

УДК 621.396.96

И.В. Баранов, В.В. Езерский**ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛЯЦИИ
В БЛИЖНЕЙ ЧАСТОТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ
ПРИ ВЕСОВОМ УСРЕДНЕНИИ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ**

Рассматриваются методы оптимизации параметров частотной модуляции в ближней частотной радиолокации. На основе анализа поведения мгновенной методической погрешности измерения разработаны алгоритм усреднения результатов измерения при использовании дополнительной медленной частотной модуляции с оптимизацией её девиации и алгоритм оптимизации девиации основной модуляции. Полученные теоретические результаты хорошо совпадают с результатами моделирования. Исследовано влияние шумов на характеристики предложенных алгоритмов.

Ключевые слова: ближняя радиолокация, частотная модуляция, погрешность измерения расстояния, оптимизация параметров, оптимизация девиации, влияние шумов.

1. Постановка задачи. Весовое усреднение частоты разностного сигнала в частотном дальномере предложено в работе [1] для сглаживания присущей ему ошибки дискретности и заключается в оценке статистики \hat{S}

$$\hat{S} = \sum_{i=1}^N v(t_i), \quad (1)$$

где $v(t)$ – весовая функция (ВФ), t_i – i -й момент перехода сигнала разностной частоты (СРЧ) через ноль, N – число переходов СРЧ через ноль на половине периода модуляции, и вычисления расстояния r по выражению:

$$r = \delta_r \hat{S}, \quad (2)$$

где $\delta_r = c/(4\Delta F)$ – ошибка дискретности (ОД); c – скорость распространения электромагнитных волн; ΔF – девиация частоты СВЧ генератора.

В работе [2] получено выражение для методической погрешности весового метода усреднения при использовании семейства ВФ вида:

$$v(t) = K_B [1 - \cos(4\pi t/T_{mod})]^n, \quad (3)$$

где n – параметр формы; K_B – нормирующий коэффициент, обеспечивающий условие нормировки $K_B \int_0^{T_{mod}/2} v(t) dt = 1$; T_{mod} – период линейной частотной модуляции частоты передатчика.

Зависимость погрешности измерения от расстояния, приведённая в работах [2, 3], имеет гладкий колебательный характер с двумя явно выраженными периодичностями. Период первой

равен четверти длины волны несущего колебания. У этого графика имеется медленно меняющаяся огибающая, приводящая к наличию на графике узловых точек $r_{узл\ i}$ ($i = 1, 2, \dots$), в каждой из которых погрешность снижается до нуля. Эти узловые точки повторяются на оси расстояния с периодом, равным величине ОД. Можно заметить, что положение первой узловой точки $r_{узл\ 1}$ на оси относительного расстояния r/δ_r зависит от параметра формы n ВФ следующим образом:

$$r_{узл\ 1} / \delta_r = n + 1. \quad (4)$$

Эти особенности позволяют предложить алгоритмы оптимизации параметров ЧМ, снижающих методическую погрешность.

Периодическое колебание вокруг нулевого значения зависимости мгновенной методической погрешности от начальной фазы СРЧ при неизменном расстоянии позволяет предположить, что управляя несущей частотой аналогично методу, предложенному в работах [4, 5], и усредняя результаты измерений, можно снизить погрешность измерения почти до нулевого уровня.

Наличие узловых точек позволяет сформулировать задачу такого управления девиацией частоты при ЧМ, которое позволит сдвигать текущую точку по оси относительного расстояния в ближайшую узловую точку с нулевой погрешностью измерения.

Возможен комбинированный вариант, объединяющий два этих подхода.

Целью данной работы являются разработка алгоритмов минимизации погрешности измере-

ния расстояния путем оптимизации параметров ЧМ, сравнительный анализ обеспечиваемой ими погрешности, необходимых затрат времени измерения и частотного диапазона, а также оценка влияния аддитивных шумов на их точностные характеристики.

2. Минимизация методической погрешности с помощью дополнительной медленной ЧМ. Уравнение для нахождения положения нулей СРЧ t_i внутри периода модуляции имеет вид [2]:

$$\omega_0 \tau + \omega(t_i) \tau + \varphi_0 = 0,5\pi + \pi(i + I_1), \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 – несущая частота сигнала; $\tau = 2r/c$ – время задержки отраженного сигнала, $\omega(t)$ – закон изменения частоты передатчика, $I_1 = \text{Int}(2f_0\tau - 0,5)$; $\text{Int}[*]$ – операция вычисления целой части числа; φ_0 – начальная фаза излучаемого сигнала. Не теряя общности рассуждений, далее будем считать $\varphi_0 = 0$.

Из уравнения (5) видно, что период изменения положения нуля СРЧ составляет π . Медленно варьируя при фиксированном расстоянии фазу СРЧ в пределах $[0, \pi]$ в течение нескольких периодов модуляции и усредняя полученные при этом результаты измерения, можно минимизировать среднее значение погрешности измерения расстояния. Изменять фазу СРЧ можно за счёт дополнительной “медленной” ЧМ несущей частоты ω_0 [5] на величину $\Delta\omega_{\text{медл}}$. Период “медленной” ЧМ должен быть во много раз больше периода основной ЧМ, называемой в этом случае “быстрой”. Отсюда следует, что на фиксированном расстоянии можно сформировать один период изменения погрешности, медленно изменяя частоту несущего сигнала от одного периода модуляции к другому таким образом, что бы выполнялось условие:

$$\Delta\omega_{\text{медл}} \tau = \pi, \quad (6)$$

или аналогичное условие:

$$\Delta F_{\text{медл}} = \Delta F \eta. \quad (7)$$

Оценим возможный выигрыш по величине методической погрешности с использованием дополнительной “медленной” модуляции.

Выберем для оценки численный метод. Для этого рассчитаем методическую погрешность, получаемую с использованием “медленной” ЧМ по формуле, полученной в [2]:

$$\Delta_S = \begin{cases} -\chi - K_B \sum_{m=1}^K A_m G_1[m\eta, \chi, \varepsilon] & \text{при } \varepsilon \geq \chi; \\ 1 - \chi + K_B \sum_{m=1}^K A_m G_2[m\eta, \chi, \varepsilon] & \text{при } \varepsilon < \chi, \end{cases} \quad (8)$$

где

$$G_1(z, \chi, \varepsilon) = \left\{ \cos[\pi z(2\varepsilon - \chi - 1)] \sin(\pi z \chi) \right\} / \sin(\pi z);$$

$$G_2(z, \chi, \varepsilon) = \left\{ \cos[\pi z(2\varepsilon - \chi)] \sin(\pi z(1 - \chi)) \right\} / \sin(\pi z);$$

$\Delta_S = \Delta_r / \delta_r$ – нормированная методическая погрешность; Δ_r – абсолютная методическая погрешность измерения расстояния; $\rho = [4f_0 r / c - 0,5]$, $\varepsilon = [\rho] - \text{Int}[\rho]$, $1/\eta = r / \delta_R = M + \chi$, $M = \text{Int}(r / \delta_R)$, $\chi = r / \delta_R - M$; A_m – коэффициенты разложения ВФ $v(t)$ в тригонометрический ряд Фурье

$$v(t) = K_B \sum_{m=0}^n A_m \cos(4\pi m t / T_{\text{мод}}).$$

На каждом фиксированном расстоянии по выражению (7) определим величину дополнительной “медленной” девиации $\Delta F_{\text{медл}}$. Затем будем дискретно от одного периода измерения к другому изменять несущую частоту в диапазоне частот от f_0 до $f_0 + \Delta F_{\text{медл}}$ с фиксированным шагом $\Delta F_{\text{медл}} / N_{\text{уср}}$ (где $N_{\text{уср}}$ – число усредняемых измерений). На каждой частоте по (8) вычислим методическую погрешность измерения и после перебора всех частот в указанном частотном диапазоне усредним полученные результаты.

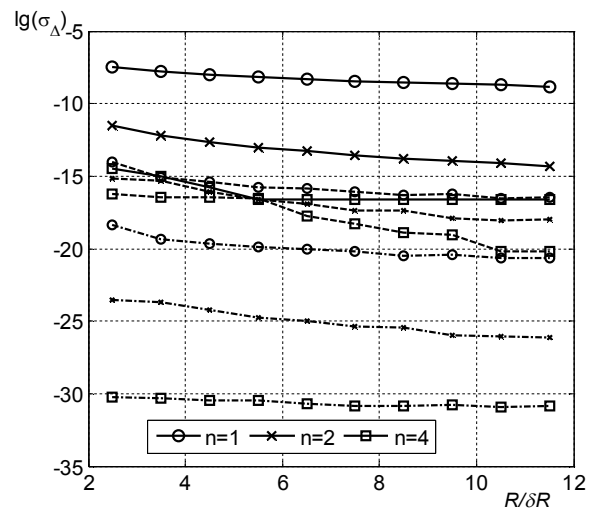


Рисунок 1 – Зависимость логарифма предельной усредненной нормированной методической погрешности от относительного расстояния

На рисунке 1 сплошной линией приведены результаты расчета методической погрешности по указанной методике в виде зависимости от относительного расстояния логарифма нормированной погрешности, усредненной на участках расстояния, равных одной ОД, в соответствии с выражением:

$$\overline{\Delta_S^2(M)} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L \Delta_S^2(r_{M,k}), \quad (9)$$

где $L = \delta_r / \delta$; δ – шаг по дальности в пределах одного участка усреднения (УС); $r_{M,k}$ – k -й отсчёт дальности в пределах данного M -го УС.

Всё расчёты здесь и далее проводились в системе программирования Matlab.

Эти графики получены для трёх ВФ из семейства (3) с параметром формы соответственно $n = 1, 2, 4$ при условии, когда в частотном диапазоне “медленной” перестройки несущей частоты (7) использовалось 100 точек ($N_{уср} = 100$). Девиация “быстрой” модуляции при этих расчётах принималась равной 500 МГц и несущая частота 10 ГГц.

Сравнение этих графиков с графиками, приведенными в работе [3], показывает, что потенциально этот метод оптимизации позволяет получить гораздо меньшие погрешности, чем оптимизация формы ВФ. При увеличении измеряемого расстояния погрешность плавно уменьшается, однако диапазон такого изменения значительно меньше, чем при оптимизации формы ВФ. Принципиальным отличием этих графиков от результатов работы [3] является существенно меньшая погрешность измерения на малых расстояниях, начиная с расстояния, равного двум ОД.

При увеличении количества точек усреднения погрешность также уменьшается. Более сложные ВФ (с большими значениями параметра формы n) обеспечивают существенно меньшую методическую погрешность.

На практике до проведения измерений расстояние не известно. Поэтому целесообразно сделать этот алгоритм оптимизации итерационным с многократным повторением измерений и уточнением $\Delta F_{медл}$ по (7) на каждой итерации.

Алгоритм 1

1. Первое измерение расстояния производится без “медленной” ЧМ для получения нулевого приближения η и вычисления $\Delta F_{медл}^{(0)}$ по (7).

2. Производятся $N_{уср}$ измерений расстояния при дискретном изменении несущей частоты от одного измерения к другому в диапазоне от f_0 до $f_0 + \Delta F_{медл}^{(k)}$ с шагом по частоте $\Delta F_{медл}^{(k)} / N_{уср}$ и находится очередное приближение:

$$\frac{1}{\hat{\eta}^{(k)}} = \frac{1}{N_{уср}} \sum_{i=1}^{N_{уср}} \frac{1}{\hat{\eta}_i^{(k)}}, \quad (10)$$

где $\hat{\eta}_i^{(k)}$ – оценка величины η при i -ом измерении на k -й итерации.

3. Производится расчет нового значения медленной девиации $\Delta F_{медл}^{(k+1)}$ по (7).

4. Пункты 2 и 3 повторяются до снижения абсолютного значения разности между вновь полученным значением $\hat{\eta}^{(k)}$ и его предыдущим значением $\hat{\eta}^{(k-1)}$ ниже заранее заданной величины $\Delta\eta$:

$$|\hat{\eta}^{(k)} - \hat{\eta}^{(k-1)}| \leq \Delta\eta. \quad (11)$$

Расчеты погрешности по формулам (8) и (9), проведенные с использованием указанной процедуры, показывают, что величина обеспечиваемой погрешности зависит от заранее задаваемой величины $\Delta\eta$ и от количества точек усреднения $N_{уср}$. Уменьшая величину $\Delta\eta$ и увеличивая $N_{уср}$, можно достигнуть предельной погрешности измерения, показанной на рисунке 1. Результаты, полученные с помощью указанной процедуры для $N_{уср} = 100$ и $\Delta\eta = 10^{-13}$, практически совпадают с графиками, изображёнными на рисунке 1 сплошной линией.

Количество итераций, необходимых для достижения условия (11), сильно зависит от измеряемого расстояния, формы ВФ (величины n), заданного значения $\Delta\eta$, количества точек усреднения $N_{уср}$ и колеблется в пределах от $4 \div 5$ до $50 \div 60$. Т.е. общее число измерений, требуемых для завершения процесса оптимизации, будет колебаться от $4N_{уср}$ до $60N_{уср}$.

Величина девиации дополнительной “медленной” ЧМ не зависит от формы ВФ. При этом на расстоянии, равном двум ОД, её величина равна 50% от основной девиации “быстрой” ЧМ. При увеличении измеряемого расстояния величина девиации дополнительной “медленной” ЧМ постепенно уменьшается в соответствии с выражением (7).

Указанный метод снижения погрешности требует значительных дополнительных ресурсов по диапазону перестройки частоты и времени измерения.

3. Оптимизация девиации частоты. Этот метод оптимизации учитывает неизменность положения узловых точек с нулевой погрешностью измерения на оси относительного расстояния при неизменности параметров ВФ. В то же время положение текущей точки, соответствующей измеряемому расстоянию, зависит от величины δ_R , т.е. от величины девиации частоты ΔF . Поэтому при каждом измеряемом расстоянии изменяя величину ΔF , можно текущую точку по оси нормированного расстояния сместить в одну

из ближайших узловых точек, обеспечив этим минимальную погрешность измерения (теоретически нулевую). Процедура оптимизации девиации частоты предполагает многократное повторение измерений с корректированием девиации частоты ΔF по измеренному расстоянию, т.е. является итерационной.

Алгоритм 2

1. Производится измерение расстояния $r_{изм}^{(0)}$ при некотором начальном значении $\Delta F^{(0)}$ для получения нулевого приближения η и определения точного положения на оси относительного расстояния ближайшей узловой точки с нулевой погрешностью. Для ограничения требуемого диапазона перестройки частоты целесообразно выбирать узловую точку, расположенную слева от текущей относительной точки. При высоких значениях параметра формы n ВФ приходится учитывать, что положение первой узловой точки связано с параметром формы выражением (4):

$$1/\hat{\eta}_{r_{точ}} = \max[n + 1; \text{Int}(r_{изм}^{(0)} / \delta_R^{(0)})]. \quad (12)$$

2. Корректируется значение девиации частоты

$$\Delta F^{(k)} = \Delta F^{(k-1)} \hat{\eta}_r^{(k-1)} / \hat{\eta}_{r_{точ}}. \quad (13)$$

3. С использованием найденного значения $\Delta F^{(k)}$ производится новое измерение расстояния для расчета очередного приближения $\eta_r^{(k)}$.

4. Пункты 2 и 3 повторяются до выполнения условия (11).

Из формулы (4) следует, что при измеряемом относительном расстоянии меньше, чем $n + 1$, ближайшая узловая точка с нулевой погрешностью на оси относительного расстояния оказывается справа от текущей точки. Поэтому для смещения текущей точки в узловую точку требуется увеличение девиации по сравнению с начальным значением. В противном случае требуется уменьшение девиации.

Результаты расчета погрешности измерения расстояния по формулам (8) и (9) с использованием алгоритма 2 показаны на рисунке 1 пунктирной линией. Эти результаты получены для исходной девиации 500 МГц и несущей частоты 10 ГГц. Для каждого измеряемого расстояния выполнялся расчет погрешности по формуле (8). Затем в соответствии с процедурой оптимизации производилось последовательное оценивание требуемой девиации и ее уточнение до достижения выполнения условия (11).

В целом характер графиков остаётся прежним. Это плавное снижение методической погрешности измерения при увеличении расстояния. Достижимый уровень погрешности также

зависит от вида ВФ и задаваемого предела в условии (11). На рисунке 1 приведены графики, соответствующие значению предела 10^{-15} .

Для этого алгоритма форма ВФ слабее влияет на результаты измерения, так как разнос между графиками меньше, чем при использовании алгоритма 1. В целом можно отметить, что оптимизация девиации частоты при ЧМ по алгоритму 2 позволяет получить меньшую погрешность измерения. Однако на малых расстояниях для более сложных ВФ это обеспечивается существенным увеличением требуемой девиации частоты. Это хорошо видно при сравнении рисунка 1 с рисунком 2, где приведена зависимость требуемой девиации от относительного расстояния.

Наибольшая степень увеличения девиации в $(n + 1)/2$ раза соответствует минимальному измеряемому расстоянию. При увеличении относительного расстояния от минимального до $n + 1$ происходит плавное снижение требуемой девиации до начального значения, достигаемого при относительном расстоянии $n + 1$. Соответственно для ВФ с параметром формы $n = 1$ увеличение девиации частоты на малом расстоянии не требуется.

При дальнейшем увеличении относительного расстояния характер зависимости становится более сложным, определяемым выражением (13).

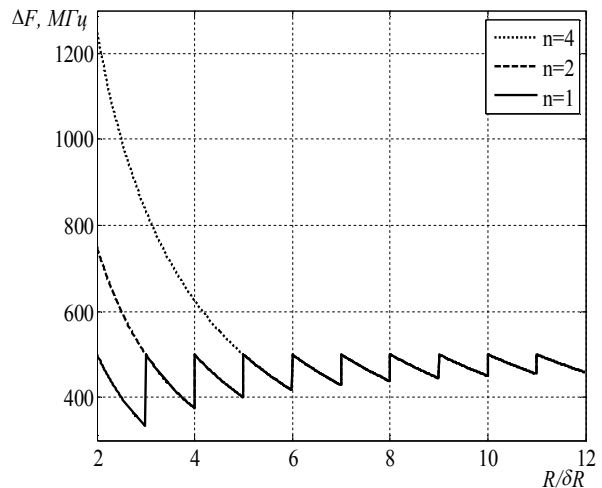


Рисунок 2 – Зависимость девиации частоты, требуемой для минимизации погрешности измерения, от относительного расстояния при различных ВФ

В каждой точке измеряемого расстояния, равного целому числу ОД, происходит скачкообразное изменение девиации от некоторого минимального значения, до начального значения. В промежутках между этими точками происходит плавное снижение требуемой девиации. Чем

больше абсолютное значение расстояния, тем меньше диапазон изменения требуемой девиации.

При увеличении измеряемого расстояния происходит плавное снижение погрешности. Количество итераций, требуемых для достижения заданной погрешности, увеличивается при уменьшении $\Delta\eta$, уменьшении измеряемого расстояния и уменьшении параметра формы ВФ n . Количество итераций при варьировании этих параметров может изменяться от 2 – 3 до 100 – 150.

Очевидно, что ограниченный частотный ресурс СВЧ модуля приводит к ограничению минимального расстояния при ВФ с большими значениями n . Поэтому при использовании метода оптимизации девиации не требуется применять сложные ВФ. Для данного алгоритма требуемое число измерений, обеспечивающее достижения заданного условия (11) равно числу итераций, т.е. значительно меньше, чем для алгоритма 1.

4. Комбинированный алгоритм оптимизации параметров ЧМ. Рассмотренные алгоритмы позволяют существенно уменьшить методическую погрешность измерения расстояния. Однако можно предположить, что первый алгоритм менее чувствителен к влиянию аддитивного некоррелированного шума, так как он требует существенного усреднения результатов. С целью уменьшения влияния шума представляет интерес объединение двух рассмотренных алгоритмов. Такое объединение позволяет совместить их положительные результаты и при этом скомпенсировать недостатки. В частности можно предложить двухэтапную процедуру оптимизации.

Алгоритм 3

1. Производится оптимизация девиации ΔF “быстрой” ЧМ на основе Алгоритма 2.

2. С использованием найденного значения ΔF производится предварительное измерение расстояния $\hat{r}_{изм}$ и вычисление величины η .

3. По измеренному расстоянию с использованием выражения (9) определяется требуемое значение девиации “медленной” ЧМ.

4. С использованием найденных значений девиации “быстрой” ЧМ и “медленной” ЧМ производится один цикл медленной перестройки несущей частоты с усреднением результатов измерения для уточнения расстояния, измеренного на первом этапе.

Результаты расчёта методической погрешности по формулам (8) и (9), полученной с помощью алгоритма 3 показаны на рисунке 1 штрихпунктирной линией. Видно, что теоретически такой комбинированный алгоритм позволяет значительно уменьшить методическую по-

грешность измерения. При этом сохраняется зависимость достигаемого уровня погрешности измерения от формы ВФ.

5. Результаты численного моделирования.

Моделирование рассмотренных алгоритмов проводилось с использованием компьютерной модели, описанной в [6]. Рассматривалась задача обработки СРЧ на фоне аддитивного нормального белого шума с заданным отношением сигнал-шум q . При этом основной целью моделирования являлось определение свойств алгоритмов оптимизации параметров ЧМ. Поэтому требовалось исключить влияние погрешности моделирования СРЧ и точности определения по нему положения нулей. В соответствии с [6] производилось моделирование положения нулей СРЧ. Для имитации такого способа обработки на каждом измеряемом расстоянии при заданных параметрах ЧМ по уравнению (5) определялось точное положение каждого нуля СРЧ $t_i, i=1...N$. Затем учитывалось влияние шума путем добавления к полученным значениям моментов времени отсчётов шума, сформированных с помощью датчика случайных чисел. Требуемую дисперсию δ^2 этого шума можно легко получить с помощью функционального преобразования закона распределения шума с нулевым математическим ожиданием и заданной дисперсией в закон распределения момента пересечения с нулевым уровнем суммы синусоидального сигнала и аддитивного шума. При предположении синусоидальной формы СРЧ и малости уровня шума (менее -20 дБ) такое преобразование можно примерно считать линейным. Поэтому закон распределения момента пересечения, нормированного к длительности периода модуляции, остаётся нормальным с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_t^2 , зависящей от отношения сигнал-шум:

$$\sigma_t^2 = \eta^2 / (2\pi^2 q^2). \quad (14)$$

На основе полученного массива моментов времени $\hat{t}_i, i=1...N$, соответствующих нулям зашумлённого СРЧ по формуле (1) для заданной ВФ определялась статистика \hat{S} и по формуле (2) вычислялось расстояние. Далее по предложенным алгоритмам проводилась оптимизация параметров ЧМ. Для того чтобы обеспечить сходимость алгоритмов оптимизации при изменении уровня шума, требовалось изменять величину предельного значения $\Delta\eta$, входящего в выражение (11). Эмпирическим путем было получено, что эта величина следующим образом зависит от отношения сигнал-шум:

$$\Delta\eta = 6/(1000q). \quad (15)$$

При моделировании использовались те же параметры ЧМ, что и при расчетах, приведенных выше. Уровень шума при моделировании изменялся от 20 дБ до 200 дБ с шагом 20 дБ.

Результаты моделирования алгоритма 1 для отношения сигнал-шум 40, 80 и 200 дБ приведены на рисунке 3.

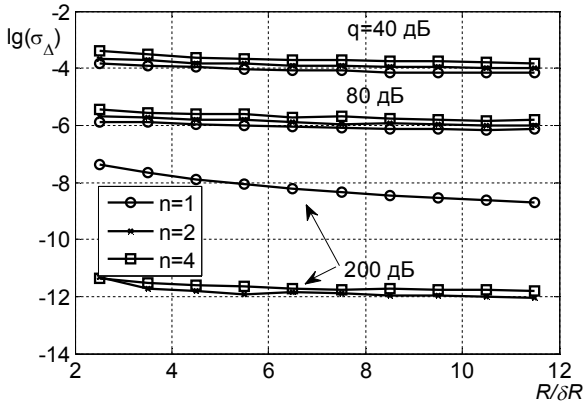


Рисунок 3 – Зависимость логарифма усредненной нормированной погрешности от относительного расстояния при моделировании алгоритма 1

Сравнение результатов моделирования с теоретическими результатами, приведенными на рисунке 1, показывает, что характер этих зависимостей одинаковый. Т.е. погрешность слабо зависит от измеряемого расстояния.

При большом уровне шума (20-100 дБ) суммарная погрешность измерения расстояния слабо зависит от формы ВФ и синхронно изменяется с изменением уровня шума, причем уменьшение СКО шума в 10 раз приводит к такому же снижению погрешности. В этом диапазоне уровня шума лучшие результаты обеспечивает ВФ с более простой формой (при $n=1$). Усложнение формы ВФ ($n=4$) приводит к увеличению погрешности в 2 раза.

При дальнейшем снижении уровня шума достигаются минимальные значения погрешности, приведенные на рисунке 1. При этом более сложные ВФ (с большими значениями n) сильнее чувствительны к уровню шума, так как их минимальные результаты достигаются при меньшем уровне шума, чем минимальные результаты более простых ВФ.

Сравнение полученных результатов с графиками, приведенными в работе [3], показывает, что алгоритм оптимизации диапазона дополнительной медленной модуляции позволяет в 20-30 раз уменьшить погрешность измерения при тех же уровнях шума. На предельно малых расстояниях этот выигрыш еще больше.

Достижение указанного выигрыша обеспечивается значительным увеличением времени измерения, так как на каждом расстоянии требуется несколько десятков итераций и на каждой итерации производится 100 измерений.

Результаты моделирования алгоритма 2, полученные в тех же условиях, что и предыдущие для отношения сигнал-шум 40, 80 и 200 дБ, приведены на рисунке 4.

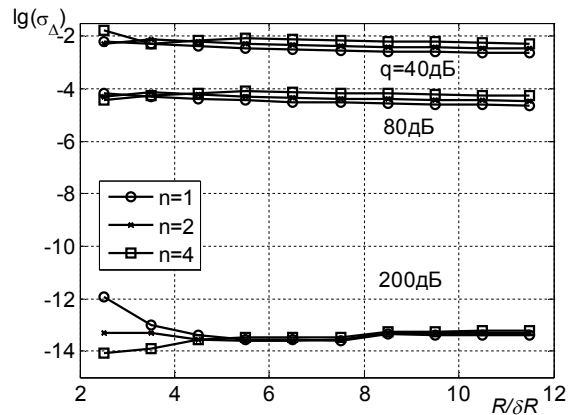


Рисунок 4 – Зависимость логарифма усредненной нормированной погрешности от относительного расстояния при моделировании алгоритма 2

Сравнение с результатами, приведенными на рисунке 1, показывает одинаковый характер этих зависимостей и слабое влияние расстояния на погрешность измерения. Как и в предыдущем случае, результаты сходятся после нескольких десятков итераций.

Влияние изменения уровня шума и формы ВФ (параметра формы n) на погрешность измерения такое же, как в алгоритме 1, однако, при одинаковых уровнях шума ошибка возросла примерно в 30 раз.

Это связано с тем, что в предыдущем алгоритме дополнительное уменьшение погрешности достигается за счет многократного (100 раз) усреднения результатов измерения, снижающего влияние шума.

Сравнение с результатами работы [3] показывает, что алгоритм 2 обеспечивает выигрыш, по сравнению с оптимизацией формы ВФ на предельно малых расстояниях.

Результаты, полученные при моделировании алгоритма 3, приведены на рисунке 5.

Видно, что при большом уровне шума (40 дБ и 80 дБ) погрешность измерения расстояния алгоритмом 3 имеет промежуточные значения между погрешностью, обеспечиваемой алгоритмом 1 и алгоритмом 2. При этом он по количеству необходимых измерений незначительно уступает алгоритму 2 и существенно выигрывает по отношению к алгоритму 1. На фоне очень ма-

лого шума алгоритм 3 проигрывает обоим указанным алгоритмам, что противоречит теоретически полученным результатам. Вероятно, здесь сказывается потеря точности вычислений за счёт ограниченной разрядности компьютера. При теоретической оценке производился сразу расчёт погрешности измерения по формуле (8). А при моделировании сначала приходится вычислять расстояние по формулам (1) и (2) и только после этого определять погрешность. Уровень методической погрешности, обеспечиваемый указанным алгоритмом, настолько мал, что при накоплении статистики (1) в процессе моделирования происходит потеря младших разрядов измеряемого расстояния, хотя расчёты в системе MatLab производятся с двойной точностью. В результате погрешность расчётов возрастает.

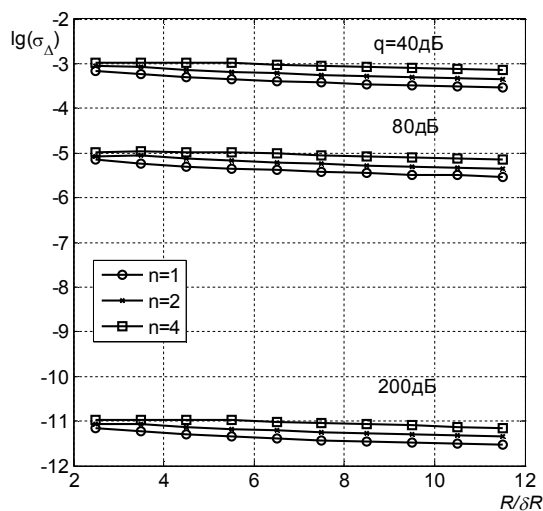


Рисунок 5 – Зависимость логарифма усредненной нормированной погрешности от относительного расстояния при моделировании алгоритма 3

6. Выводы. Результаты проведенного исследования показывают, что предложенные алгоритмы обеспечивают меньшую погрешность измерения, чем известные алгоритмы.

1. Наиболее существенный выигрыш по точности измерения расстояния достигается на предельно малых расстояниях (от 1 до 5 ДО). Здесь погрешность измерения уменьшается в несколько десятков раз.

2. На больших расстояниях первый алгоритм обеспечивает выигрыш примерно в 10 раз по сравнению с известными алгоритмами [3].

3. Достигнутое преимущество по точности измерения требует существенно большего времени измерения (в 400 – 6000 раз дольше для алгоритма 1 и 4 – 60 раз дольше для алгоритма 2).

4. Компромиссный третий алгоритм позволяет получить результаты по точности измерения близкие к результатам первого алгоритма и при этом нуждается в достаточно умеренном увеличении времени измерения (в 4 – 60 раз)

5. Все предложенные алгоритмы нуждаются в дополнительных ресурсах по диапазону перестройки генератора СВЧ, который увеличивается от 1,5 для алгоритма 1 до 2,5 раз для алгоритма 2 при $n = 4$. При $n = 1$ алгоритм 2 не требует дополнительных частотных ресурсов.

Библиографический список

1. Заявка 30-1591 Японии, МКИ G01S 13/34. Способ измерения дальности при помощи частотно-модулированного сигнала и радиолокационная станция с частотной модуляцией // Изобретения стран мира. 1985. № 15. – С. 29.
2. Езерский В.В. Методическая погрешность датчика расстояния на базе частотно-модулированного дальномера с весовым сглаживанием погрешности дискретности. // Измерительная техника. – 2003. – № 9. – С. 22.
3. Езерский В.В., Баранов И.В. Оптимизация весового метода сглаживания погрешности дискретности на основе частотного дальномера // Измерительная техника. – 2004. – № 12. – С. 19 – 23.
4. Кагаленко Б.В., Марфин В.П., Мецержаков В.П. Частотный дальномер повышенной точности // Измерительная техника. – 1981. – № 11. – С. 68
5. Марфин В.П., Кияшев А.И., Розенфельд Ф.З., Израильсон В.М., Атаянц Б.А., Кагаленко Б.В., Мецержаков В.П. Радиоволновый бесконтактный уровнемер повышенной точности. // Измерительная техника. – 1986. – № 6. – С. 46–48.
6. Езерский В.В., Баранов И.В., Мирошин С.В. Компьютерная модель обработки сигналов в ближней частотной радиолокации. Труды Российского НТО РЭС им. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение. 6-я Международная конференция. Вып. VII-1. – М.: 2005. – С. 238 – 242.