки дискретности  $\delta_R$  ЧД [1]:

$$\delta_R = c/(4\Delta F). \quad (2)$$

Каждый из алгоритмов обладает определёнными достоинствами и недостатками. В целом можно сказать, что алгоритмы обработки во временной области требуют меньше аппаратных и вычислительных затрат, так как для перехода в частотную область необходимо дополнительно выполнять достаточно сложные вычисления спектра СРЧ.

*Анализируется влияние помех на алгоритмы обработки сигнала разностной частоты частотного дальмера ближнего действия. Приводится описание рассматриваемых алгоритмов, и выполнена оценка влияния мешающего отражателя на точность измерения расстояния. Для анализа используются теоретические формулы и цифровое моделирование.*

При проектировании ЧД для определённой сферы применения перед разработчиком всегда возникает вопрос о достижении требуемых технических показателей при минимальных аппаратных затратах. Чтобы успешно решить эту задачу, необходимо иметь информацию о поведении различных алгоритмов в ожидаемых условиях эксплуатации и влиянии на них различных дестабилизирующих факторов и выполнять выбор алгоритма с учётом этих сведений. Наиболее важными факторами, влияющими на точность измерения расстояния, являются мешающие отражатели, расположенные в рабочей зоне ЧД и вызывающие сигналоразличия помехи. К сожалению, несмотря на большое количество публикаций, ещё не все известные алгоритмы исследованы достаточно подробно. В частности, нет информации о воздействии помех на алгоритмы оценки разностной частоты во временной области, являющиеся весьма перспективными для применения в реальных технических устройствах благодаря своей высокой точности и простоте аппаратной реализации.

**Целью настоящей работы** является оценка влияния сигналоразличия помех на точность измерения расстояния ЧД ближнего действия, использующего алгоритмы обработки СРЧ во временной области.

#### **Анализируемые алгоритмы** **Алгоритм весового усреднения** **разностной частоты**

Алгоритм весового усреднения разностной частоты (далее будем его называть просто весовым алгоритмом) основан на определении положения нулей СРЧ внутри интервала анализа  $T$  с линейной частотной модуляцией (ЧМ) и расчёте измеряемого расстояния  $R$  [4]:

$$R = \delta_R \sum_{i=1}^N \alpha(t_i), \quad (3)$$

где  $\alpha(t)$  – весовая функция (ВФ), удовлетворяющая условию нормировки

$$\int_0^T \alpha(t) dt / T = 1;$$

$t_i$  – временное положение  $i$  – го нуля СРЧ внутри интервала  $T$ ;  $N$  – число нулей СРЧ внутри этого интервала.

В общем случае ВФ можно представить в виде тригонометрического ряда Фурье [4]:

$$\alpha(t) = K_B \sum_{m=0}^K A_m \cos(4\pi m t_n), \quad (4)$$

где  $K_B$  и  $A_m$  – параметры, позволяющие изменять форму ВФ.

Теория весового алгоритма применительно к частотному дальномеру ближнего действия хорошо разработана [4 – 6], и показано, что ему присуща методическая погрешность, изменение которой при изменении измеряемого расстояния по общему виду и количественным соотношениям аналогично такому изменению для спектрального метода оценки разностной частоты. На вид таких графиков существенное значение оказывает вид ВФ. Эти результаты широко известны и поэтому здесь не приводятся. Ниже рассмотрим только влияние помехи на погрешность весового метода

**Полиномиальный алгоритм**

Алгоритм основан на том, что при неизменном измеряемом расстоянии  $R$ , любых внешних условиях и любой нелинейности модуляционной характеристики передатчика величина приращения фазы СРЧ  $\Delta\varphi$  при переходе от одного «нуля» СРЧ к другому, соседнему, т.е. через один полупериод, равна  $\pi$ . Из этого условия можно получить формулу для расчёта измеряемого расстояния:

$$R = c / (4\Delta f_1), \quad (5)$$

где  $\Delta f_1$  – диапазон перестройки частоты передатчика между двумя «нулями».

В работах [4, 7] показано, что для нахождения величины  $\Delta f_1$  целесообразно использовать полиномиальную аппроксимацию зависимости частоты излучаемого сигнала от времени

$$f(t) = \sum_{i=0}^n a_i t^i, \quad (6)$$

где  $a_i$  – постоянные коэффициенты;  $(n + 1)$  – число нулей СРЧ внутри периода модуляции, используемое при расчёте.

Если в эту формулу подставить измеренные моменты  $t_i$  появления «нулей» СРЧ и выразить частоты излучаемого сигнала, соответствующие этим моментам, через частоту, соответствующую первой точке  $F_1$ , и шаг по частоте между соседними точками  $\Delta f_1$  (или несколькими смежными точками  $\Delta f_m$ ), то получим  $(n + 1)$  урав-

нений для  $(n + 3)$ -х неизвестных величин. Ещё два необходимых уравнения получим, введя в схему ЧД устройство для фиксации моментов появления двух заранее заданных эталонных частот  $F_H$  и  $F_B$  (например, расположенных близко к границам полного диапазона перестройки передатчика). Эталонные частоты можно задавать с помощью высокостабильных генераторов или с помощью диэлектрических резонаторов [8]. В итоге получим систему уравнений, которая в матричной форме имеет вид:

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 & -t_0 & \dots & -t_0^n \\ 1 & m_1 & -1 & -t_{m_1} & \dots & -t_{m_1}^n \\ 1 & m_2 & -1 & -t_{m_2} & \dots & -t_{m_2}^n \\ 1 & m_3 & -1 & -t_{m_3} & \dots & -t_{m_3}^n \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & m_n & -1 & -t_{m_n} & \dots & -t_{m_n}^n \\ 0 & 0 & 1 & t_H & \dots & t_H^n \\ 0 & 0 & 1 & t_B & \dots & t_B^n \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} F_1 \\ \Delta f_1 \\ a_0 \\ a_1 \\ \dots \\ a_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ F_H \\ F_B \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где:  $m_1, m_2, \dots, m_n$  – номера используемых при расчёте нулей СРЧ;  $t_H$  и  $t_B$  – моменты совпадения излучаемой и соответствующей эталонной частот.

Из этой системы уравнений найдём необходимую для расчёта расстояния по формуле (5) величину:

$$\Delta f_1 = \frac{A_{n+3,2}(F_B - F_H)}{\Delta}, \quad (8)$$

где:  $\Delta$  – определитель матрицы коэффициентов указанной системы уравнений;  $A_{i,j}$  – соответствующее алгебраическое дополнение.

Отметим, что на практике нули СРЧ достаточно просто обнаружить с помощью усилителя-ограничителя и измерить количественно их расположение в интервале  $T$  с помощью микроконтроллера. Для составления системы уравнений (7) и нахождения диапазона перестройки  $\Delta f_1$  могут использоваться любые нули СРЧ из числа измеренных. С увеличением измеряемого расстояния, начиная с минимально возможного, количество нулей СРЧ непрерывно возрастает. Существует ограничение на минимально возможное число нулей. Желательно, чтобы в начале и конце интервала модуляции  $T$  наблюдалось как минимум по два нуля. Отсюда возникает ограничение на минимальное измеряемое расстояние, которое должно быть таким, чтобы в интервале модуляции укладывалось не менее двух периодов СРЧ. Это соответствует измеряемому расстоянию, равному четырём ошибкам дискретности (2). Соответственно минимальная размерность квадратной матрицы в (7) при этом равна 6.

Результаты количественной оценки погрешности измерения расстояния с помощью приведённых формул, выполненной для диапазона измеряемых расстояний от 0,3 м до 30 м с шагом 1 мм при несущей частоте сигнала с ЧМ  $f_0 = 10$  ГГц и диапазоне перестройки частоты  $\Delta F = 1$  ГГц показаны на рис. 1. Из рисунка видно, что погрешность рассматриваемого метода в идеальных условиях составляет пренебрежимо малую величину и увеличивается с увеличением измеряемого расстояния.

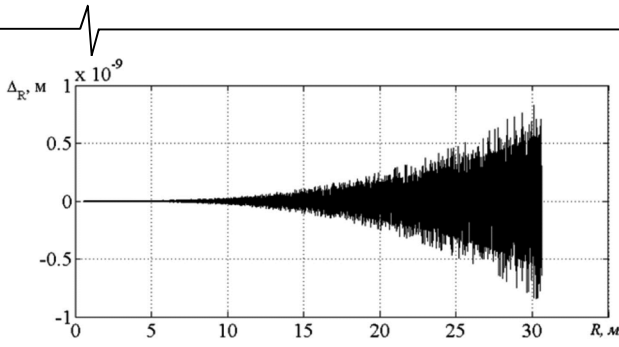


Рис. 1. Результаты оценки погрешности измерения расстояния полиномиальным алгоритмом в идеальных условиях

Причем при детальном рассмотрении видно, что график имеет шумовой характер. Такое поведение погрешности обусловлено шумом квантования из-за конечной разрядности компьютера. При увеличении расстояния число «нулей» СРЧ увеличивается, а промежутки времени между ними уменьшаются. В итоге относительная погрешность расчёта положения «нуля» с увеличением расстояния увеличивается и вызывает увеличение общей погрешности расчёта измеряемого расстояния.

#### Влияние сигналоподобной помехи

При наличии помехи на расстоянии  $R_n$ , попадающей в диаграмму направленности антенны ЧД, сигнал на выходе смесителя содержит два слагаемых:

$$u(t) = u_p(t) + A_n \cos[(\omega_0 + \Delta\omega t_n)t_{zn} + \varphi_n], \quad (9)$$

где  $A_n$ ,  $\varphi_n$  и  $t_{zn} = 2R_n/c$  – соответственно амплитуда, фаза и время задержки помехи.

Наличие помехового сигнала приводит к смещению нулей СРЧ от их точного значения, что приводит к возникновению погрешности измерения расстояния.

В предположении достаточной малости помехи по отношению к полезному СРЧ можно получить выражение для нормированной величины смещения  $\Delta t_{ni}$  каждого нуля СРЧ [9]:

$$\Delta t_{ni} = \frac{\Delta t_i}{T} = \frac{\cos \psi_n(t_{ni})}{2\pi \Delta F \{q_{cn} t_{zc} \sin \psi_c(t_{ni}) + t_{zn} \sin \psi_n(t_{ni})\}}, \quad (10)$$

где  $q_{cn} = A_p/A_n$  – отношение сигнал-помеха;  $\psi_c(t_{ni}) = t_{zc}\omega_i + \varphi_c$ ;  $\psi_n(t_{ni}) = t_{zn}\omega_i + \varphi_n$ ;  $\omega_i = \omega_0 + \Delta\omega t_{ni}$ ;  $t_{ni}$  – нормированное положение  $i$ -го нуля СРЧ;  $t_{zc}$ ,  $t_{zn}$ ,  $\varphi_p$  и  $\varphi_n$  – соответственно времена задержки и начальные фазы сигнала и помехи.

Учёт этого смещения при количественной оценке погрешности измерения расстояния целесообразно выполнять при различных условиях (расположение помехи по расстоянию и её уровень по отношению к полезному сигналу).

Для **весового алгоритма**, пользуясь имеющимися в литературе результатами [9], можно показать, что дополнительная погрешность измерения расстояния, нормированная к ошибке дискретности, может быть вычислена по выражению:

$$\Delta_n = -2\pi K_B \sum_{m=1}^K m A_m \sum_{i=1}^N \sin(4\pi m t_{ni}) \Delta t_{ni}. \quad (11)$$

Результаты расчёта погрешности по этой формуле в условиях, соответствующих рисунку 1 с мешающим отражателем, расположенным на расстоянии 30 м и уровнем минус 30 дБ по отношению к полезному отражателю, показаны на рис. 2.

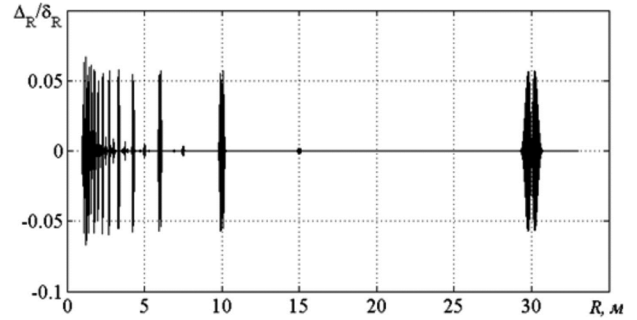


Рис. 2. Дополнительная погрешность измерения расстояния весовым алгоритмом при наличии мешающего отражателя на расстоянии 30 м с уровнем минус 30 дБ

Видно, что в окрестности точки расположения мешающего отражателя (30 м) имеется зона повышенной погрешности, имеющая вид двух лепестков с быстро колеблющимся графиком, вписанным в медленно изменяющуюся огибающую. Эти лепестки по форме и величине аналогичны такой же погрешности, характерной для спектрального алгоритма обработки СРЧ в частотной области. Однако при перемещении полезного отражателя в области расстояний, меньших чем расстояние до мешающего отражателя, наблюдаются дополнительные зоны повышенной погрешности. Можно считать, что эти зоны вызваны «виртуальными» помехами. Существуют две группы таких «виртуальных» помех.

Для первой группы помех расположение связано с истинным положением помехи соотношением  $R_b = R_n/(2n+1)$ , где  $n = 1, 2, \dots$ . В этих точках величина максимальных значений погрешности примерно совпадает с максимальной погрешностью вокруг точки 30 м и даже слегка увеличивается, а ширина их зоны повышенной погрешности уменьшается с увеличением номера  $n$ .

Точки второй группы соответствуют расстояниям  $R_g = R_n/2n$ , где  $n = 1, 2, \dots$ . Максимальная величина погрешности в этих точках примерно в 100 раз меньше, чем в точках предыдущей группы.

Наличие «виртуальных» помех существенно отличает весовой алгоритм от спектрального алгоритма.

Для **полиномиального алгоритма** получить аналитически погрешность измерения не представляется возможным. Повторение расчётов, аналогичных выполненным для графика, показанного на рис. 1, с учётом смещения нулей СРЧ, представленного формулой (10), показывает, что погрешность также имеет вид колебательного графика, но со случайным характером. Представлять эти результаты в виде графиков зависимости мгновенной погрешности от расстояния не имеет смысла, так как сильный колебательный и стохастический характер графиков затрудняет сравнительный анализ.

Используем для такого сравнения аналогично [4, 5] СКО погрешности, вычисленные для диапазонов изменения расстояния, равных величине ошибки дискретности, по формуле:

$$\sigma_x^2(R_{cp,L}) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \Delta_R^2(R_{i,L}), \quad (12)$$

где  $M$  – число рассчитанных точек на каждом диапазоне значений  $R$ ;  $\Delta_R = \tilde{R}_{i,L} - R_{i,L}$ ;  $R_{i,L} = [(L-1) + (i-1)] \div M \delta_R - i$ -е значение заданного расстояния на  $L$ -м диапазоне расстояний;  $\tilde{R}_{i,L}$  –  $i$ -е измеренное значение расстояния;  $R_{cp,L} = (L + 0,5)\delta_R$ ;  $L = 1, 2, \dots$  – номер обрабатываемого интервала расстояний.

Усреднённые по (12) результаты для тех же условий измерения, которые соответствуют рис. 1, и разных уровней помехи показаны на рис. 3 в виде зависимости логарифма нормированной к ошибке дискретности погрешности при расположении мешающего отражателя в точке 1,2 м.

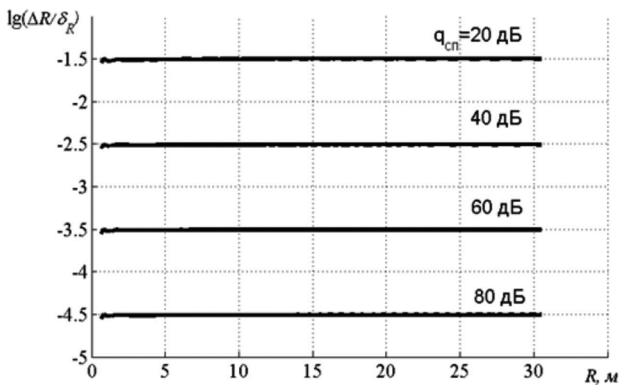


Рис. 3. Зависимость логарифма нормированной погрешности от измеряемого расстояния при  $R_n = 1,2$  м и разном уровне помехи

Как видно по рисунку, наличие помехового сигнала приводит к одинаковому среднему уровню погрешности на всех расстояниях. Этим рассматриваемый полиномиальный алгоритм отличается от алгоритма оценки расстояния на основе весового суммирования [4, 5] или алгоритма оценки расстояния в спектральной области [3]. Для двух указанных алгоритмов влияние помехи носит локальный характер, выражающийся в наличии двух лепестков зоны повышенной погрешности вблизи точки расположения мешающего отражателя. Кроме того, как показано выше, для весового алгоритма характерным является наличие так называемых виртуальных помех на расстояниях, меньших расстояния расположения.

При удалении мешающего отражателя характер зависимости погрешности измерения от расстояния меняется незначительно, как это видно по рис. 4, на котором приведены результаты, аналогичные рис. 3, но при расположении мешающего отражателя на расстоянии 5 м с теми же уровнями по отношению к полезному отражателю.

Видно, что графики становятся неравномерными, однако в них нет резких локальных изменений, характерных для весового и спектрального алгоритмов. Дальнейшее смещение мешающего отражателя по расстоянию не меняет характер этих графиков.

В них сохраняется некоторая неравномерность, которая не превышает неравномерности графиков рис. 4.

Очевидно, что практическое применение указанных

алгоритмов требует тщательной фильтрации помеховых отражений. Так как разностная частота меняется при изменении расстояния, фильтрация должна производиться с помощью следящих фильтров, например, как это выполнено в серийно выпускаемых частотно-модулированных уровнемерах Барс 322МИ [10].

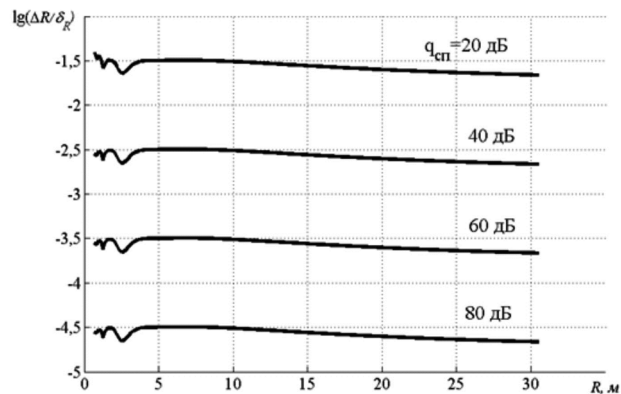


Рис. 4. Зависимость логарифма нормированной погрешности от измеряемого расстояния при  $R_n = 5$  м и разном уровне помехи

Если уровень помехи становится больше 20 дБ, то у обоих рассматриваемых алгоритмов появляется аномальная погрешность, проявляющаяся в виде скачков показаний на величину, кратную ошибке дискретности. Это вызвано не просто смещением положения нулей СРЧ, а появлением новых нулей, что приводит к скачку погрешности измерения сразу на величину ошибки дискретности.

Если помеха меньше минус 40 дБ, то погрешность оценки расстояния всеми алгоритмами не превышает 1 мм, что соответствует требованиям многих потребителей.

Цифровое моделирование рассмотренных алгоритмов на основе приведённых выше выражений и оценка погрешности в указанных выше условиях показывают полное совпадение полученных результатов. Поэтому графики оценки погрешности с помощью моделирования здесь не приводятся.

## Выводы

1. По величине дополнительной погрешности измерения расстояния рассмотренные алгоритмы обработки СРЧ во временной области примерно одинаковы и не уступают известному спектральному алгоритму обработки СРЧ в спектральной области.

2. В отличие от спектрального алгоритма, обладающего локальной областью влияния помехи только вблизи точки расположения мешающего отражателя, для весового алгоритма характерно наличие виртуальных отражателей, расположенных в локальных точках на расстояниях, меньших расстояния до реального мешающего отражателя. Для полиномиального алгоритма влияние мешающего отражателя распределено примерно равномерно по всей рабочей области ЧД. По этой причине для практического применения более предпочтительным является весовой алгоритм.

3. Практическое применение алгоритмов обработки СРЧ во временной области возможно только при использовании следящего фильтра, подавляющего мешающее отражение.

4. При уровне мешающего сигнала менее минус 40 дБ по отношению к полезному СРЧ величина погрешности снижается до величины, приемлемой для практических применений ЧД без использования каких-либо специальных мер для снижения её влияния.

5. Уровень мешающего отражения более минус 20 дБ по отношению к полезному СРЧ делает невозможным применение алгоритмов обработки СРЧ во временной области без использования фильтрации помехи из-за возникновения аномальных погрешностей измерения расстояния.

### Литература

1. Виницкий А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. М.: Советское радио, 1961. 495 с.

2. Мухаммед Абд Аль-Вахаб Исмаил. Радиолокационный высотомер с двойной частотной модуляцией. М.: Изд-во иностранной литературы, 1957. 135 с.

3. Fundamentals of Short-Range FM Radar / Komarov I.V., Smolskiy S.M. Artech House Publishers; Norwood, MA. 2003. 289 p.

4. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. Монография / Б.А. Атаянц, В.М. Давыдочкин, В.В. Езерский, В.С. Паршин, С.М. Смольский М.: Радиотехника. 2012. 512 с.

5. Езерский В.В. Методическая погрешность датчика расстояния на базе частотно-модулированного даль-

мера с весовым сглаживанием ошибки дискретности // Измерительная техника. 2003. № 9. С. 22-25.

6. Баранов И.В., Езерский В.В. Оптимизация параметров модуляции в ближней частотной радиолокации при весовом усреднении разностной частоты // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2009. № 28. С. 30-37.

7. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Смольский С.М., Шахтарин Б.И. Проблема шумов и нелинейность модуляционной характеристики передатчика в прецизионных промышленных системах ближней частотной радиолокации // Успехи современной радиоэлектроники, 2008, № 3. С. 3-29.

8. Патент 2234108 Российской Федерации, МКИ G01 S 13/34. Способ измерения расстояния (варианты) / Б.А. Атаянц, В.В. Езерский, И.В. Баранов, В.А. Болонин, В.М. Давыдочкин, В.А. Пронин.

9. Баранов И.В., Езерский В.В. Влияние помех на погрешность измерения расстояния в частотном дальномере промышленного применения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2011. № 37. С. 34-40.

10. Отечественные радиолокационные и волноводные уровнемеры с частотной модуляцией. Промышленное применение. Монография / Б.А. Атаянц, Л.С. Атаянц, И.В. Баранов, М.В. Бронин, В.М. Давыдочкин, Ю.В. Мазалов, С.В. Майоров, Д.Я. Нагорный, В.С. Паршин, В.А. Пронин, Под ред. Б.А. Атаянца. Рязань: ГУП РО «Рязанская областная типография» 2021. 388 с.

## НОВЫЕ КНИГИ

**Корячко В.П., Перепелкин Д.А.**

**Программно-конфигурируемые сети / Учебник для вузов - М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2020 г. – 288 с.: ил.**

Рекомендован федеральным учебно-методическим объединением в системе высшего образования по укрупненной группе специальностей и направлений подготовки 09.00.00 – «Информатика и вычислительная техника» в качестве учебника для студентов, обучающихся по основным образовательным программам высшего образования по направлению подготовки бакалавров и магистрантов 09.00.00 – «Информатика и вычислительная техника».

Рассмотрены теоретические и практические основы построения, проектирования и поддержки компьютерных сетей нового поколения – программно-конфигурируемых сетей (ПКС). Особое внимание уделено различным перспективным решениям динамического реконфигурирования ПКС, вопросам разработки инструментальных средств и программных приложений, обеспечивающих высокую скорость и гибкость перепрограммирования сетевой инфраструктуры.

**Фокин Г.А.**

**Технологии программно-конфигурируемого радио / Учебное пособие для вузов М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2019 г. – 316 с.: ил.**

Изложены теоретические и практические сведения, необходимые для получения навыков модельно-ориентированного проектирования (МОП) систем радиосвязи на основе программно-конфигурируемого радио (ПКР). Аппаратный инструментальный предполагает использование плат USRP Ettus Research и RTL-SDR. Программный инструментальный включает специальное программное обеспечение Matlab/Simulink. Представленные в пособии примеры и задачи позволяют развить компетенции программной реализации алгоритмов и методик передачи, приема и обработки сигналов в современных и перспективных системах радиосвязи, а также овладеть способностями оценки показателей функционирования реализованных алгоритмов средствами эмуляции и эксперимента. Разработанные модели Matlab/Simulink, использованные в пособии, доступны на сайте издательства [www.techbook.ru](http://www.techbook.ru).

Для студентов, обучающихся по направлениям подготовки 11.04.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» (магистратура), 11.04.01 – «Радиотехника» (магистратура). Будет полезно аспирантам и специалистам, занятым вопросами научно-исследовательской и опытно-конструкторской деятельности в области современной радиоэлектроники.

