

Проблема шумов и нелинейности модуляционной характеристики передатчика в прецизионных промышленных системах ближней частотной радиолокации

Б.А. Атаянц, В.В. Езерский, С.М. Смольский, Б.И. Шахтарин

Рассмотрены особенности работы прецизионных частотных дальномеров на фоне шумов и нелинейности модуляционной характеристики передатчика. Выполнена оценка шумовой составляющей погрешности измерения малых и сверхмалых расстояний в приборах, предназначенных для промышленных систем автоматического управления технологическими процессами. Анализ проведен для трех групп таких приборов, различающихся по точности измерения расстояния и сложности реализации. Показана возможность выполнения минимизации погрешности измерения при наличии шума, позволяющая существенно повысить точность измерения. Проведен анализ ухудшения точности измерения при нелинейной модуляционной характеристике для простых приборов малой точности. Рассмотрены методы снижения погрешности путем компенсации нелинейности введением адаптивных предискажений в модулирующее напряжение для приборов средней точности. Показана возможность устранения влияния нелинейности в приборах высокой точности.

Введение

В [1] рассмотрены принципы построения прецизионных частотно-модулированных (ЧМ) дальномеров малых и сверхмалых расстояний и выделены три группы таких дальномеров, представленные соответственно традиционным счетным методом оценки разностной частоты со сшиванием фазы сигнала разностной частоты (СРЧ) для приборов малой точности, весового усреднения разностной частоты для приборов средней точности и спектральной оценкой разностной частоты для приборов высокой точности. Приведены выражения для методической погрешности измерения расстояния у приборов всех трех групп и изложены методы минимизации этой составляющей погрешности измерения.

Подобные измерительные системы строят, исходя из требований достижения наивысшей точности измерения. Поэтому отношение сигнал/шум при проектировании стараются обеспечить достаточно большим. Однако именно уровень шума во многих случаях является фактором, ограничивающим достижимую погрешность измерения расстояния, поэтому в данной работе рассмотрим влияние шума на погрешность трех указанных групп приборов.

Другой существенной причиной возникновения погрешности измерения расстояния является нелинейность модуляционной характеристики генератора. В данной работе рассмотрим влияние этого фактора на погрешность и методы снижения погрешности измерения. При этом учтем, что приборы первой группы с малой точностью измерения реализуют, исходя из требования наибольшей простоты и дешевизны. В них нецелесообразно

использовать сложные методы обработки, позволяющие устранить нелинейность или учесть ее при обработке сигнала разностной частоты (СРЧ). Вследствие этого для них имеет смысл просто оценить ухудшение точности при реально существующих видах нелинейности. Для двух других групп приборов целесообразно рассмотреть методы снижения погрешности измерения.

1. Работа прецизионного частотного дальномера на фоне шума

1.1. Приборы на основе счетного метода оценки разностной частоты

Прежде чем оценить влияние шума, необходимо оговорить процедуру обработки сигнала. Считаем, что используется описанный в [1] адаптивный алгоритм управления частотной модуляцией со «сшиванием» фазы СРЧ. Этот алгоритм заключается в таком управлении моментами изменения знака производной модулирующего пилообразного напряжения, при котором они совпадали бы с ближайшими экстремумами СРЧ, находящимися за пределами заданного минимального диапазона перестройки несущей частоты. При этом СРЧ приобретает вид непрерывной синусоиды без разрыва фазы. В соответствии с изложенным в [1] будем считать, что на первом этапе обработки с помощью узкополосного следящего фильтра производится фильтрация смеси сигнала $u(t)$ с нормальным белым шумом $\xi(t)$, имеющим нулевое математическое ожидание и энергетический спектр $F(\omega) = 2N_0$:

$$s(t) = u(t) + \xi(t). \quad (1)$$

Затем для нахождения нулей СРЧ производится усиление с ограничением. Моменты пересечения фронтов полученных при этом почти прямоугольных импульсов с нулевым уровнем принимаем за положение нулей СРЧ. Для нахождения положения экстремумов СРЧ, определяющих момент «сшивания» фазы, производится дифференцирование смеси сигнала с шумом на выходе узкополосного следящего фильтра и усиление с ограничением. Моменты пересечения фронтов полученных при этом почти прямоугольных импульсов с нулевым уровнем принимаем за положение экстремумов СРЧ. Эти импульсы управляют генератором модулирующего напряжения.

В результате такой обработки характеристики входного шума изменятся.

1.1.1. Параметры шума после предварительной обработки СРЧ

Считаем, что частотная характеристика $H(\omega)$ узкополосного следящего фильтра, настроенного на частоту сигнала ω_r , приближается к гауссовой кривой [2]:

$$H(\omega) = \exp\left[-(\omega - \omega_r)^2 / (2\beta^2)\right], \quad (2)$$

где параметр β связан с полосой пропускания Π_Φ фильтра: $\beta = \Pi_\Phi / \sqrt{\pi}$.

После узкополосной фильтрации шум остается нормальным [2] с корреляционной функцией

$$B_\xi(\tau) = N_0\beta \exp\left[-0,25\beta^2\tau^2\right] \cos(\omega_r\tau) / \sqrt{\pi}. \quad (3)$$

В результате дифференцирования полученного узкополосного процесса он по-прежнему остается нормальным с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией, определяемой выражением [2]:

$$B_{\xi^{(k)}\xi^{(l)}}(\tau) = (-1)^k B_\xi^{(k+l)}(\tau). \quad (4)$$

Отсюда получим

$$B_{\xi'}(\tau) = N_0\beta \sqrt{(\beta^2 + 2\omega_r^2 - 0,5\tau^2\beta^4)^2 + (2\tau\omega_r\beta^2)^2} \times \exp(-0,25\tau^2\beta^2) \cos[\tau\omega_r + \arctg(4\tau\omega_r\beta^2 / (4\omega_r^2 + 2\beta^2 - \tau^2\beta^4))] / \sqrt{2\pi}. \quad (5)$$

Подставляя в (5) $\tau = 0$, получим дисперсию шума на выходе дифференцирующего блока:

$$B_{\xi'}(0) = B_\xi(0)(\omega_r^2 + 0,5\beta^2). \quad (6)$$

Влияние шумов на погрешность измерения расстояния методом «сшивания» фазы СРЧ проявляется в виде двух эффектов. Первый заключается в возникновении погрешности счета периодов СРЧ. Этот эффект в литературе исследован достаточно подробно [3], и возникающая при этом погрешность, выражающаяся в изменении числа подсчитанных нулей смеси сигнала с шумом, связана с отношением сигнал/шум и длительностью интервала обработки сигнала. При достаточно большом отношении сигнал/шум (более 30 – 40 дБ), характерном для рассматриваемого случая, эта составляющая погрешности становится пренебрежимо малой по сравнению с методической погрешностью.

Второй эффект специфичен для данного случая и связан с погрешностью в определении момента появления экстремума СРЧ, что приводит к погрешности «сшивания» фазы СРЧ. Поэтому рассмотрим его подробнее.

1.1.2. Погрешность сшивания фазы СРЧ

Неточность $\Delta\varphi$ «сшивания» фазы $u_p(t)$ возникает в том случае, когда момент экстремума СРЧ определен с погрешностью Δt (рис. 1). Причем возможно запаздывание или опережение по фазе в точке «сшивания». Погрешность «сшивания» возникает в устройстве нахождения экстремума СРЧ.

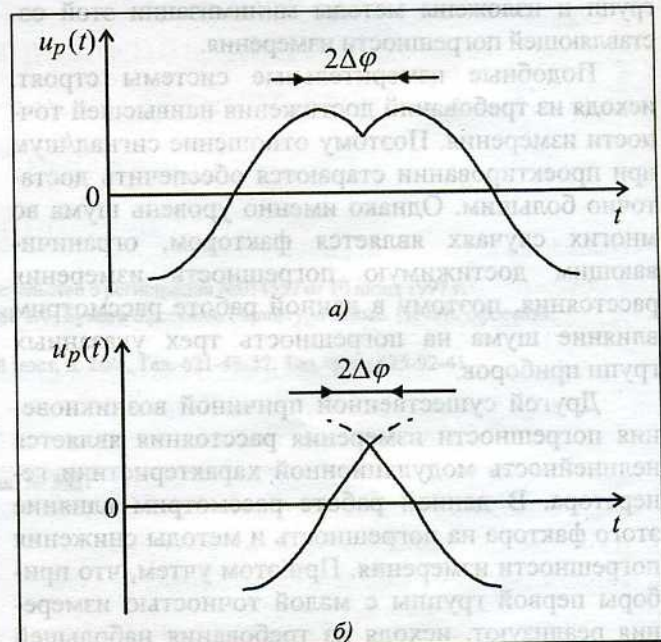


Рис. 1. Погрешности «сшивания» фазы СРЧ

Причинами неточности «сшивания» могут быть фазовые сдвиги СРЧ, возникающие в процессе его предварительной обработки или влияние шума.

Ошибку измерения можно оценить уменьшением или увеличением длительности одного из периодов T_r до величины $T_{r\text{ экв}}$ на интервале времени $T_{\text{мод}}/2$:

$$T_{r\text{ экв}} = T_r + 2\Delta t T_r / (0,5T_{\text{мод}} - 2\Delta t) = T_r T_{\text{мод}} / (T_{\text{мод}} - 4\Delta t). \quad (7)$$

В результате получим соотношение для относительной погрешности определения расстояния R при наличии погрешности «сшивания» фазы с помощью первого способа измерения частоты, заключающегося в подсчете нулей СРЧ за фиксированный интервал времени $T_{\text{изм}}$ [1]:

$$\frac{\Delta R}{\delta_{R_3}} = \frac{1}{N_{\text{изм}}} \text{Int} \left\{ \frac{N_{\text{изм}}}{1/x + x / (2\Delta F_{\text{мин}} T_3 N_{T_{\text{мод}}})} - 2\Delta\varphi / (\pi N_{T_{\text{мод}}}) + 0,5 \right\} - x, \quad (8)$$

где $\delta_{R_3} = c / (4\Delta F_{\text{мин}})$ – величина ошибки дискретности (ОД); c – скорость распространения электромагнитных волн; $\Delta F_{\text{мин}} = F_{\text{эв}} - F_{\text{эн}}$; $F_{\text{эн}}$ и $F_{\text{эв}}$ – соответственно нижняя и верхняя частотные метки, задаваемые с помощью эталонных диэлектрических резонаторов; $x = R / \delta_{R_3}$ – нормированная дальность; $N_{\text{изм}} = T_{\text{изм}} / (2T_3)$ – число обрабатываемых периодов модуляции; T_3 – длительность эталонного интервала времени между частотными метками [1], поддерживаемая неизменной при изменении внешних условий; $N_{T_{\text{мод}}}$ – число подсчитанных периодов СРЧ в одном периоде модуляции.

У второго способа измерения частоты, заключающегося в подсчете нулей СРЧ за фиксированное число периодов модуляции с оценкой длительности получающегося измерительного интервала, погрешность «сшивания» фазы влияет только на систематическую составляющую:

$$\Delta R / \delta_{R_3} = -(x)^2 / (\Delta F_{\text{мин}} T_{\text{мод}}) - \Delta\varphi / \pi. \quad (9)$$

Из полученных выражений следует, что за счет погрешности «сшивания» в дискретной ошибке возникает систематическая постоянная составляющая, величина которой значительно превышает методическую погрешность. Очевидно,

что, зная заранее фазовую характеристику тракта предварительной обработки СРЧ, можно провести коррекцию результата расчета расстояния, аналогично описанной в [1] коррекции методической погрешности.

1.1.3. Шумовая составляющая погрешности измерения, вызванная неточностью сшивания фазы

Для оценки шумовой составляющей погрешности, вызванной неточностью «сшивания» фазы, достаточно рассмотреть характеристики погрешности определения момента «сшивания».

Смещение Δt_i момента пересечения нулевого уровня производной суммы СРЧ и шума относительно момента t_i пересечения этого уровня только одной производной СРЧ в предположении малости уровня шума по сравнению с амплитудой сигнала U_m , получим в виде

$$\Delta t_i = \xi_i T_3^2 / (U_m x^2 \pi^2). \quad (10)$$

Из (10) ясно, что закон распределения плотности вероятности смещения момента «сшивания» фазы СРЧ является нормальным с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией

$$B_{\Delta t}(\tau) = B_{\xi}(0) T_3^4 \sqrt{(\beta^2 + 2\omega_r^2 - 0,5\tau^2\beta^4)^2 + (2\tau\omega_r\beta^2)^2} \times \exp(-0,25\tau^2\beta^2) \cos\{\tau\omega_r + \arctg[4\tau\omega_r\beta^2 / (4\omega_r^2 + 2\beta^2 - \tau^2\beta^4)]\} / (2U_m^2 x^4 \pi^4). \quad (11)$$

Отсюда при $\tau = 0$, получаем дисперсию смещения момента «сшивания» фазы СРЧ

$$\sigma_{\Delta t}^2 = T_3^2 [1 + 2/(\pi x^2)] / [2(q\pi x)^2], \quad (12)$$

где $q^2 = U_m^2 / [2B_{\xi}(0)]$.

Теперь найдем дисперсию соответствующей фазовой ошибки:

$$\sigma_{1\Delta\varphi}^2 = [1 + 2/(\pi x^2)] / (2q^2). \quad (13)$$

Отметим, что наблюдается очень слабое влияние изменения расстояния на СКО фазового сдвига. Поэтому наибольшее значение имеет влияние отношения сигнал/шум. При этом важно знать превышает ли область существования $\Delta\varphi$ величину $\pm\pi/2$. В случае, если такое превышение наблюдается, происходит перескок момента «сшивания» фазы СРЧ на соседний экстремум, т.е. изменяется

число нулей в периоде модуляции. Найдем из условия $3\sigma_{1\Delta\phi} \leq \pi/2$ диапазон граничных значений величины q , при которых это событие еще не возникает в диапазоне расстояний от δ_{R_0} до ∞ :

$$q \geq 3\sqrt{2} \sqrt{1+2/(\pi x^2)} / \pi = 1,727 \div 1,35. \quad (14)$$

Следовательно, можно с уверенностью утверждать, что если отношение сигнал/шум превышает 5 дБ, то перескок момента «сшивания» фазы СРЧ не наблюдается. Нас интересуют гораздо более высокие значения q , поэтому явление перескока точки «сшивания» фазы СРЧ на соседний экстремум не учитываем.

В связи с тем, что в каждом отдельном периоде дополнительных нулей СРЧ не возникает, изменение общего числа нулей в интервале измерения происходит только в результате смещения границы последнего периода модуляции относительно границы интервала измерения, вызванной смещением момента «сшивания» под влиянием шума. При этом изменяется количество нулей, попавших в этот интервал. Поэтому в формуле (8) необходимо учитывать суммарный фазовый сдвиг, который изменяет число периодов СРЧ, уложившихся в остаток интервала измерения:

$$\Delta R / \delta_{R_0} = \text{Int} \left\{ N_{\text{изм}} / \left[1/x + x / (2\Delta F_{\text{мин}} T_0 N_{T_{\text{мод}}}) \right] - \varphi_{\Sigma} / 2\pi + 0,5 \right\} / N_{\text{изм}} - x, \quad (15)$$

где φ_{Σ} – суммарный фазовый сдвиг правой границы последнего периода модуляции в интервале измерения за счет фазовой ошибки на границе каждого полупериода модуляции, т.е.

$$\varphi_{\Sigma} = \sum_{i=1}^{2K} \Delta\varphi_i, \quad (16)$$

где K – число периодов модуляции, укладываемых в течение измерительного интервала времени; $\Delta\varphi_i$ – величина сдвига i -го момента сшивания фазы СРЧ.

Для оценки влияния шума на погрешность измерения расстояния, обусловленного случайным характером моментов «сшивания» фазы СРЧ, необходимо учитывать, что шумовые отсчеты, рассматриваемые в соседние моменты «сшивания» фазы, являются коррелированными. Очевидно [2], что закон распределения φ_{Σ} остается нормальным с нулевым математическим ожиданием и дисперсией:

$$\sigma_{\varphi_{\Sigma}}^2 = \sum_{l=1}^{2K} \sum_{k=1}^{2K} \sigma_{\Delta\varphi l} \sigma_{\Delta\varphi k} r_{lk}, \quad (17)$$

где $\sigma_{\Delta\varphi l}$, $\sigma_{\Delta\varphi k}$ – соответственно СКО ошибки «сшивания» фазы СРЧ в моменты времени lT_0 , kT_0 ; r_{lk} – коэффициент корреляции между значениями ошибки «сшивания» фазы в эти моменты времени.

Теперь можем записать

$$\sigma_{\varphi_{\Sigma}}^2 = K \left(1 + 2/\pi x^2 \right) \left[1 + \sum_{k=1}^{2K} \bar{B}_{\varphi'}(0,5kT_{\text{мод}}) / 2K \right] / q^2, \quad (18)$$

где $\bar{B}_{\varphi'}(\tau) = B_{\varphi'}(\tau) / B_{\varphi'}(0)$.

При нахождении дисперсии погрешности измерения расстояния для первого способа оценки частоты необходимо учитывать, что по формуле (15) осуществляется нелинейное преобразование нормально распределенной случайной величины φ_{Σ} с дисперсией, задаваемой формулой (18). Нелинейность задается функцией $\text{Int}(\ast)$, имеющей вид ступенчато нарастающей линии при увеличении φ_{Σ} . В этом случае изменение значения измеряемого расстояния в результате погрешности «сшивания» под влиянием шума происходит только после того, как сумма в (15) превысит значение, кратное π . В промежутке между этими моментами изменения результатов измерения не происходит. Учитывая, что математическое ожидание суммарного фазового отклонения (16) равно нулю, относительную дисперсию результата измерения расстояния на основе первого способа измерения частоты $\sigma_{1\Delta R}^2 / \delta_{R_0}^2$ можно найти путем суммирования дискретных значений отклонений расчета по формуле (15) с весами, равными вероятности нахождения суммы (16) в соответствующем интервале значений фазового сдвига:

$$\sigma_{1R}^2 / \delta_{R_0}^2 = \sum_{L_{\text{мин}}}^{L_{\text{макс}}} L^2 \{ F[(L+1)\pi] - F[L\pi] \} / N_{\text{изм}}^2, \quad (19)$$

где $L_{\text{мин}} = \text{Int} \{ \phi_0 - 3\sigma_{\Delta\varphi} / \pi \} - \text{Int} \{ \phi_0 \}$;

$\phi_0 = N_{\text{изм}} / \left[1/x + x / (2\Delta F_{\text{мин}} T_0 N_{T_{\text{мод}}}) \right] + 0,5$;

$L_{\text{макс}} = \text{Int} \{ \phi_0 + 3\sigma_{\Delta\varphi} / \pi \} - \text{Int} \{ \phi_0 \} + 1$; $F(\ast)$ – интегральная функция нормального закона распределения вероятностей; $\sigma_{\Delta\varphi}^2$ определена в (17).

Видно, что дисперсия погрешности измерения в этом случае сложным образом зависит от $N_{изм}$ (т.е. от длительности интервала измерения).

Важным является тот факт, что даже при очень малом уровне шума возможно изменение числа нулей СРЧ в интервале измерения. Это происходит на тех дальностях, при которых правая граница интервала анализа приближается к положению одного из нулей СРЧ. Малейший шум, изменяющий длительность периода модуляции, смещает эту границу, изменяя тем самым число нулей СРЧ на единицу. Следовательно, при изменении расстояния существуют зоны, в которых возникает большая ошибка. При малых шумах между ними существуют интервалы дальности, в которых дополнительная погрешность, вызванная неточностью «сшивания», не возникает. Ширина и количество таких зон зависят от уровня шума. При достаточно большом уровне шума все зоны сливаются в одну. При этом от уровня шума зависит величина погрешности числа нулей СРЧ. Таким образом, зависимость погрешности измерения (19) от дальности носит характер сложной дискретной функции, поэтому для оценки качества алгоритма обработки формула (19) неудобна. Используем для этой цели результат усреднения погрешности на некотором интервале расстояний. Величину интервала усреднения можно выбрать равной ОД, так как именно с таким шагом происходит изменение числа нулей СРЧ при изменении расстояния. Для расчетов на компьютере соотношение запишем в дискретной форме, где в явном виде учитываем зависимость погрешности от расстояния:

$$\sigma_{1cp}^2(R_{cpi}) / \delta_{R3}^2 = \sum_{k=0}^{N_R-1} \sigma_{1\Delta R}^2(R_{ki}) / (N_R \delta_{R3}^2). \quad (20)$$

Здесь $R_{cpi} = 0.5(2i+1)\delta_{R3}$, $i = 1, 2, \dots$; $R_{ki} = (i+k/N_R)\delta_{R3}$, N_R – число учитываемых точек дальности на участке длиной δ_{R3} .

Во втором способе оценки частоты при выполнении условия (14) дополнительные нули СРЧ в интервале измерения под влиянием шума не возникают. Погрешность измерения обусловлена изменением длительности интервала обработки, происходящей за счет случайного изменения моментов «сшивания» фазы. Относительную дисперсию погрешности измерения расстояния на основе второго способа измерения частоты $\sigma_{2\Delta R}^2 / \delta_{R3}^2$ можем записать в виде

$$\sigma_{2R}^2 / \delta_{R3}^2 = T_3^2 \left[1 + 2 / (\pi x^2) \right] \times \left[1 + \sum_{k=1}^{2N_{мод}} \bar{B}_{\sigma'}(0,5kT_{мод}) / (2N_{мод}) \right] / \left[N_{мод} (\pi q T_{мод})^2 \right]. \quad (21)$$

Анализ формул (18) и (21) показывает, что при изменении расстояния погрешность измерения изменяется слабо. Более интересной является зависимость погрешности измерения от уровня шума. При этом целесообразно сравнить между собой два способа оценки частоты.

На рис. 2 приведены графики зависимости логарифма относительного СКО измерения расстояния от отношения сигнал/шум, построенные по формуле (20) с учетом (19) и (21) при указанных выше параметрах обработки и $2\Delta F_{мин} T_3 = 5000000$ (сплошные линии).

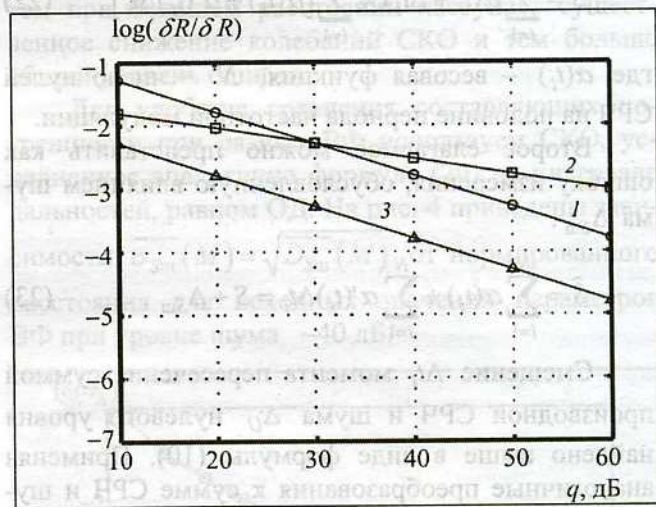


Рис. 2. Зависимость логарифма относительного СКО погрешности измерения от отношения сигнал/шум: 1 – Sp2, $N_{мод} = 0,5$; 2 – Sp1, $N_{изм} = 50$; 3 – Sp2, $N_{мод} = 50$

Видно, что первому способу измерения разностной частоты при $N_{изм} = 50$ соответствует график с меньшим наклоном, чем график, полученный по второму способу. Поэтому при некотором отношении сигнал/шум он пересекает график, соответствующий второму способу оценки разностной частоты в течение одного полупериода модуляции. Следовательно, первый способ оценки частоты, используемый в режиме «сшивания» фазы СРЧ, совершенно неэффективен. На рис. 2 видно, что эти графики разнесены очень далеко.

Второй способ оценки разностной частоты более эффективен. Даже при оценке частоты только в течение одного полупериода модуляции, начиная с некоторого отношения сигнал/шум, он

обеспечивает меньшую погрешность измерения, чем первый способ. Удлинение интервала измерения за счет увеличения числа обрабатываемых полупериодов модуляции $N_{\text{мод}}$ приводит к существенному снижению погрешности измерения.

1.2. Приборы с весовым усреднением разностной частоты

Влияние аддитивного шума на результаты измерения расстояния с помощью весового метода сглаживания ОД приводит к смещению моментов времени t_i , в которых расположены нули СРЧ, на Δt_i от истинной величины. Для оценки \hat{S} , входящей в расчетную формулу (19) из [1] в предположении малости уровня шума по сравнению с сигналом, можем записать [7, 8]

$$\hat{S} = \sum_{i=1}^N \alpha(t_i + \Delta t_i) \approx \sum_{i=1}^N [\alpha(t_i) + \alpha'(t_i)\Delta t_i], \quad (22)$$

где $\alpha(t_i)$ – весовая функция; N – число нулей СРЧ на половине периода частотной модуляции.

Второе слагаемое можно представить как ошибку измерения, обусловленную влиянием шума $\Delta_{S_{\text{ш}}}$:

$$\hat{S} = \sum_{i=1}^N \alpha(t_i) + \sum_{i=1}^N \alpha'(t_i)\Delta t_i = S + \Delta_{S_{\text{ш}}}. \quad (23)$$

Смещение Δt_i момента пересечения суммой производной СРЧ и шума Δ_U нулевого уровня найдено выше в виде формулы (10). Применяя аналогичные преобразования к сумме СРЧ и шума, получим

$$\Delta t_i = \Delta_U T_{\text{мод}} / (2\pi U_m x_r). \quad (24)$$

Теперь шумовую составляющую погрешности измерения можно представить в виде

$$\Delta_{S_{\text{ш}}} = T_{\text{мод}} \sum_{i=1}^N \alpha'(t_i)\Delta U_i / (2\pi U_m x_r). \quad (25)$$

Считаем шум нормально распределенным с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma_{\text{ш}}^2$. Из (24) и (25) следует, что закон распределения шумовой составляющей погрешности измерения остается нормальным. Найдем математическое ожидание $m_{S_{\text{ш}}}$ и дисперсию $D_{S_{\text{ш}}} = \sigma_{S_{\text{ш}}}^2$ шумовой составляющей ошибки измерения. Очевидно, что

$$m_{S_{\text{ш}}} = E[\Delta_{S_{\text{ш}}}] = 0, \quad (26)$$

где $E[*]$ – означает вычисление математического ожидания.

Тогда можем записать [7, 8]

$$\begin{aligned} D_{S_{\text{ш}}} &= E[\Delta_{S_{\text{ш}}}^2] = \\ &= T_{\text{мод}}^2 \left\{ E \left[\sum_{i=1}^N \alpha'(t_i)\Delta U_i \right]^2 \right\} / (2\pi U_m x_r)^2 = \\ &= T_{\text{мод}}^2 \left\{ \sigma_{\text{ш}}^2 \sum_{i=1}^N \alpha'^2(t_i) + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1, j \neq i}^N \alpha'(t_i)\alpha'(t_j)B(i-j) \right\} / (2\pi U_m x_r)^2, \quad (27) \end{aligned}$$

где $B(i-j)$ – отсчеты ковариационной функции шума [2].

Для упрощения дальнейшего анализа будем считать отсчеты шума в моменты появления нулей СРЧ некоррелированными, т.е. $B(i-j) = 0$ при $i \neq j$. Тогда

$$D_{S_{\text{ш}}} = T_{\text{мод}}^2 \sigma_{\text{ш}}^2 \sum_{i=1}^N \alpha'^2(t_i) / (2\pi U_m x_r)^2. \quad (28)$$

Подставляя в (28) производную ВФ после преобразований получим

$$\begin{aligned} D_{S_{\text{ш}}} &= \sum_{m=1}^K \sum_{l=1}^K A_m A_l m l \sum_{i=1}^N [\cos(4\pi t_i(m-l)/T_{\text{мод}}) - \\ &\quad - \cos(4\pi t_i(m+l)/T_{\text{мод}})] / (q^2 x_r^2), \quad (29) \end{aligned}$$

где $q = U_m / (\sigma_{\text{ш}} \sqrt{2})$ – отношение сигнал-шум [4, 5].

С использованием обозначений к формуле (26) из [1] дисперсию шумовой составляющей погрешности измерения приведем к виду

$$D_{S_{\text{ш}}} = \frac{1}{q^2 x_r^2} \begin{cases} \sum_{m=1}^K \sum_{l=1}^K A_m A_l m l \{ G_1[(m+l)\eta, -M, \varepsilon] - \\ - G_1[(m-l)\eta, -M, \varepsilon] \} \text{ при } 1 - \varepsilon \geq \chi, \\ \sum_{m=1}^K \sum_{l=1}^K A_m A_l m l \{ G_2[(m-l)\eta, -M, \varepsilon] - \\ - G_2[(m+l)\eta, -M, \varepsilon] \} \text{ при } 1 - \varepsilon < \chi, \end{cases} \quad (30)$$

где $G_1[z] = G_1[z, \chi, \varepsilon] = \cos[\pi z(1 - 2\varepsilon - \chi)] \times \sin(\pi z \chi) / \sin(\pi z)$; $G_2[z] = G_2[z, \chi, \varepsilon] =$

$$= \cos[\pi z(2 - 2\varepsilon - \chi)] \sin[\pi z(1 - \chi)] / \sin(\pi z);$$
 $1/\eta = R/\delta_R = x_r = M + \chi$ – измеряемое расстояние, нормированное к величине дискретной ошибки; $M = \text{Int}(R/\delta_R)$ и $\chi = R/\delta_R - M$ – соответственно целая и дробная части числа дискретных ошибок, укладывающихся в измеряемом расстоянии; $\varepsilon = \rho - \text{Int}(\rho)$; $\rho = [4f_0 R/c - 0,5]$ – уменьшенное на 0,5 число четвертей длин волн несущего колебания с частотой f_0 , укладывающихся в измеряемом расстоянии.

Можно отметить важное свойство этой составляющей погрешности измерения: дисперсия шумовой ошибки обратно пропорциональна квадрату произведения относительного расстояния x_r и q и сложным образом зависит от вида ВФ.

На рис. 3 приведен пример зависимости СКО шумовой ошибки от относительного расстояния для ВФ (28) из [1] при $n=1$ и отношении сигнал/шум $q = 40$ дБ. На малых расстояниях СКО $\sigma_{\text{Сш}}$ имеет сложный колебательный характер и общий ее уровень снижается при увеличении расстояния.

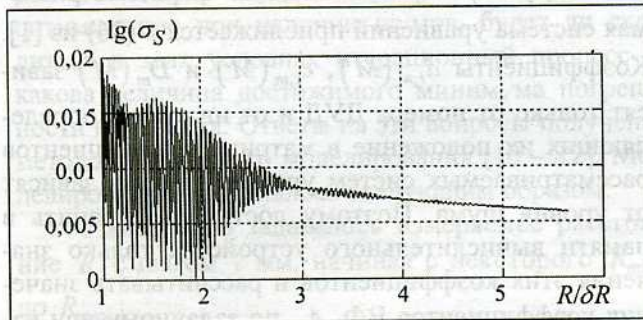


Рис. 3. Зависимость СКО шумовой погрешности от нормированной дальности при $n = 1$

Колебательный характер зависимости объясняется наличием точек на графике ВФ, в которых производная равна нулю: две точки на границе интервала анализа и одна точка в центре интервала. Соответствующее слагаемое выражения (28) в этих точках обращается в ноль. На малой дальности в выражении (28) мало слагаемых, поэтому их вклад в общую сумму велик. Когда ноль СРЧ, перемещаясь при изменении дальности внутри периода модуляции, попадает в точку с нулевой производной, дисперсия ошибки уменьшается. На протяжении интервала дальности, равного одной ОД, такое событие возникает несколько раз. Число таких событий равно целой части отношения величины ошибки дискретности к длине волны несущего колебания. Между этими точками произ-

водная достигает максимума, поэтому дисперсия тоже максимальна. По мере увеличения дальности вклад этих слагаемых в общую сумму (28) уменьшается и, следовательно, уменьшается амплитуда колебаний СКО шумовой погрешности. В итоге на достаточно большой дальности график зависимости СКО от расстояния вырождается в непрерывную линию, плавно понижающуюся при увеличении расстояния. Конкретный ход графика и максимальные значения СКО зависят от вида ВФ, так как он определяет максимальное значение производной $\alpha'(t)$.

Снижение общего уровня СКО при увеличении расстояния объясняется эффектом накопления результата, так как происходит увеличение количества нулей сигнала и, следовательно, количества суммируемых зашумленных данных. Чем больше показатель степени в выражении для ВФ (28) в [1], тем при большем расстоянии наступает существенное снижение колебаний СКО и тем больше общий уровень ошибки.

Для удобства сравнения составляющих погрешности при разных ВФ используем СКО, усредненное аналогично формуле (20) на интервале дальностей, равном ОД. На рис. 4 приведены зависимости $\overline{\sigma_{\text{Сш}}}(M) = \sqrt{D_{\text{Сш}}(M)}$ от нормированного расстояния для исходных значений параметров ВФ при уровне шума -40 дБ.

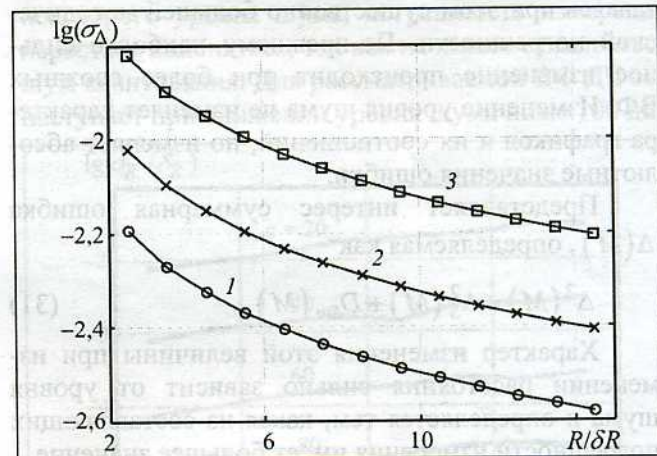


Рис. 4. Зависимость нормированного СКО шумовой погрешности от относительной дальности для исходных коэффициентов: 1 – $n = 1$; 2 – $n = 2$; 3 – $n = 4$

Сравнение рис. 4 с 5 [1] показывает, что шумовая составляющая погрешности измерения соизмерима с методической погрешностью на малых расстояниях и существенно превышает ее на больших расстояниях. Наиболее сильное влияние

шум оказывает на более сложные ВФ (с большим значением показателя степени в формуле ВФ), для которых это превышение шумовой составляющей погрешности более значительно.

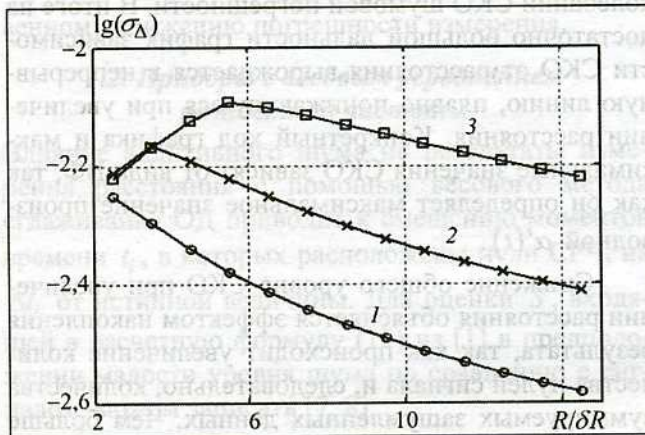


Рис. 5. Зависимость нормированного СКО шумовой погрешности от относительной дальности для оптимальных коэффициентов: 1 - n = 1; 2 - n = 2; 3 - n = 4

Интересно поведение шумовой составляющей погрешности измерения при использовании значений коэффициентов ВФ, оптимальных с точки зрения минимизации методической погрешности (табл. 1 в [1]). Эти графики показаны на рис. 5. Видно, что на малых расстояниях использование оптимальных коэффициентов позволяет несколько снизить влияние шума. На больших расстояниях шумовая погрешность монотонно снижается, оставаясь при этом существенно большей методической погрешности. По-прежнему наиболее сильное изменение происходит при более сложных ВФ. Изменение уровня шума не изменяет характера графиков и их соотношений, но изменяет абсолютные значения ошибки.

Представляет интерес суммарная ошибка $\Delta(M)$, определяемая как

$$\Delta^2(M) = \Delta_S^2(M) + D_{\text{шн}}(M). \quad (31)$$

Характер изменения этой величины при изменении расстояния сильно зависит от уровня шума и определяется тем, какая из составляющих погрешности измерения имеет большее значение.

Если уровень шума известен или каким-либо образом может быть измерен, то целесообразно поставить задачу оптимизации параметров коэффициентов ВФ. Для оптимизации в качестве целевой функции используется значение суммарной ошибки (31), усредненное аналогично представленному в [1], на интервале измеряемых расстояний, равном величине ОД, $\overline{\Delta^2(M)}$:

$$\frac{\partial \overline{\Delta^2(M)}}{\partial A_m} = 0, \quad m = 1, 2, \dots, K. \quad (32)$$

Аналогично (36) из [1] можно получить систему линейных уравнений

$$\sum_{m=1}^K \bar{A}_m \left[d_{i,m}(M) + \frac{1}{q^2} c_{i,m}(M) \right] = D_i(M), \quad (33)$$

$i = 1, 2, \dots, K$

где $d_{i,m}(M)$ и $D_i(M)$ определены в [1];

$$c_{i,m}(M) = \frac{4im}{L} \sum_{k=1}^L \eta_{M,k}^2 F_3(i, m, r_{M,k}); \quad F_3(i, m, r) = \begin{cases} G_1[(i+m)\eta, -M, \varepsilon] - G_1[(i-m)\eta, -M, \varepsilon] & \text{при } \varepsilon \geq \chi, \\ G_2[(i+m)\eta, -M, \varepsilon] - G_2[(i-m)\eta, -M, \varepsilon] & \text{при } \varepsilon < \chi, \end{cases}$$

$$\eta_{M,k} = \delta_r / r_{M,k}.$$

Система уравнений (33) отличается от аналогичной системы уравнений (36) в [1] только наличием добавки к коэффициентам левой части, зависящей от номера ДУД и от значения отношения сигнал/шум q . При увеличении q рассматриваемая система уравнений приближается к (36) из [1]. Коэффициенты $d_{i,m}(M)$, $c_{i,m}(M)$ и $D_m(M)$ зависят только от номера ДУД и от индексов, определяющих их положение в матрице коэффициентов рассматриваемых систем уравнений, и не зависят от уровня шума. Поэтому достаточно хранить в памяти вычислительного устройства только значения этих коэффициентов и рассчитывать значения коэффициентов ВФ A_m по заданному или измеренному уровню шума. Причем необязательно

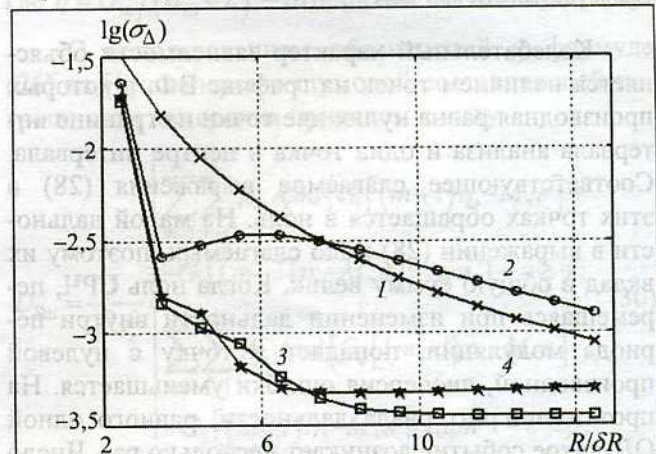


Рис. 6. Зависимость нормированного СКО суммарной погрешности от относительной дальности при уровне шума -60 дБ для оптимальных коэффициентов, соответствующих уровню шума -40 дБ: 1 - n = 1; 2 - n = 2; 3 - n = 4; 4 - n = 3

уровень шума знать очень точно. Если реальный уровень шума меньше, чем использованный при расчете оптимальных коэффициентов, то суммарная ошибка не увеличивается, а наоборот, становится немного меньше, что демонстрирует рис. 6, где показана зависимость суммарной погрешности измерения от расстояния, рассчитанная при уровне шума -60 дБ с использованием коэффициентов ВФ, оптимальных для уровня шума -40 дБ.

1.3. Приборы на основе спектрального метода оценки разностной частоты

Задача влияния шума на оценку частоты радиопульса исследована достаточно подробно [5, 6]. В [9] получен закон распределения спектральной плотности смеси сигнала с белым нормальным шумом. Предельные характеристики погрешности измерения задаются границей Крамера – Рао, поэтому в данной работе существенным является вопрос о влиянии шума на результаты измерения расстояния при использовании рассмотренных в [1] алгоритмов минимизации погрешности измерения на основе оптимизации параметров модуляции и параметров ВФ. Важно определить, можно ли проводить оптимизацию при наличии шумов, будет ли сходиться в этих условиях итерационный процесс и какова величина достижимого минимума погрешности измерения. Ответы на эти вопросы получены методом численного моделирования [10 – 12]. Моделирование выполнялось следующим образом:

- дискретно задавалось измеряемое расстояние R с шагом 1 мм, начиная с некоторого R_{\min} до R_{\max} ;

- для каждого заданного расстояния на одном полупериоде модуляции формировался дискретный СРЧ по формуле [13]:

$$u(t_n) = \cos[\omega_0 t_3 + \omega_{\text{мод}}(t_n) t_3], \quad (34)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, N,$$

где ω_0 – несущая частота СВЧ-сигнала; $t_n = n\Delta_t$ – дискретный момент времени; $\Delta_t = T_{\text{мод}}/(2N)$ – шаг по времени, выбираемый по теореме Котельникова; $\omega_{\text{мод}}(t_n) = \Delta_\omega n/N$ – закон частотной модуляции; Δ_ω – девиация частоты при ЧМ; $t_3 = 2R/c$ – время задержки отраженного сигнала относительно излученного; c – скорость распространения электромагнитных волн;

- к СРЧ добавлялся аддитивный белый нормальный шум в соответствии с выражением (1);

- полученная смесь СРЧ с шумом обрабатывалась с помощью одной из процедур, приведенных в [1], с вычислением измеряемого расстояния и определением погрешности измерения.

Для каждого расстояния процедура моделирования повторялась $10 - 20$ раз при разных реализациях шума и вычислялось СКО результата измерения.

Необходимо отметить, что для обеспечения сходимости итерационной процедуры оптимизации параметров модуляции или параметров ВФ необходимо при увеличении уровня шума пропорционально увеличивать значение входящей в выражение (54) из [1] допустимой разности Δ_x между вновь найденным и предыдущим значениями нормированной дальности.

На рис. 7 результаты моделирования процесса оптимизации девиации частоты представлены в виде зависимости логарифма нормированного СКО усредненного результата измерения от нормированной дальности и уровня шума в качестве параметра, указанного (в дБ) около каждой кривой на поле рисунка. Видно, что при увеличении расстояния происходит некоторый рост погрешности измерения. Это объясняется влиянием периодически повторяющихся спектров при цифровой обработке на процесс нахождения оптимального значения девиации частоты. При увеличении расстояния спектры сближаются, и влияние возрастает. Начиная с некоторого уровня шума, погрешность измерения перестает изменяться, так как начинает сказываться шум квантования. Для рассматриваемой ВФ ДЧ это наступает при снижении уровня шума ниже 100 дБ.

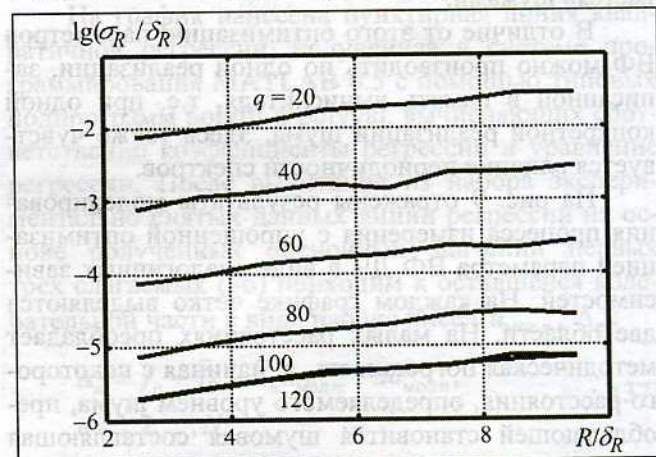


Рис. 7. Результаты оптимизации девиации для оценки частоты по максимуму спектра с ВФ ДЧ при $Q = 30$ дБ

Комбинированная оптимизация, т.е. усреднение с помощью дополнительной медленной ЧМ

при оптимальном значении девиации частоты также приводит к снижению результатов измерения примерно в 7 – 10 раз при сохранении общего вида графика.

На рис. 8 представлены аналогичные результаты, полученные при моделировании процедуры измерения с оптимизацией параметра ВФ ДЧ.

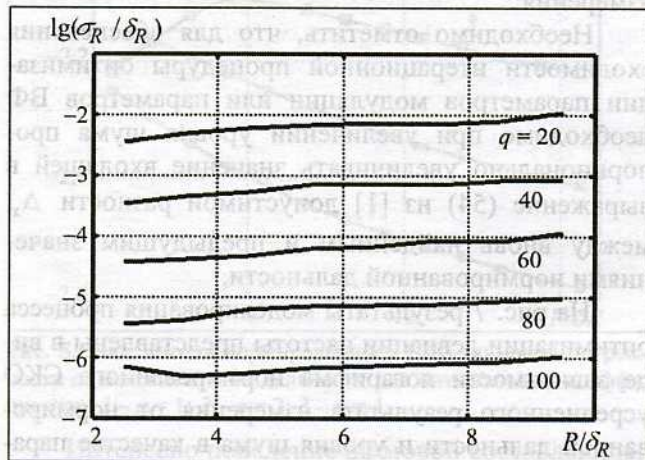


Рис. 8. Результаты оптимизации параметра ВФ ДЧ для оценки частоты по максимуму спектра

Этот метод оптимизации обеспечивает существенно меньшую погрешность измерения по сравнению с оптимизацией параметров ЧМ, вследствие того, что при оптимизации параметров ЧМ приходится для каждого нового значения девиации частоты, изменяемого итерационным способом, производить новое измерение сигнала и, следовательно, получать сигнал с новой реализацией шума. Поэтому итерационный процесс все время «раскачивается» шумами.

В отличие от этого оптимизацию параметров ВФ можно производить по одной реализации, записанной в память вычислителя, т.е. при одной конкретной реализации шума. Здесь также чувствуется влияние периодичности спектров.

На рис. 9 отражены результаты моделирования процесса измерения с упрощенной оптимизацией параметра ВФ ДЧ в виде аналогичных зависимостей. На каждом графике четко выделяются две области. На малых расстояниях преобладает методическая погрешность, а, начиная с некоторого расстояния, определяемого уровнем шума, преобладающей становится шумовая составляющая погрешности измерения. Существует предел снижения погрешности измерения при уменьшении уровня шума менее -120 дБ. Отметим, что этот метод требует для своей реализации значительно меньше вычислительных ресурсов и времени.

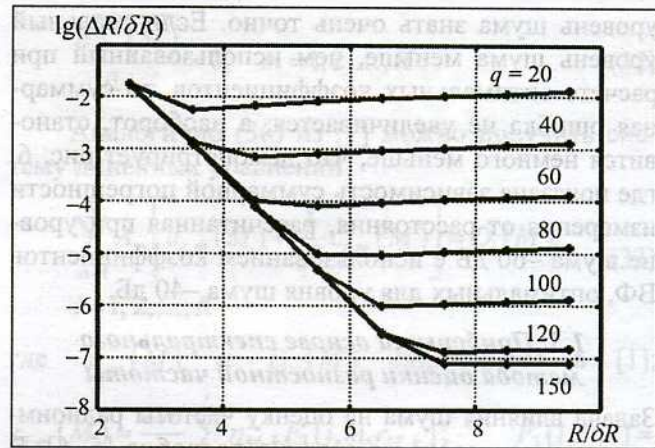


Рис. 9. Зависимость СКО результата измерения с оценкой частоты по максимуму спектра от нормированного расстояния и уровня шума при упрощенной оптимизации ВФ ДЧ

2. Особенности работы ЧМ-дальномера при нелинейности модуляционной характеристики

Рассмотренная в [1] методическая составляющая погрешности измерения расстояния получена при условии линейной ЧМ. Наличие нелинейности МХ приводит к возникновению дополнительной погрешности измерения. Оценка величины этой погрешности и методы ее снижения для трех, выделенных ранее, классов приборов несомненно представляет интерес. Однако любые дополнительные мероприятия по снижению погрешности приводят к усложнению обработки и удорожанию прибора. Поэтому в данной работе будем исходить из того, что для приборов первой группы обычно никаких мер по снижению влияния нелинейности МХ не предпринимают. Далее для приборов этой группы приведем подробный анализ влияния нелинейности, а для приборов второй и третьей группы рассмотрим меры, позволяющие снизить влияние нелинейности.

Анализ работы ЧМ дальномера в этих условиях требует разработки математической модели нелинейной модуляционной характеристики (МХ) [14]. В данном случае речь идет о модели, представляющей внешние характеристики ЧМ генератора, влияющие на точность измерения расстояния.

2.1. Математическая модель нелинейной модуляционной характеристики

В большинстве случаев в качестве ЧМ-генератора используется генератор, управляемый напряжением (ГУН) [15]. Схемотехника таких генераторов весьма разнообразна и зависит от используемого диапазона частот. Наиболее часто в качестве

управляемого элемента для перестройки частоты используется варактор. Именно его свойство – линейность МХ $\omega(u_{\text{мод}})$. Причем зависимость частоты генерации от управляющего напряжения в общем случае является инерционной. Кроме того, ГУН характеризуется уровнем паразитной амплитудной модуляции (ПАМ), допустимой скоростью модуляции, пределами перестройки частоты генерации и стабильностью частоты.

Линейность перестройки частоты СВЧ-генератора является одним из основных условий достижения высокой точности измерения расстояния. Как правило, без применения специальных мер невозможно добиться высокой линейности МХ. Для оценки степени линейности МХ используют разные параметры. Один из них – коэффициент нелинейности [15, 16]. Другие параметры основаны на разложении МХ в степенной ряд. Наиболее показательным является использование коэффициентов, представляющих собой относительное отклонение частоты от линейного закона. Общим недостатком этих коэффициентов является невозможность выполнения количественного анализа влияния формы МХ на погрешность измерения расстояния.

Более удобным является аналитическая запись МХ в виде некоторого выражения, которое может быть подобрано с помощью методов аппроксимации. В [16] для аппроксимации МХ, имеющей волнистую форму, используется выражение

$$\omega = \omega_0 + S_1 u_{\text{мод}} + \kappa \sin \gamma u_{\text{мод}}, \quad (35)$$

где κ и γ – параметры аппроксимации МХ.

Однако анализ МХ промышленно выпускаемых генераторов трехсантиметрового диапазона показывает, что они, кроме линейно изменяющегося и колебательного компонентов, часто содержат компонент, близкий к квадратичному. Более того, колебательный компонент может иметь вид синусоиды с нарастающей или уменьшающейся амплитудой. Аналитическая запись МХ должна позволять учитывать эти изменения. Поэтому для более полного учета особенностей формы МХ запишем уравнение для циклической частоты:

$$f = f_0 + K_{\text{мх}} u_{\text{мод}} + a u_{\text{мод}}^2 + \sum_{i=1}^M \exp(g_i u_{\text{мод}}) b_i \sin[d_i (u_{\text{мод}} + u_{\text{ни}})], \quad (36)$$

где $K_{\text{мх}}$ и a определяют линейный и квадратичный компоненты; b_i , d_i и $u_{\text{ни}}$ определяют соответственно амплитуду колебаний, их «частоту» на

оси напряжений и начальное смещение каждого синусоидального слагаемого; g_i определяет степень изменения амплитуды колебаний.

Для нахождения всех параметров МХ в (36) по экспериментальным результатам, полученным в виде таблицы, содержащей набор из N пар соответствующих чисел $u_{\text{мод}n}$, f_n , $n=1,2,\dots,N$, можно применить метод последовательного выделения отдельных компонентов [17]. Первые три слагаемых определяются на основе квадратичной регрессии с помощью аппроксимации по методу наименьших квадратов [18, 19].

На рис. 10 сплошной линией показана одна из наилучших МХ промышленно выпускаемого генератора.

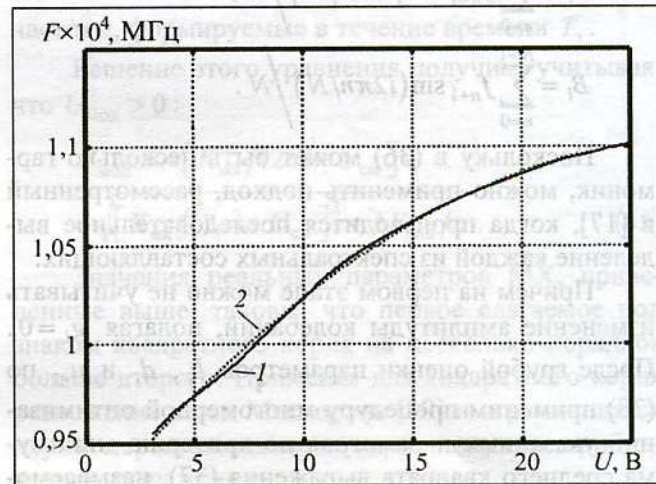


Рис. 10. МХ промышленно выпускаемого генератора с линией квадратичной регрессии: 1 – эксперимент; 2 – регрессия

На график нанесена пунктирная линия квадратичной регрессии, полученная в системе программирования MATLAB 6.5 с помощью типовых подпрограмм polyfit и polyval, вычисляющих соответственно коэффициенты регрессии и уравнение регрессии. После вычитания из набора экспериментально снятых данных линии регрессии на основе полученных оценочных значений первых трех слагаемых (36) приходим к оставшейся колебательной части в виде набора чисел $u_{\text{мод}n}$, Δ_n :

$$\Delta_n = f_n - \hat{f}_0 - \hat{K}_u u_{\text{мод}n} - \hat{a} u_{\text{мод}n}^2, \quad (37)$$

$$n = 1, 2, \dots, N,$$

показанной на рис. 11 сплошной линией.

В общем случае нахождение параметров колебательной части затруднительно. Однако во многих случаях с достаточной степенью точности можно в (36) оставить только один колебательный

компонент. Для нахождения его параметров используем комбинированную процедуру.

На первом этапе без учета затухания амплитуды колебаний находим грубую оценку параметров колебательной части. Для этого, используя известный метод численного гармонического анализа [20], приходим к формулам

$$b_i = \sqrt{A_i^2 + B_i^2}, \quad d_i = 2\pi/\Delta U, \quad (38)$$

$$u_{ni} = [\arctg(B_i/A_i)]/d_i,$$

где i – номер гармоники с максимальным значением спектра Фурье;

$$\Delta U = u_{\text{мод}N} - u_{\text{мод}1};$$

$$A_i = \sum_{n=0}^{N-1} f_{n+1} \cos(i2\pi n/N) / N;$$

$$B_i = \sum_{n=0}^{N-1} f_{n+1} \sin(i2\pi n/N) / N.$$

Поскольку в (36) может быть несколько гармоник, можно применить подход, рассмотренный в [17], когда производится последовательное выделение каждой из спектральных составляющих.

Причем на первом этапе можно не учитывать изменение амплитуды колебаний, полагая $g_i = 0$. После грубой оценки параметров b_i , d_i и u_{ni} по (38) применим процедуру многомерной оптимизации указанных параметров по критерию минимума среднего квадрата выражения (37), называемого минимумом невязки. Для этой цели использована программа многомерной оптимизации `fminsearch` из пакета MATLAB 6.5.

На рис. 11 пунктиром показана полученная аппроксимирующая линия. Таким образом, даже с использованием только одного колебательного

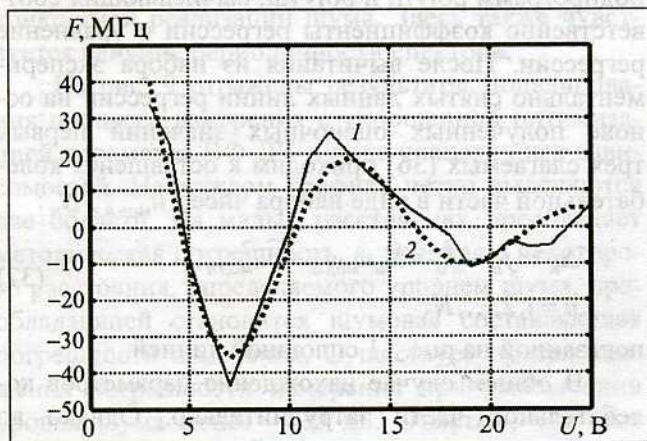


Рис. 11. Колебательный компонент МХ с нанесенной аппроксимирующей линией: 1 – эксперимент; 2 – аппроксимация

компонента получено хорошее соответствие экспериментальных и аппроксимирующих результатов даже для самого плохого варианта МХ. Если точность аппроксимации недостаточна, то можно в соответствии с [17] продолжить нахождение параметров по неравномерности МХ, оставшейся после вычитания из нее уже найденных компонентов. Рассмотренная процедура позволяет формальным способом определять параметры экспериментальной МХ.

Диапазон возможных значений этих параметров, полученных по результатам обмера МХ ряда промышленных генераторов, составляет: $K_u = 40 \dots 100$ МГц/В; $a = -3 \dots +10$ МГц/В²; $b = 0 \dots 40$ МГц; $d = 0,1 \dots 5$ рад/В и $g = -0,2 \dots 0,2$ 1/В. Параметр u_n обычно не оказывает существенного влияния на дальнейшие результаты. Рассмотренный пример доказывает большие возможности модели (36) по описанию МХ разных видов.

Далее приведен анализ погрешности измерения на основе этой модели.

2.2. Приборы малой точности

В приборах данной группы, как правило, никаких мер по повышению линейности МХ не предпринимается. Обычно производится оценка степени ухудшения точности измерения, вызванная наличием нелинейности МХ, и производится нормирование этой величины. При использовании счетного метода оценки разностной частоты со «сшиванием» фазы СРЧ, характерного для приборов данной группы, нелинейность модуляционной характеристики приводит к непропорциональному изменению среднего значения разностной частоты $F_{r, \text{ср}}$ при изменении измеряемого расстояния. Как отмечено в [1], изменение расстояния вызывает изменение периода модуляции, а значит и амплитуды модулирующего напряжения, что приводит к изменению средней крутизны МХ. Так как вычисление расстояния в дальномере производится в предположении постоянства крутизны, возникает погрешность измерения. Общим свойством такого процесса является наличие скачкообразного изменения крутизны в моменты перескока точки «сшивания» фазы СРЧ на следующий экстремум и плавного изменения между этими моментами. Скачкообразное изменение определяет максимальное изменение крутизны, которое соответственно вызовет максимальную погрешность измерения.

2.2.1. Общие соотношения

Для оценки величины максимального изменения $F_{r\text{ ср}}$ воспользуемся выражением (36) с минимальным набором нелинейных параметров:

$$f(t) = f_0 + K_{\text{мх}} u_{\text{мод}}(t) + a u_{\text{мод}}^2(t) + b \sin\{d[u_{\text{мод}}(t) - U_{\text{н}}]\}, \quad (39)$$

где $K_{\text{мх}}$ – крутизна МХ; u – модулирующее напряжение; a – коэффициент, характеризующий квадратичную компоненту; b – амплитуда колебаний частоты; d – «период» колебаний по оси напряжения; $U_{\text{н}}$ – начальное смещение колебательной компоненты.

Будем считать, что используется симметричное треугольное модулирующее напряжение. Для определения величины скачкообразного изменения средней крутизны достаточно рассмотреть один полупериод модуляции. Закон изменения модулирующего напряжения считаем линейным:

$$u = U_{\text{см}} + K_u t, \quad t \in [0, T_{\text{мод}}/2]. \quad (40)$$

Здесь $U_{\text{см}}$ – постоянная составляющая; K_u – крутизна нарастания напряжения.

Запишем зависимость частоты передатчика от времени, подставляя (40) в (39):

$$f(t) = f_0 + K_{\text{мх}} U_{\text{см}} + K_{\text{мх}} K_u t + a U_{\text{см}}^2 + a K_u^2 t^2 + 2a U_{\text{см}} K_u t + b \sin[d(U_{\text{см}} - U_{\text{н}} + K_u t)]. \quad (41)$$

Дифференцируя (41), получим выражение для разностной частоты [13]:

$$F_{\text{срч}}(t) = t_3 \{ A + 2Bt + C \cos[d(U_{\text{см}} - U_{\text{н}} + K_u t)] \}, \quad (42)$$

где $A = K_{\text{мх}} K_u + 2a U_{\text{см}} K_u$; $B = a K_u^2$; $C = b d K_u$.

Теперь вычислим среднюю разностную частоту за полупериод модуляции:

$$F_r = 2t_3 \{ 0,5A + 0,25B T_{\text{мод}} + b \sin[d(U_{\text{см}} - U_{\text{н}} + 0,5K_u T_{\text{мод}})] / T_{\text{мод}} - b \sin[d(U_{\text{см}} - U_{\text{н}})] / T_{\text{мод}} \}. \quad (43)$$

В момент перескока точки «сшивания» фазы полупериод $T_{\text{мод}}/2$ скачком меняется на величину $T_r/2$ в сторону увеличения от своего минимального значения T_3 до максимального $T_3 + T_r/2$ при увеличении измеряемого расстояния или, наоборот, в сторону уменьшения от указанного максимального значения к T_3 при уменьшении расстоя-

ния. Найдем максимальное изменение среднего значения разностной частоты $\Delta F_{r\text{ ср}}$ и скачка измеряемой дальности ΔR для практически важных частных случаев.

2.2.2. Квадратичная модуляционная характеристика

Подставляя в (41) $b = 0$ и значения моментов времени $t = 0$ и $t = T_3$, получим квадратное уравнение для определения амплитуды напряжения модуляции по заданной девиации частоты $\Delta F_{\text{мин}}$:

$$a U_{\text{мод}}^2 + (K_{\text{мх}} + 2a U_{\text{см}}) U_{\text{мод}} - \Delta F_{\text{мин}} = 0, \quad (44)$$

где $U_{\text{мод}} = T_3 K_u$ – значение напряжения модуляции и $\Delta F_{\text{мин}} = T_3 K_f$ – значение диапазона перестройки частоты, формируемые в течение времени T_3 .

Решение этого уравнения получим, учитывая, что $U_{\text{мод}} > 0$:

$$U_{\text{мод}} = -[K_{\text{мх}}/(2a) + U_{\text{см}}] + \sqrt{[K_{\text{мх}}/(2a) + U_{\text{см}}]^2 + \Delta F_{\text{мин}}/a}. \quad (45)$$

Значения реальных параметров МХ, приведенные выше, таковы, что первое слагаемое под знаком квадратного корня на несколько порядков больше второго. Применяя для квадратного корня разложение в ряд Маклорена [20] и ограничиваясь двумя первыми членами ряда, получим приближенное выражение:

$$U_{\text{мод}} \approx \Delta F_{\text{мин}} / (K_{\text{мх}} + 2a U_{\text{см}}). \quad (46)$$

Из (46) при $\Delta T_{\text{мод}} = T_r/2$ получим величину скачкообразного приращения разностной частоты:

$$\Delta F_r = 0,5 a K_u^2 T_r t_3. \quad (47)$$

Теперь после простых преобразований получим соотношение для максимального значения относительной погрешности измерения расстояния, вызванной квадратичным характером МХ:

$$\Delta R_{\text{макс кв}} / \delta_{R_3} = a \Delta F_{\text{мин}} / (K_{\text{мх}} + 2a U_{\text{см}})^2. \quad (48)$$

При неизменных параметрах МХ и закона модуляции величина этой составляющей погрешности измерения не зависит от расстояния и определяется только заданной девиацией частоты, параметрами МХ a и $K_{\text{мх}}$ и значением $U_{\text{см}}$. Увеличение диапазона перестройки частоты приводит к пропорциональному увеличению относительной погрешности. Квадратичный коэффициент a яв-

ляется алгебраической величиной, поэтому его влияние неоднозначно. Однако он не может изменяться в произвольных пределах. Его величина не должна быть такой, при которой в МХ появляются отрицательные наклоны [21]. Она должна быть возрастающей функцией. Крайним значением снизу для квадратичного коэффициента можно считать такое, при котором на границе полупериода, т.е. при $t = T_3$, получается экстремум МХ.

При этом становится равной нулю производная от МХ (39)

$$df(u)/du|_{u=U_{\text{мод}}} = K_{\text{мх}} + 2a(U_{\text{см}} + U_{\text{мод}}) = 0. \quad (49)$$

Тогда нижней границей для квадратичного коэффициента является

$$a \geq -0,5K_{\text{мх}} / (K_U T_3 + U_{\text{см}}) = -0,5K_{\text{мх}} / (U_{\text{мод}} + U_{\text{см}}). \quad (50)$$

В связи с тем, что в знаменателе выражения (48) первое слагаемое много больше второго, влияние изменения $U_{\text{см}}$ на погрешность несущественно. По этой же причине зависимость погрешности измерения от изменения квадратичного коэффициента a в основном определяется числителем выражения (48) и является почти линейной.

Если из формулы (48) выразить абсолютное значение погрешности измерения с учетом отмеченного факта, то оказывается, что величина абсолютного значения квадратичной составляющей погрешности измерения не зависит от девиации частоты, а определяется только параметрами МХ:

$$\Delta R_{\text{макс кв}} = 0,25ac / K_{\text{мх}}^2. \quad (51)$$

Отсюда видно, что значительное влияние на величину погрешности измерения оказывает изменение крутизны МХ. При увеличении крутизны погрешность резко уменьшается. Это соотношение позволяет наложить ограничения на соотношения параметров нелинейной МХ по заданной максимально допустимой величине погрешности измерения.

2.2.3. Колебательная модуляционная характеристика

Уравнение для определения амплитуды модулирующего напряжения получим аналогично (44), подставляя в (41) $a = 0$ и значения моментов времени $t = 0$ и T_3 :

$$K_{\text{мх}} U_{\text{мод}} + b \sin[d(U_{\text{см}} - U_{\text{н}} + U_{\text{мод}})] - b \sin[d(U_{\text{см}} - U_{\text{н}})] - \Delta F_{\text{мин}} = 0. \quad (52)$$

Это трансцендентное уравнение можно решить только численным путем.

Однако, как и для квадратичного случая можно наложить на параметры МХ условия, при которых не будут встречаться спадающие участки:

$$df(u)/du = K_{\text{мх}} + bd \cos[d(U_{\text{см}} - U_{\text{н}} + u)] \geq 0. \quad (53)$$

Наихудшим будет случай, когда функция $\cos(*)$ в данном выражении станет равной -1 . Отсюда получаем предельное соотношение параметров МХ:

$$bd \leq K_{\text{мх}}. \quad (54)$$

Полагая в (43) $a = 0$, найдем величину скачкообразного изменения средней разностной частоты при переходе точки «сшивания» фазы на величину $\Delta T_{\text{мод}} = T_r / 2$:

$$\begin{aligned} \Delta F_r = & 2t_3 b \left\{ \sin[d(U_{\text{см}} - U_{\text{н}} + K_u T_3 + K_u T_r / 2)] - \right. \\ & \left. - \sin[d(U_{\text{см}} - U_{\text{н}})] \right\} / (T_E + 0,5T_r) - \\ & - 2t_3 b \left\{ \sin[d(U_{\text{см}} - U_{\text{н}} + K_u T_3)] - \right. \\ & \left. - \sin[d(U_{\text{см}} - U_{\text{н}})] \right\} / T_3. \end{aligned} \quad (55)$$

Отсюда после преобразований получим

$$\begin{aligned} \Delta F_r = & xb \left\{ K_r \sin[D + dU_{\text{мод}} / K_r] - \right. \\ & \left. - \sin[D + dU_{\text{мод}}] - (1 - K_r) \sin D \right\} / (\Delta F_{\text{мин}} T_3), \end{aligned} \quad (56)$$

где $D = d(U_{\text{см}} - U_{\text{н}})$; $K_r = R / (R + \delta_R)$.

Теперь можно записать величину скачкообразного изменения дальности:

$$\begin{aligned} \Delta R_{\text{макс кол}} / \delta_{R_3} = & xb \left\{ K_r \sin[D + dU_{\text{мод}} / K_r] - \right. \\ & \left. - \sin[D + dU_{\text{мод}}] - (1 - K_r) \sin D \right\} / \Delta F_{\text{мин}}. \end{aligned} \quad (57)$$

Как видно из этих выражений, ошибка измерения довольно сложно зависит от расстояния, параметров модуляции и положения рабочей точки на МХ. Наиболее сильное влияние на характер зависимости ошибки от измеряемого расстояния оказывает значение параметра d .

На рис. 12 показаны зависимости относительной погрешности измерения от нормированного расстояния при $d = 0,3$ рад/В, $b = 10$ МГц, $U_{\text{н}} = 0$ В, $\Delta F_{\text{мин}} = 500$ МГц и четырех значениях $U_{\text{см}} = 0; 1; 2; 3$ В.

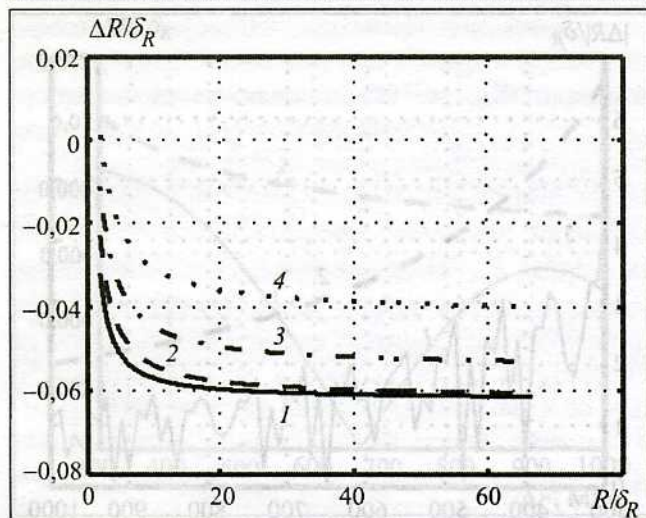


Рис.12. Зависимость относительной погрешности измерения от нормированного расстояния при $d = 0,3$ рад/В, $b = 10$ МГц, $U_n = 0$ В, $\Delta F_{\min} = 500$ МГц: 1 – $U_{cm} = 0$ В; 2 – $U_{cm} = 1$ В; 3 – $U_{cm} = 2$ В; 4 – $U_{cm} = 3$ В

При данных параметрах четыре значения напряжения модуляции, полученные путем численного решения уравнения (55): $U_{\text{мод}} = 9,97; 10,0963; 10,2127; 10,3070$ В. Для решения уравнения (55) использована программа fzero(*) из пакета программ системы программирования Matlab 6.5.

На рис. 13 показаны аналогичные зависимости при $d = 1$ рад/В, $b = 5$ МГц и неизменных остальных параметрах. Соответственно, напряжения модуляции: $U_{\text{мод}} = 10,0593$ В; 10,1824; 10,1329; 9,9744 В.

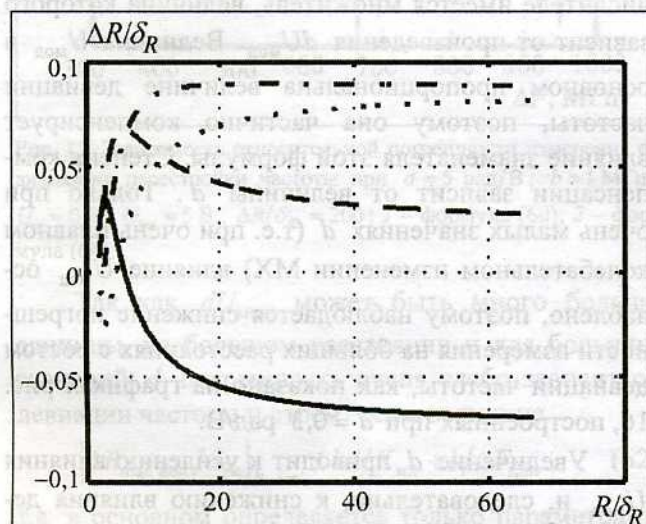


Рис. 13. Зависимость относительной погрешности измерения от нормированного расстояния при $d = 1$ рад/В, $b = 5$ МГц, $U_n = 0$ В, $\Delta F_{\min} = 500$ МГц: 1 – $U_{cm} = 0$ В; 2 – $U_{cm} = 1$ В; 3 – $U_{cm} = 2$ В; 4 – $U_{cm} = 3$ В

На рис. 14 показаны аналогичные зависимости при $d = 5$ рад/В, $b = 1$ МГц и неизменных значениях остальных параметров. При этом напряжения модуляции: $U_{\text{мод}} = 10,0048; 10,0008; 9,9947; 9,9963$ В.

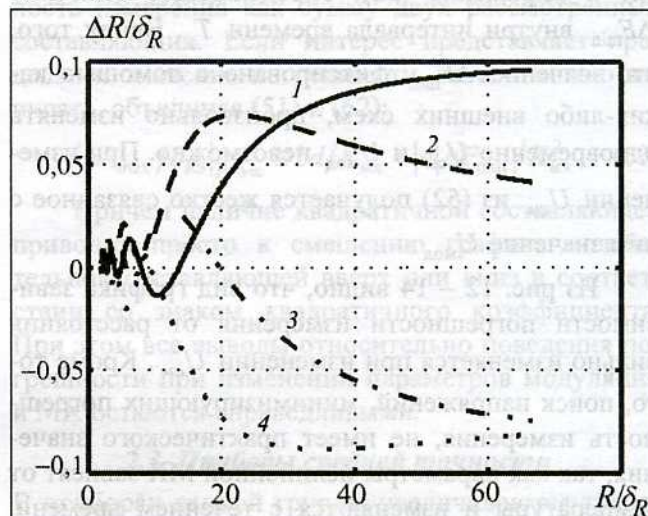


Рис. 14. Зависимость относительной погрешности измерения от нормированного расстояния при $d = 5$ рад/В, $b = 1$ МГц, $U_n = 0$ В, $\Delta F_{\min} = 500$ МГц: 1 – $U_{cm} = 0$ В; 2 – $U_{cm} = 1$ В; 3 – $U_{cm} = 2$ В; 4 – $U_{cm} = 3$ В

Заметим, что при изменении d вид графиков варьируется от монотонных до колебательных. Максимальные значения погрешности зависят от произведения bd и возникают на больших расстояниях.

Для количественной оценки возможных значений погрешности измерения преобразуем выражение (57) при предельных величинах измеряемого расстояния.

На малых расстояниях, когда $R \rightarrow \delta_{R3}$, подставляя в (57) $R = \delta_{R3}$ и преобразуя сумму двух тригонометрических функций, получим

$$\Delta R_{\text{max кол}} / \delta_{R3} \Big|_{R=\delta_{R3}} = b \sin [d(U_{cm} - U_n + U_{\text{мод}})] \times \times [\cos(dU_{\text{мод}}) - 1] / \Delta F_{\min}. \quad (58)$$

На больших расстояниях при $R \rightarrow \infty$ из (57), используя замену переменных $x = K_r / (1 - K_r)$, которая следует из обозначений к формуле (56), и правило Лопиталья для преодоления неопределенности, получим максимальное значение относительной колебательной погрешности измерения:

$$\frac{\Delta R_{\text{max кол}}}{\delta_{R3}} \Big|_{R \rightarrow \infty} = \frac{b}{\Delta F_{\min}} \left\{ \sqrt{(dU_{\text{мод}})^2 + 1} \times \times \sin [\arctg(dU_{\text{мод}}) - D - dU_{\text{мод}}] - \sin D \right\}. \quad (59)$$

Из формул (58) и (59) напрашивается вывод, что, изменяя напряжения $U_{см}$ и $U_{мод}$, можно минимизировать погрешности вплоть до обнуления. Однако это не так, поскольку эти напряжения входят в выражение (52), определяющее величину $\Delta F_{мин}$ внутри интервала времени T_3 . Ввиду того, что значение $\Delta F_{мин}$ фиксировано с помощью каких-либо внешних схем, произвольно изменять одновременно $U_{см}$ и $U_{мод}$ невозможно. При изменении $U_{см}$ из (52) получается жестко связанное с ним значение $U_{мод}$.

Из рис. 12 – 14 видно, что вид графика зависимости погрешности измерения от расстояния сильно изменяется при изменении $U_{см}$. Кроме того, поиск напряжений, минимизирующих погрешность измерения, не имеет практического значения, так как параметры нелинейной МХ зависят от температуры и изменяются с течением времени. Рассматриваемый метод измерения ориентирован на наиболее простую реализацию, поэтому для него нецелесообразно производить непрерывную оценку параметров нелинейности МХ для выполнения непрерывной подстройки под условия минимизации погрешности.

Исходя из этих соображений, найдем максимально возможные значения скачкообразных изменений результатов измерения.

Наибольшие значения модуля погрешности получим, перебирая наихудшие сочетания предельных значений тригонометрических функций, входящих в (58) на малом расстоянии ($R = \delta_{R3}$):

$$\left| \Delta R_{\max \text{ кол}} / \delta_{R3} \right|_{R=\delta_{R3}} \leq 2b / \Delta F_{\min}, \quad (60)$$

и в (59) на большом ($R \rightarrow \infty$):

$$\left| \Delta R_{\max \text{ кол}} / \delta_{R3} \right|_{R \rightarrow \infty} \leq b \left[1 + \sqrt{(dU_{\text{мод}})^2 + 1} \right] / \Delta F_{\min}. \quad (61)$$

Эти формулы позволяют оценить возможные значения погрешности измерения по известным параметрам МХ.

Из этих выражений следует, что увеличение девиации частоты дает существенный положительный эффект только на малых расстояниях, т.е. для формулы (60). Это хорошо видно на рис. 15, где сплошной линией показаны результаты расчета зависимости относительной погрешности измерения от величины девиации частоты по точной

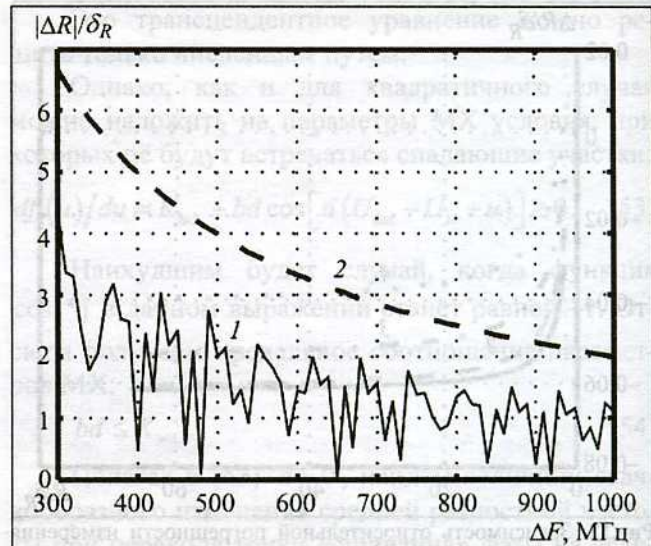


Рис. 15. Зависимость относительной погрешности измерения от девиации частоты при $d = 5$ рад/В, $b = 1$ МГц, $U_{н} = 0$ В, $U_{см} = 5$ В, $\Delta R / \delta_{R3} = 1$: 1 – формула (60); 2 – формула (64)

формуле (57) при $R / \delta_{R3} = 1$, а пунктирной линией – аналогичные результаты, полученные по формуле (60). Результаты точного расчета сильно колеблются при изменении девиации частоты, однако ни при каких значениях параметров модуль точного значения погрешности не превышает приближенного. Оба выражения показывают существенное изменение погрешности при изменении величины девиации частоты.

В формуле (59) для больших расстояний в числителе имеется множитель, величина которого зависит от произведения $dU_{мод}$. Величина $U_{мод}$ в основном пропорциональна величине девиации частоты, поэтому она частично компенсирует влияние знаменателя этой формулы. Степень компенсации зависит от величины d . Только при очень малых значениях d (т.е. при очень плавном колебательном изменении МХ) влияние $U_{мод}$ ослаблено, поэтому наблюдается снижение погрешности измерения на больших расстояниях с ростом девиации частоты, как показано на графиках рис. 16, построенных при $d = 0,3$ рад/В.

Увеличение d приводит к усилению влияния $U_{мод}$ и, следовательно, к снижению влияния девиации частоты на погрешность измерения. Это заметно на рис. 17, где показаны зависимости, аналогичные представленным на рис. 16, но при $d = 5$ рад/В.

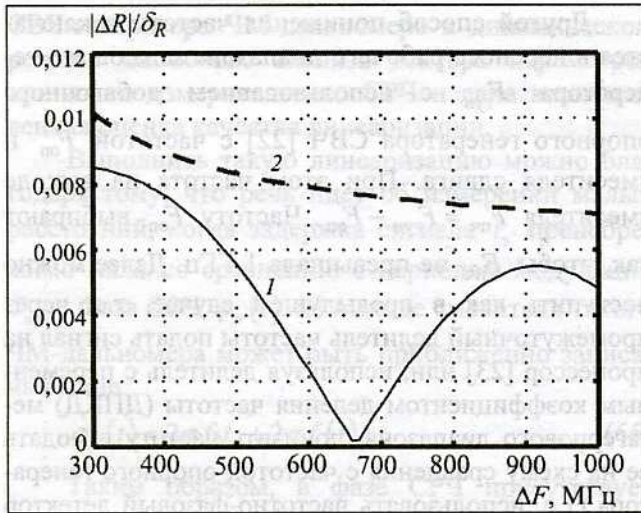


Рис. 16. Зависимость относительной погрешности измерения от диапазона перестройки частоты при $d = 0,3$ рад/В, $b = 1$ МГц, $U_n = 0$ В, $U_{cm} = 5$ В, $\Delta R/\delta_{R_0} = 200$: 1 – формула (60); 2 – формула (64)

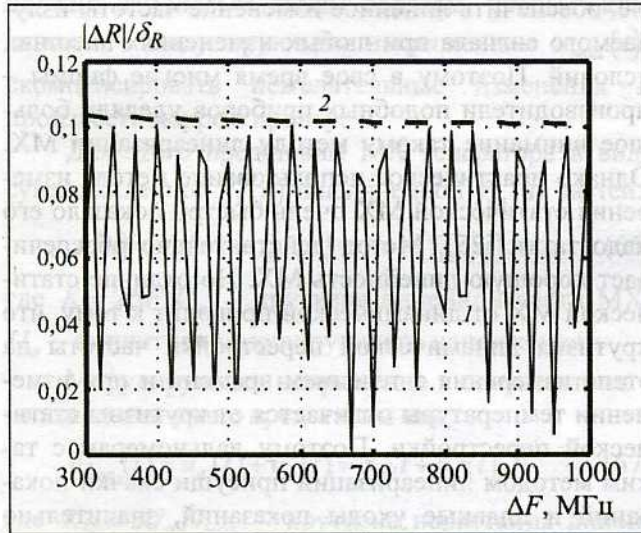


Рис. 17. Зависимость относительной погрешности измерения от диапазона перестройки частоты при $d = 5$ рад/В, $b = 1$ МГц, $U_n = 0$ В, $U_{cm} = 5$ В, $\Delta R/\delta_{R_0} = 200$: 1 – формула (60); 2 – формула (64)

Так как dU_{mod} может быть много больше единицы, на большом расстоянии и для больших значений d погрешность очень слабо зависит от девиации частоты и стремится к величине

$$\left| \Delta R_{\max \text{ кол}} / \delta_{R_0} \right|_{R \rightarrow \infty} \leq bd / K_{MX} + b / \Delta F_{\min}, \quad (62)$$

т.е. в основном определяется только параметрами МХ, поскольку второе слагаемое значительно меньше первого. Так, на рис. 17 изменение максимальной погрешности не превышает единиц процентов от его абсолютного значения.

2.2.4. Квадратичная модуляционная характеристика с колебательной компонентой

Проведенный анализ позволяет в этом наиболее общем случае записать полную погрешность измерения как сумму двух рассмотренных составляющих. Если интерес представляет предельное значение погрешности, то его можно записать, объединяя (51) и (62):

$$\left| \Delta R_{\max} / \delta_{R_0} \right|_{R \rightarrow \infty} \leq bd / K_{MX} + |a| \Delta F_{\min} / K_{MX}^2. \quad (63)$$

Причем наличие квадратичной составляющей приводит просто к смещению графика колебательной составляющей вверх или вниз в соответствии со знаком квадратичного коэффициента. При этом все выводы относительно поведения погрешности при изменении параметров модуляции и МХ остаются справедливыми.

2.3. Приборы средней точности

В приборах данной группы увеличиваются требования к допустимой погрешности измерения расстояния. Поэтому соответственно возрастает сложность аппаратуры обработки СРЧ и ее стоимость. Наличие достаточно сложных микропроцессорных средств позволяет ставить и успешно решать вопросы компенсации нелинейности модуляционной характеристики или учета нелинейности при вычислении расстояния

2.3.1. Методы компенсации нелинейности МХ на основе адаптивного управления напряжением модуляции

Эти методы основаны на адаптивном управлении модулирующим напряжением путем внесением в него предискажений [15]. Для этого необходима оперативная оценка некоторым способом нелинейности МХ передатчика $F(U_{mod})$, формирования с учетом этой нелинейности цифровых отсчетов модулирующего воздействия $U_{mod}(t_j)$ в моменты времени t_j , и преобразования этих отсчетов с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) и ФНЧ в аналоговую форму. В этом случае возможны два варианта оценки степени нелинейности МХ и формирования отсчетов модулирующего напряжения.

Метод управления напряжением модуляции на основе измерения статической модуляционной характеристики основан на анализе частоты

сформированного зондирующего сигнала и широко встречается в различных технических решениях [22 – 24]. Его применение вынуждает использовать два режима работы дальномера. В первом режиме, называемом калибровкой, производится медленное ступенчатое изменение модулирующего напряжения:

$$U_{\text{мод}}(t_j) = \sum_{m=0}^j U_{\text{мод}m} 1(t - t_m), \quad (64)$$

где $U_{\text{мод}m}$ – величина m -й ступени модулирующего напряжения в момент времени t_m ; $1(t)$ – единичная функция.

На каждой ступени производится измерение значения частоты зондирующего сигнала, сравнение его с требуемым значением частоты, задаваемым каким-либо способом с помощью высокостабильного кварцевого генератора, и подбор такого значения $U_{\text{мод}m}$, при котором эти частоты совпадут. Полученные на каждой ступени значения отсчетов модулирующего напряжения $U_{\text{мод}}(t_j)$, обеспечивающего получение линейного закона перестройки частоты, закладываются в память. Это эквивалентно измерению статической МХ. Длительность каждой ступени определяется временем, необходимым для достижения равенства частот. Во втором (рабочем) режиме производится измерение расстояния с использованием полученных отсчетов.

Данный подход предполагает, что изменение МХ задающего генератора происходит медленно по сравнению с процессом измерения МХ и расстояния. Это позволяет производить калибровку периодически с интервалом в несколько десятков секунд или при изменении температуры окружающей среды на заранее заданную величину.

Измерение частоты зондирующего сигнала и сравнение ее с требуемой величиной может производиться разными способами. Например, формирование сигнала на сравнительно низкой частоте (менее 3 ГГц), деление ее с помощью дополнительного делителя частоты, подсчет с помощью внешнего счетчика [22] или внутренних ресурсов микропроцессора [23, 24], сравнение результата счета с заданным числом и изменение $U_{\text{мод}}(t_j)$ до получения требуемой величины. Нужную несущую частоту при этом обеспечивают с помощью умножителей частоты.

Другой способ понижения частоты заключается в переносе рабочего диапазона задающего генератора $F_{\text{гун}}$ с использованием добавочного опорного генератора СВЧ [22] с частотой $F_{\text{оп}}$ и смесителя сдвига. При этом частота на выходе смесителя $F_{\text{пч}} = F_{\text{гун}} - F_{\text{оп}}$. Частоту $F_{\text{оп}}$ выбирают так, чтобы $F_{\text{пч}}$ не превышала 1 ГГц. Далее можно поступить как в предыдущем случае, т.е. через промежуточный делитель частоты подать сигнал на процессор [23] или, используя делитель с переменным коэффициентом деления частоты (ДПКД) меггерцового диапазона, понизить частоту и подать ее на схему сравнения с частотой опорного генератора (т.е. использовать частотно-фазовый детектор PLL синтезатора). В последнем случае с помощью ДПКД задается требуемое значение частоты.

На первый взгляд такой метод адаптации напряжения модуляции может решить все проблемы, т.е. обеспечить линейное изменение частоты излучаемого сигнала при любых изменениях внешних условий. Поэтому в свое время многие фирмы – производители подобных приборов уделяли большое внимание такому методу линеаризации МХ. Однако практическое использование метода измерения статической МХ очень быстро показало его недостатки [25]. Метод действительно обеспечивает хорошую линейность МХ. Но отличие статической МХ от динамической приводит к тому, что крутизна динамической перестройки частоты на этапе измерения с течением времени и при изменении температуры отличается от крутизны статической перестройки. Поэтому дальномерам с таким методом линеаризации присущи скачки показаний и плавные уходы показаний, значительно превышающие мгновенную погрешность, обеспечиваемую линейностью МХ.

Метод управления напряжением модуляции на основе измерения динамической модуляционной характеристики основан на использовании стабильной линии задержки, смешивании исходного сигнала и сигнала с выхода линии задержки с помощью дополнительного смесителя и непрерывном измерении неравномерности разностной частоты на выходе этого смесителя [15]. С целью упрощения схемы дальномера для анализа неравномерности разностной частоты можно вместо вспомогательного сигнала использовать основной, (рабочий) СРЧ.

В [26, 27] рассмотрена возможность адаптивной линеаризации модуляционной характеристики

СВЧ-генератора ЧМ-дальномера в динамическом режиме на основе анализа вектора параметров принятого измерительного СРЧ и дана количественная оценка качества линеаризации.

Выполнить такую линеаризацию можно благодаря тому, что речь идет об измерении малых расстояний, когда задержка сигнала t_3 пренебрежимо мала по сравнению с периодом модуляции $T_{\text{мод}}$. Фаза СРЧ $\varphi_p(t)$ на выходе смесителя такого ЧМ-дальномера может быть приближенно записана в виде

$$\varphi_p(t) = 2\pi f_0 t_3 + 2\pi f(t) t_3. \quad (65)$$

Таким образом, в фазе СРЧ присутствует функция изменения частоты генератора. Анализ СРЧ позволяет выявить отклонения закона изменения частоты от требуемого, и рассчитать корректирующее напряжение $u_k(t)$. Это напряжение должно изменяться таким образом, чтобы, складываясь с модулирующим напряжением $u_{\text{мод}}(t)$, скомпенсировать нежелательные изменения и произвести корректировку.

Для этого представим МХ генератора в виде суммы линейной $f_{\text{л}}(u)$ и нелинейной $f_{\text{нл}}(u)$ частей:

$$f(u) = f_{\text{л}}(u) + f_{\text{нл}}(u) = Ku + f_{\text{нл}}(u), \quad (66)$$

где $K = 2\Delta F/U_a$ – крутизна линейной части МХ; U_a – амплитуда модулирующего напряжения.

Модулирующее напряжение в соответствии с изложенным выше представим как

$$u_{\text{мод}}(t) = u_{\text{л}}(t) + u_{\text{к}}(t) = K_U t + u_{\text{к}}(t), \quad (67)$$

где $K_U = 2U_a/T_{\text{мод}}$ – крутизна нарастания линейной части модулирующего напряжения.

Выражение (66) с учетом (67) перепишем в виде

$$f(u) = [Ku_{\text{к}}(t) + f_{\text{нл}}(u) + f'_{\text{нл}}(u)u_{\text{к}}(t)] + Ku_{\text{л}}(t). \quad (68)$$

В этом выражении нелинейная часть МХ представлена в виде первых членов разложения в степенной ряд в окрестности точки $u(t)$. Чтобы частота изменялась линейно, необходимо равенство нулю выражения в квадратных скобках в формуле (68), тогда

$$u_{\text{к}}(t) = -f_{\text{нл}}(u)/K + f'_{\text{нл}}(u). \quad (69)$$

Используя аналогичное разложение в ряд, мгновенный период СРЧ $T_r(t)$ представим в виде

$$T_r(t) = \frac{1}{f_p(t)} = \frac{1}{[f'_{\text{л}}(t) + f'_{\text{нл}}(t)]t_3} \approx \frac{1}{F'_{\text{л}}(t)t_3} - \frac{F'_{\text{нл}}(t)}{[F'_{\text{л}}(t)]^2 t_3} = T_{r\text{л}} + \Delta T_r(t), \quad (70)$$

где $T_{r\text{л}}$ – период СРЧ, обусловленный линейной частью МХ; $\Delta T_r(t)$ – изменение периода СРЧ, вызванное нелинейностью модуляционной характеристики.

Учитывая (69), уравнение (70) можно переписать так:

$$T_r(t) = 1/KK_U t_3 - (df_{\text{нл}}/dt)/(K^2 K_U^2 t_3). \quad (71)$$

Отсюда

$$df_{\text{нл}}/dt = f'_{\text{нл}}(t) = -\Delta T_r(t) K^2 K_U^2 t_3, \quad (72)$$

тогда

$$f_{\text{нл}}(t) = -K^2 K_U^2 t_3 \int_0^t \Delta T_r(t) dt. \quad (73)$$

Учтем, что в соотношение (69) входит производная нелинейной части МХ по напряжению, а в формулу (72) – производная по времени. Заменив приближенно производную напряжения модуляции по времени постоянной величиной, равной средней крутизне K_U , найдем

$$f'_{\text{нл}}(u) = -K^2 K_U t_3 \Delta T_r(t). \quad (74)$$

Подставив (73) и (74) в (69), получим

$$u_{\text{к}}(t) = KK_U^2 t_3 \int_0^t \Delta T_r(t) dt / [1 - KK_U t_3 \Delta T_r(t)]. \quad (75)$$

Из этой формулы следует, что для формирования корректирующего напряжения необходимо знать желаемую среднюю крутизну МХ, среднюю крутизну нарастания модулирующего напряжения и измеряемое расстояние. Необходимость учета текущего расстояния усложняет эту процедуру, однако от него можно избавиться, если ввести нормированное значение неравномерности периода разностной частоты $\eta(t)$, которое в соответствии с выражениями (70) и (71) имеет вид

$$\eta(t) = \Delta T_r(t)/T_{r\text{л}} = KK_U t_3 \Delta T_r(t). \quad (76)$$

Тогда формула (75) упростится:

$$u_{\text{к}}(t) = K_U \int_0^t \eta(t) dt / [1 - \eta(t)]. \quad (77)$$

Поскольку выражение (77) является приближенным из-за принятых выше допущений, скорректировать нелинейность МХ однократным расчетом $u_k(t)$ не удастся.

Процедура формирования модулирующего напряжения является рекурсивной и выполняется с помощью нескольких итераций. При этом производится поиск минимума максимального отклонения периода СРЧ от среднего значения:

$$S = \max |\eta(t)|, \quad (78)$$

при ограничениях $\Delta F = \text{const}$, $T_{\text{мод}} = \text{const}$ и формировании модулирующего напряжения по формуле

$$u_{\text{мод}k}(t) = u_{\text{мод}(k-1)}(t) + \alpha u_{\text{кк}}(t), \quad (79)$$

где $u_{\text{мод}k}(t)$ и $u_{\text{мод}(k-1)}(t)$ – модулирующее напряжение, полученное соответственно на k -м и $(k-1)$ -м шагах; $u_{\text{кк}}(t)$ – корректирующее напряжение, вычисленное по выражению (77) на k -м шаге; $\alpha = 0 \div 1$ – малый параметр.

По мере уменьшения неравномерности периодов СРЧ точность выражения (77) увеличивается. Практическая реализация этой процедуры предполагает использование микропроцессора в аппаратуре обработки и имеет некоторые особенности. В частности, экспериментальное нахождение зависимости $T_r(t)$ производится измерением текущих интервалов времени между нулями СРЧ. Поэтому эта зависимость имеет дискретный характер с шагом по времени, равным текущему значению периода разностного сигнала, и содержит M значений. На максимальной дальности M может достигать 200 – 300, поэтому формулы (77) и (79) необходимо переписать в дискретном виде:

$$u_{\text{кк}}(t_j) = K_U \sum_{n=1}^j \eta(t_n)(t_n - t_{n-1}) / [1 - \eta(t_j)], \quad (80)$$

$$u_{\text{мод}k}(t_j) = u_{\text{мод}(k-1)}(t_j) + \alpha u_{\text{кк}}(t_j), \quad (81)$$

где $\eta(t_j) = (T_{ri} - T_{\text{рсп}}) / T_{\text{рсп}}$; $T_{\text{рсп}} = \sum_{j=1}^{M-1} T_{rj} / (M-1)$;

$T_{rj} = t_j - t_{j-1}$ – длительность мгновенного периода СРЧ в j -й момент нуля.

На каждой новой итерации положение нулей разностного сигнала на оси времени может отличаться от предыдущих шагов, так как происходит изменение модулирующего напряжения. Поэтому,

начиная со второго шага, приходится производить пересчет вновь полученного напряжения коррекции к точкам начального шага с помощью формул интерполяции:

$$U_{\text{к,к}}(t_{j,0}) = \begin{cases} U_{\text{к,к}}(t_{(j-1),k}) + (t_{j,0} - t_{(j-1),k}) \times \\ \times \frac{U_{\text{к,к}}(t_{j,k}) - U_{\text{к,к}}(t_{(j-1),k})}{t_{j,k} - t_{(j-1),k}} \\ \text{при } t_{j,0} < t_{j,k}, \\ U_{\text{к,к}}(t_{j,k}) + (t_{j,0} - t_{j,k}) \times \\ \times \frac{U_{\text{к,к}}(t_{(j+1),k}) - U_{\text{к,к}}(t_{j,k})}{t_{(j+1),k} - t_{j,k}} \\ \text{при } t_{j,0} > t_{j,k}, \end{cases} \quad (82)$$

где $U_{\text{к,к}}(t_{j,0})$ и $U_{\text{к,к}}(t_{j,k})$ – корректирующее напряжение на k -й итерации в j -й момент времени пересечения СРЧ нулевого уровня соответственно на нулевой итерации $t_{j,0}$ и на k -й итерации $t_{j,k}$; $j = 1, \dots, M$.

Если $t_{1,0} < t_{1,k}$ или $t_{N,0} > t_{N,k}$, то пересчет крайних точек производится с помощью формул экстраполяции:

$$U_{\text{к,к}}(t_{1,0}) = U_{\text{к,к}}(t_{1,k}) - (t_{1,k} - t_{1,0}) \times \\ \times \frac{U_{\text{к,к}}(t_{2,k}) - U_{\text{к,к}}(t_{1,k})}{t_{2,k} - t_{1,k}}, \quad (83)$$

$$U_{\text{к,к}}(t_{M,0}) = U_{\text{к,к}}(t_{M,k}) + (t_{M,0} - t_{M,k}) \times \\ \times \frac{U_{\text{к,к}}(t_{M,k}) - U_{\text{к,к}}(t_{M-1,k})}{t_{M,k} - t_{M-1,k}}. \quad (84)$$

Полное напряжение коррекции находится суммированием в исходных временных точках $t_{j,0}$ старого и вновь полученного значений:

$$U_{\text{к,0}}(t_{j,0}) = U_{\text{к,0}}(t_{j,0}) + U_{\text{к,к}}(t_{j,0}). \quad (85)$$

Таким образом, происходит постепенное уточнение напряжения коррекции. После такого пересчета на каждой итерации необходимо производить масштабирование вновь полученного напряжения модуляции для поддержания прежней девиации частоты и граничных частот перестройки генератора. Масштабирование производится с помощью масштабного коэффициента, определяемого как отношение амплитуд старого и нового

напряжений модуляции. Формирование зондирующего сигнала производится уже по новому напряжению модуляции с использованием масштабного коэффициента. При этом формирование напряжения модуляции осуществляется цифровым методом по формулам интерполяции и преобразованием в аналоговую форму с помощью ЦАП.

Для обеспечения стабильности крутизны перестройки частоты процедуру линеаризации необходимо дополнить алгоритмом коррекции крутизны [1] с помощью анализа параметров излучаемого сигнала на основе двух частотных меток и стабилизации интервала времени между ними.

Процесс коррекции можно не доводить до получения точного минимума соотношения (78). Его достаточно прервать при снижении неравномерности периодов разностного сигнала до допустимой величины, которая определяется уровнем чувствительности выбранного метода обработки СРЧ к остаточной нелинейности МХ.

С течением времени нелинейность МХ может изменяться, например, при изменении температуры окружающей среды. Поэтому целесообразно регулярно производить новую коррекцию нелинейности, используя текущие результаты измерения расстояния, т.е. производить адаптацию к изменяющимся условиям. Однако такую коррекцию следует производить только в том случае, когда в оцениваемой зависимости $T_p(t)$ имеется достаточное количество дискретных точек, а сама нелинейность имеет плавный характер. Желательно, чтобы такая процедура была возможна при любой измеряемой дальности внутри рабочего диапазона измерителя. С этой целью необходимо так выбирать девиацию частоты зондирующего сигнала, чтобы на самой минимальной дальности в течение периода модуляции количество периодов СРЧ было достаточно для оценки нелинейности МХ.

Микропроцессор, выполняющий рассмотренную процедуру адаптации должен иметь возможность выполнять все расчеты по формулам (80) – (85), измерять положение текущих нулей СРЧ и иметь достаточный объем памяти для хранения значений начальных моментов пересечения нулевого уровня сигналом разностной частоты $t_{j,0}$, соответствующих им значений напряжения коррекции $U_{k,0}(t_{j,0})$, текущих моментов $t_{j,k}$, текущих значений периода разностной частоты $T_p(t_j)$ или вновь полученных значений напряжения коррек-

ции $U_{k,k}(t_{j,k})$. Точность линеаризации зависит и от точности оценки положения текущих нулей СРЧ, которая определяется дискретностью счета интервалов времени, определяемой соотношением измеряемого интервала и периода эталонного счетного сигнала.

Эффективность рассмотренного адаптивного алгоритма проверялась методом численного моделирования на ЭВМ [26] по выражениям (80) – (85). В качестве модели МХ использовалось выражение (39). При моделировании параметры МХ изменялись в диапазоне значений, встречающихся у промышленных генераторов.

Результаты моделирования представлялись в виде графиков зависимости числа итераций, необходимых для сходимости алгоритма, от величины малого параметра α при различных значениях исходных данных. Скорость сходимости оценивалась числом итераций, необходимым для достижения заданной неравномерности частоты разностного сигнала. На рис.18 и 19 в качестве примера приведены такие зависимости, показывающие влияние соответственно квадратичного коэффициента a и амплитуды колебательной компоненты МХ.

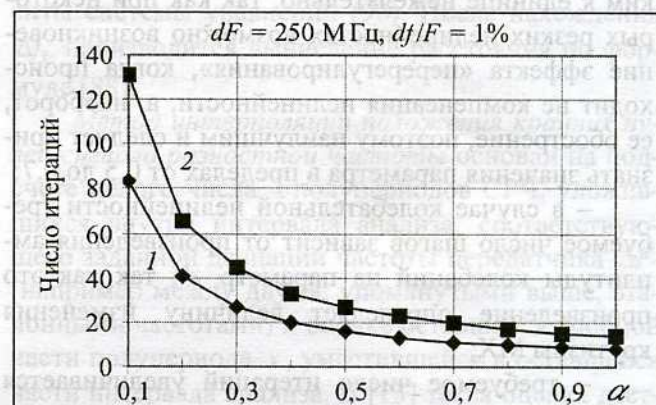


Рис. 18. Влияние квадратичного коэффициента a : 1 – $a = -2$ МГц/(В²); 2 – $a = 2$ МГц/(В²)

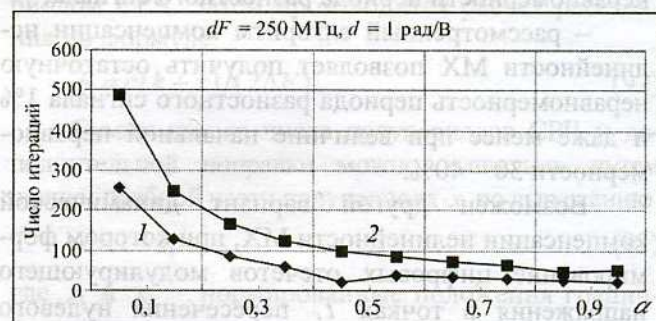


Рис. 19. Влияние амплитуды колебательной компоненты: 1 – $b = 5$ МГц; 2 – $b = 10$ МГц

Анализ подобных графиков показывает, что происходит достаточно уверенная компенсация в широком диапазоне нелинейности МХ.

Можно сделать следующие выводы:

– все графики имеют примерно одинаковый вид кривых, монотонно спадающих при увеличении варьируемого параметра α ;

– начальные значения необходимого числа итераций сильно зависят от характера нелинейности и могут достигать нескольких сотен и даже превышать тысячу при резких колебательных нелинейностях или могут составлять всего несколько десятков при плавных квадратичных формах МХ;

– при плавной квадратичной нелинейности имеет значение не только величина квадратичного коэффициента, но и его знак, причем требуется примерно в 2 раза большее число шагов в случае положительного знака;

– величина параметра α существенно влияет на скорость сходимости, которая наиболее резко снижается при изменении α от 0 до 0,3 – 0,5, когда число требуемых итераций становится достаточно малым;

– выбирать варьируемый параметр α близким к единице нежелательно, так как при некоторых резких нелинейностях возможно возникновение эффекта «перерегулирования», когда происходит не компенсация нелинейности, а, наоборот, ее обострение, поэтому наилучшим и следует признать значения параметра в пределах от 0,5 до 0,7;

– в случае колебательной нелинейности требуемое число шагов зависит от произведения амплитуды колебаний на параметр d , так как это произведение определяет величину изменения крутизны МХ;

– требуемое число итераций увеличивается примерно в два раза при удвоении девиации частоты и снижении в 10 раз допустимой остаточной неравномерности периода разностного сигнала;

– рассмотренный алгоритм компенсации нелинейности МХ позволяет получить остаточную неравномерность периода разностного сигнала 1% и даже менее при величине начальной неравномерности 30 – 40%.

Возможен другой вариант динамической компенсации нелинейности МХ, при котором формирование цифровых отсчетов модулирующего напряжения в точках t_j пересечения нулевого уровня СРЧ в k -м периоде модуляции $U_{\text{мод}k}(t_j)$

производится путем перестановки на временной оси аналогичных отсчетов $(k-1)$ -го периода по формулам

$$\begin{aligned} U_{\text{мод}k}(t_1) &= U_{\text{мод}k-1}(t_1), \\ U_{\text{мод}k}((j-1)T_{\text{ср}}) &= U_{\text{мод}k-1}(t_j), \quad j = 2, 3, \dots, N, \end{aligned} \quad (86)$$

а в промежуточных точках периода модуляции с помощью интерполяции.

В целом результаты теоретического анализа и численного моделирования рассмотренного алгоритма компенсации нелинейности МХ доказывают возможность практической реализации подобной процедуры в приборах, предназначенных для измерения малых расстояний с высокими точностью и стабильностью. Полученные результаты позволили предложить способ формирования ЧМ-сигналов для частотного дальномера, защищенный патентом РФ [28].

2.3.2. Методы учета нелинейности модуляционной характеристики при расчете расстояния

Рассмотрим возможность учета нелинейности МХ при обработке сигналов после смесителя для большого класса дальномеров, основанных на расчете расстояния по расположению характерных точек СРЧ [29 – 31]. Очевидно, что в отсутствие шумов и помех эти точки разнесены по времени на интервалы, равные мгновенному полупериоду СРЧ.

В основу рассматриваемого способа обработки заложен факт непрерывного изменения мгновенных периодов СРЧ, однозначно связанных с нелинейностью МХ. Производя измерение зависимости от времени моментов появления характерных точек СРЧ внутри периода модуляции, рассчитывая по ним мгновенные периоды и анализируя их неравномерность, можно оценить нелинейность МХ и учесть ее при расчете расстояния.

Возможны два варианта учета нелинейности.

Метод полиномиальной аппроксимации зависимости разностной частоты от времени. В этом методе используются свойства фазы СРЧ. Расчет основан на том, что при неизменном измеряемом расстоянии R , любых внешних условиях и любой нелинейности МХ величина приращения фазы СРЧ $\Delta\varphi$ при переходе от одной характерной точки к другой (соседней), т.е. через один полупериод, равна π . При переходе через m полупериодов величина приращения фазы СРЧ

$$\Delta\varphi = 2\pi\Delta f_m t_3 = 2\pi t \Delta f_1 t_3 = m\pi, \quad (87)$$

где Δf_1 – диапазон перестройки частоты передатчика между двумя характерными соседними точками, обеспечивающий изменение фазы на π ; Δf_m – диапазон перестройки частоты передатчика между двумя характерными, следующими подряд, m точками.

Отсюда получим расчетную формулу для вычисления расстояния:

$$R = cm / (4\Delta f_m) = c / (4\Delta f_1). \quad (88)$$

Значения Δf_m или Δf_1 определяются путем аппроксимации зависимости частоты излучаемого сигнала от времени некоторой функцией на основе измеренной зависимости от времени моментов появления характерных точек СРЧ внутри периода модуляции. В частности, можно получить решение в законченном виде при аппроксимации этой зависимости полиномом степени n :

$$f(t) = \sum_{i=0}^n a_i t^i, \quad (89)$$

где $(n+1)$ – число характерных точек сигнала разностной частоты внутри периода модуляции, используемое при расчете; a_i – постоянные коэффициенты.

Если в эту формулу подставить моменты t_i появления $n+1$ характерных точек и выразить частоты излучаемого сигнала, соответствующие этим моментам, через частоту, соответствующую первой точке F_1 , и шаг по частоте между соседними точками Δf_1 (или несколькими смежными точками Δf_m), то получим $n+1$ уравнений для $n+3$ неизвестных величин. Еще два необходимых уравнения получим, введя в схему измерителя 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 [32, 33]. В итоге получим систему уравнений, которая в матричной форме имеет вид

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 & -t_0 & \dots & -t_0^n \\ 1 & m_1 & -1 & -t_{m_1} & \dots & -t_{m_1}^n \\ 1 & m_2 & -1 & -t_{2m_2} & \dots & -t_{2m_2}^n \\ 1 & m_3 & -1 & -t_{3m_3} & \dots & -t_{3m_3}^n \\ & & & & \ddots & \\ 1 & m_n & -1 & -t_{nm} & \dots & -t_{nm}^n \\ 0 & 0 & 1 & t_H & \dots & t_H^n \\ 0 & 0 & 1 & t_B & \dots & t_B^n \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} F_1 \\ \Delta f_1 \\ a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ F_H \\ F_B \end{pmatrix}, \quad (90)$$

где $m_1 \dots m_n$ – номера используемых при расчете характерных точек; t_H и t_B – моменты совпадения излучаемой и соответствующей эталонной частоты.

Из этой системы уравнений найдем

$$\Delta f_1 = \frac{A_{n+3,2}(F_B - F_H)}{\Delta}, \quad (91)$$

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

Как видим, для определения нужной величины Δf_1 даже не требуется находить все коэффициенты системы уравнений (90). После нахождения Δf_1 производится вычисление расстояния по формуле (88).

Метод интерполяции положения крайних нулей сигнала разностной частоты основан на подсчете целого числа k полупериодов СРЧ, уложившихся внутри интервала анализа, соответствующего заданной девиации частоты передатчика ΔF (например между двумя, упомянутыми выше, эталонными частотами) и оценке оставшейся дробной части полупериода x , уместившейся в оставшейся части интервала анализа. В [13] такая оценка дается на основе линейной экстраполяции искомой величины по соотношению с соседним крайним периодом СРЧ. Затем производится расчет расстояния по формуле

$$R = c(k+x) / (2\Delta F). \quad (92)$$

Сумму целого числа полупериодов СРЧ и дополнительной поправки можно вычислять путем оценки дробной части полупериода x по выражению

$$x = 1 - x_1 + x_2, \quad (93)$$

где x_1 и x_2 – нормированные положения граничных точек интервала анализа относительно левых границ соответствующих полупериодов СРЧ.

Очевидно, что лучший результат можно обеспечить вычислением дробной части полупериода с помощью интерполяции измеренной зависимости от времени моментов появления характерных точек СРЧ на начальном и конечном участках периода модуляции. При этом используются временные положения двух импульсных сигналов, полученных в моменты совпадения излучаемой и эталонных частот, задающих границы интервала анализа. При указанных измерениях ЧМ осуществляется таким образом, что за границами интервала анализа СРЧ, но внутри периода модуляции имеется не менее одной характерной точки сигнала разностной частоты с каждой стороны.

Рассмотренные методы учета нелинейности МХ передатчика позволили предложить способ измерения расстояния, защищенный патентом РФ [34].

Приборы высокой точности. Наиболее кардинальным, но и наиболее сложным способом борьбы с нелинейностью МХ, является способ цифрового синтеза частоты зондирующего сигнала [35 – 38]. Как правило, в этом случае приходится совмещать каким-либо образом два синтезатора, один из которых формирует точную сетку частот на сравнительно невысокой несущей частоте и выполняется на основе прямого вычислительного синтезатора [37], а второй на основе ФАПЧ обеспечивает перенос сформированного сигнала на высокую частоту. Этот метод позволяет сформировать любой необходимый закон изменения частоты зондирующего сигнала, задавая с управляющего процессора необходимую последовательность управляющих кодов. В частности, можно обеспечить такое управление частотой, при котором будет обеспечен режим «сшивания» фазы [23, 33, 39 – 43].

Важной особенностью такого метода формирования зондирующего сигнала является дискретный характер изменения частоты, что хорошо согласуется со спектральным методом обработки СРЧ на основе ДПФ.

Применение методов вычисления расстояния, основанных на обработке нулей СРЧ требует дополнительных операций по интерполяции СРЧ между двумя точками, соответствующими цифровым отсчетам сигнала разной полярности. Однако здесь теряется основное преимущество методов, основанных на обработке нулей СРЧ, выражающееся в отсутствии АЦП, необходимости запоминания большого числа сигнала и обработки цифровых отсчетов. В этом случае более приемлемым вариантом дополнительной обработки СРЧ явля-

ется его узкополосная аналоговая фильтрация для превращения в непрерывный сигнал, а затем усиление с ограничением для выделения нулей СРЧ.

В прецизионной ближней частотной радиолокации к синтезатору частоты предъявляются очень высокие требования. Необходимо обеспечить ступенчатое изменение частоты синтезируемого сигнала с длительностью одной ступеньки не более 10 мкс, общим количеством ступеней не менее 500 и полным диапазоном перестройки частоты не менее 500 МГц. Существующая в настоящее время элементная база не позволяет осуществлять синтез с такими характеристиками непосредственно на несущей частоте, которая может достигать от 6 до нескольких десятков гигагерц. В настоящее время коммерчески доступные опорные генераторы, делители частоты, вычислительные синтезаторы, генераторы, управляемые напряжением, и контуры ФАПЧ позволяют выполнять такой синтез до частот порядка 3 ГГц. Для получения необходимой несущей частоты приходится выполнять синтез на пониженной частоте и перенос на высокую частоту с помощью дополнительного генератора [35, 44] или умножение частоты с помощью варакторных умножителей [45].

Значительным достижением цифровых методов формирования частоты можно считать появление микросхем прямого цифрового синтеза (DDS) [46], позволяющих автономно без непрерывного внешнего управления изменять частоту по линейному закону в заданных пределах и с заданным количеством ступеней. Использование такого синтезатора в качестве опорного генератора для традиционного синтезатора частоты на основе контура ФАПЧ с делителем с переменным коэффициентом деления [38] позволяет сравнительно просто решить задачу линейной перестройки частоты непосредственно на заданной несущей частоте вплоть до 12 ГГц и выше.

При этом обработке подвергаются взвешенные отсчеты СРЧ, полученные всегда в одних и тех же точках оси времени внутри каждого периода повторения закона ЧМ на восходящей или нисходящей ветви с шагом T_d . Для реализации этого метода не требуется непрерывное плавное изменение частоты излучаемого сигнала. Достаточно производить излучение сигнала при нескольких заранее фиксированных значениях частоты. Однако требование линейности изменения частоты остается. В итоге приходят к так называемому методу ступенчатой частотной модуля-

ции непрерывного сигнала (зарубежная аббревиатура FSCW [32, 47 – 53]):

$$\omega_{\text{мод}}(t) = \delta_{\omega} \sum_{k=1}^K 1(t - kT_{\text{д}}), \quad (94)$$

где $1(t)$ – единичная ступенчатая функция [20];

δ_{ω} – минимальный шаг частотной перестройки.

Очевидно, что при этом девиация частоты

$$\Delta\omega = K\delta_{\omega}. \quad (95)$$

Такой режим работы частотного дальномера хорошо согласуется с особенностями цифровых синтезаторов частоты [37, 38], позволяющих получить ступенчатое изменение частоты с постоянным шагом δ_{ω} . При этом можно практически ставить вопрос об оптимизации параметров ЧМ для достижения минимальной погрешности измерения. Очевидно, что в процессе измерений можно легко изменять несущую частоту F_0 и величину девиации частоты ΔF при сохранении линейного характера перестройки частоты.

Выводы

Для всех рассмотренных методов обработки СРЧ шумовая составляющая погрешности измерения расстояния, вызванная белым нормальным шумом, практически не зависит от измеряемого расстояния. Причем на очень малых расстояниях методическая погрешность становится больше шумовой. Наличие шумов не исключает возможности адаптации параметров обработки СРЧ или параметров модуляции, однако при этом погрешность намного больше, чем в беспомеховой обстановке.

Нелинейность МХ приводит к значительному увеличению погрешности измерения расстояния, причем наиболее существенное влияние наблюдается при быстрых колебательных искажениях МХ. Игнорировать это влияние можно только в приборах малой точности. Повышение точности измерения расстояния возможно с помощью компенсации нелинейности МХ, с помощью введения предискажений в модулирующее напряжение или с помощью оценки нелинейности и ее учета при расчете расстояния. Наиболее кардинальным способом повышения точности измерения расстояния при нелинейной МХ является использование цифрового синтеза частоты при ЧМ.

Литература

1. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Смольский С.М., Шахтарин Б.И. Методическая погрешность измерения расстояния и ее минимизация в прецизионных промышленных системах ближней частотной радиолокации. – Успехи современной радиоэлектроники, 2008, № 2, с. 3-23.
2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В 3-х кн. Кн. 1. Изд. 2-е, перераб. – М.: Сов. радио, 1974.
3. Тихонов В.И. Выбросы случайных процессов. – М.: Наука, 1970.
4. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1991.
5. Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. и др. Радиотехнические системы. – М.: Высш. школа, 1990.
6. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983.
7. Езерский В.В., Баранов И.В. Оптимизация весового метода сглаживания погрешности дискретности на основе частотного дальномера. – Измерительная техника, 2004, № 12, с. 19-23.
8. Ezerskii, V.V. and Baranov, I.V. Optimization of weighting methods of smoothing the discreteness error of distance sensors based on a frequency rangefinder. – Measurement techniques, 2004, vol. 47, no. 12, pp. 1160-1167.
9. Езерский В.В., Паршин В.С. Оценка средней частоты заполнения радиоимпульса, принимаемого на фоне нормального шума. – Научный вестник МГТУ ГА. Сер. Радиофизика и радиотехника. – М.: 2005, № 87(5), с. 5-14.
10. Езерский В.В., Давыдовкин В.М. Оптимизация весовых функций при спектральной обработке сигналов частотного дальномера. – Физика и технические приложения волновых процессов: Тезисы докладов III Международной научно-технической конференции. – Волгоград, НП ИПД «Авторское перо», 2004.
11. Давыдовкин В.М., Езерский В.В. Минимизация погрешности измерения расстояния при цифровой обработке сигналов в ближней частотной радиолокации. – Цифровая обработка сигналов, 2005, № 3, с. 22-27.
12. Давыдовкин В.М., Езерский В.В. Минимизация погрешности измерения расстояния в ближней частотной радиолокации // Материалы 2-го международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ – 2005. – Харьков, 2005, с. 266-269.
13. Komarov, I.V. and Smolskiy, S.M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. – Artech House Publishers; Norwood, MA, 2003.
14. Езерский В.В., Баранов И.В. Математическая модель модуляционной характеристики частотно-модулированного СВЧ-генератора. – Физика и технические приложения волновых процессов. – Доклады V Международной НТК. – Самара, 11-17 сентября 2006.
15. Кочемасов В.Н., Белов Л.А., Оконеишников В.С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио и связь, 1983.
16. Верецагин Е.М., Никитенко Ю.Г. Частотная и фазовая модуляция в технике связи. – М.: Связь, 1974.

17. Свентковский Р.А. Сверхразрешение сигналов: возможности, ограничения, неавторегрессионный подход. – Радиотехника и электроника, 1998, т. 43, № 3, с. 288-292.
18. Вучков И., Бояджеева Л., Солаков Е. Прикладной линейный регрессионный анализ. – М.: Финансы и статистика, 1987.
19. Дьяконов В.П. Применение персональных ЭВМ и программирование на языке бейсик. – М.: Радио и связь, 1989.
20. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1970.
21. Виницкий А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. – М.: Сов. радио, 1961.
22. Patent 5387918 USA, Int. Cl. G01S 13/32. Method and an arrangement for measuring distances using the reflected beam principle / W. Wiesbeck, J. Kehrbeck, E. Heidrich. №956882. Filed . Apr. 15, 1992. Date of patent – Feb. 7, 1995.
23. Patent 5546088 USA, Int. Cl. G01S 13/18. High-precision radar range finder / G. Trummer, R. Korber. №317680; Filed – Oct. 5, 1994; Date of patent – Aug. 13, 1996.
24. Oreans, L. and Heide, P. Neuartigez radar-fullstandmessgerat auf basis von 24-GHz-technologie. – Technisches Messen 67, 2000, no. 5, pp. 214-219.
25. Bruimbi, D. Low power FMCW radar system for level gauging. – 2000 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, 2000, vol. 3, pp. 1559-1562.
26. Езерский В.В., Баранов И.В., Болонин В.А. Компенсация нелинейности модуляционной характеристики ЧМ-дальномеров на основе анализа принятого сигнала. – Сб. докладов международной конференции «Датчики и системы». – СПб., 2002, т. 1, с. 218-222.
27. Езерский В.В., Болонин В.А., Баранов И.В. Алгоритм компенсации нелинейности модуляционной характеристики ЧМ-дальномеров. – Вестник РГРТА. Рязань, РГРТА, 2002, вып. 10, с. 38-42.
28. Патент 2234716 РФ, МКИ G01 S 13/34. Способ формирования зондирующего частотно-модулированного сигнала для дальномера с периодической частотной модуляцией / Б.А. Атаянц, И.В. Баранов, В.А. Болонин и др., № 2003105992/09, Заявл. 04.03.2003. Оpubл. 20.08.2004. Бюл. № 23.
29. Езерский В. В., Болонин В.А., Баранов И.В. и др. Обработка сигналов датчика расстояния на основе частотного дальномера с учетом нелинейности модуляционной характеристики передатчика. – Материалы конференции «Датчики и преобразователи информации систем измерения, контроля и управления». – М.: МГИЭМ, 2003, с.101-103.
30. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Болонин В.А. и др. Учет нелинейности модуляционной характеристики передатчика при измерении расстояния широкополосным частотно-модулированным радиолокатором. – Сб. докл. Всероссийской научной конференции «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике». – Муром, Ми ВлГУ, 2003.
31. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Болонин В.А. и др. Влияние нелинейности модуляционной характеристики передатчика на измерение дальности ближней радиолокации. – Информационно-измерительные и управляющие системы, 2003, т. 1, № 2-3, с. 50-56.
32. Езерский В.В., Кагаленко Б.В., Болонин В.А. Адаптивный частотно-модулированный уровеньмер. Анализ составляющих погрешности измерения. – Датчики и системы, 2002, № 7.
33. Пат. РФ № 2151408. МКИ G01S 13/34. Радиолокационный дальномер / Б.А. Атаянц, В.А. Болонин, В.В. Езерский и др. Оpubл. 20.06.2000. Бюл. № 17.
34. Патент 2234108 РФ, МКИ G01 S 13/34. Способ измерения расстояния (варианты) / Б.А. Атаянц, В.В. Езерский, И.В. Баранов и др., № 2002133946/09. Заявл. 18.12.2002. Оpubл. 10.08.2004. Бюл. № 22.
35. Патент 2126145 РФ, МКИ G01F 23/284. Уровнемер / С.А. Либерман, В.Л. Костромин, С.А. Новиков и др., № 97114261/28. Заявл. 20.08.97. Оpubл. 10.02.99. Бюл. № 4.
36. Patent 6107957 USA, Int. Cl. G01S 13/26. Radar level gauge / Cramer S., Glufh R., Schake T., Richter B.E. (Germany), № 09/150,673; Filed – Jun. 26, 1998; Date of Patent – Aug. 22, 2000.
37. Атаянц Б.А., Давыдовкин В.М., Езерский В.В., Нагорный Д.Я. ЧМ-радиодальномер с адаптивным цифровым формированием зондирующего сигнала. – Труды Российского НТО РЭС им. Попова. Сер. Цифровая обработка сигналов и ее применение. – 6-я Международная конференция, вып. VI – 2, Москва, 2004, с. 26-28.
38. Езерский В.В., Давыдовкин В.М., Нагорный Д.Я. СВЧ-синтезатор частот с высоколинейной широкополосной частотной модуляцией. – Тезисы докладов и сообщений II между народной научно технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов». – Самара, 2003, с. 164.
39. Езерский В.В. Задача оптимизации управления модулирующим напряжением частотно-модулированного дальномера. – Вестник РГРТА, 2003, вып. 12, с.44-49.
40. Езерский В.В. Анализ методической погрешности дальномера с адаптивной частотной модуляцией для систем ближней радиолокации. – Вестник РГРТА. – Рязань, 2004, вып. 15, с. 40-45.
41. Езерский В.В., Болонин В.А. Оценка погрешности измерения ЧМ-уровнемера с адаптивной модуляцией. – Радиоэлектронные системы и устройства: Межвуз. сб. РГРТА. – Рязань, 1999.
42. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Кагаленко Б.В., Болонин В.А. Адаптивный частотно-модулированный уровеньмер. – Докл. VI Международной НТК «Радиолокация, навигация, связь». Т. 3. – Воронеж, 2000.
43. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Болонин В.А., Кагаленко Б.В. Бесконтактный радиоволновый датчик расстояния повышенной точности и стабильности: Тезисы докл. XIII НТК «Датчики и преобразователи информации систем измерения, контроля и управления». – Гурзуф, 2001, с. 246-247.
44. Patent 5387918 USA, Int. Cl. G01S 13/32. Method and an arrangement for measuring distances using the reflected beam principle / W. Wiesbeck, J. Kehrbeck, E. Heidrich. №956882. Filed . Apr. 15, 1992. Date of patent – Feb. 7, 1995.
45. Белов Л.А. Формирование стабильных частот и сигналов. – М.: Издательский центр «Академия», 2005.
46. www.analog.com/dds
47. Woods, G.S., Maskell, D.L. and Mahoney, M.V. A high accuracy microwave ranging system for industrial applications. – IEEE Transactions on instrumentation and measurement. – August 1993, vol. 42, no. 4.
48. Bialkovski, M.E. and Stuchly, S.S. A study into a microwave liquid level gauging system incorporating a surface waveguide as the transmission medium. – Singapore ICCS'94. Conference Proceedings, 1994, vol. 3, p. 939.

49. Patent 5504490 USA, Int. Cl. G01S 13/08. Radar method and device for the measurement of distance / *J.-C. Brendle, P. Cornic, P. Crenn*. №414594; Filed – Mar. 31, 1995; Date of patent – Apr. 2, 1996.
50. Patent 5546088 USA, Int. Cl. G01S 13/18. High-precision radar range finder / *G. Trummer, R. Korber*. №317680; Filed – Oct. 5, 1994; Date of patent – Aug. 13, 1996.
51. *Weib, M. and Knochel, R.* Novel methods of measuring impurity levels in liquid tanks. – IEEE MTT-S International microwave symposium digest, 1997, vol. 3, pp. 1651-1654.
52. *Weib, M. and Knochel, R.* A highly accurate multi-target microwave ranging system for measuring liquid levels in tanks. – IEEE MTT-S International microwave symposium digest, 1997, vol. 3, pp. 1103-1112.
53. Patent 6107957 USA, Int. Cl. G01S 13/26. Radar level gauge / *Cramer S., Glufh R., Schake T., Richter B.E.* (Germany). №09/150,673; Filed – Jun. 26, 1998; Date of Patent – Aug. 22, 2000.

Поступила 22 марта 2007 г.

Noise and Transmitter Modulation Curve Non-Linearity in the Precision Industrial Short-Range FM Radar

B.A. Atayants, V.V. Ezerskii, S.M. Smolskiy and B.I. Shakhtarin

Operation peculiarities of the precision FM range-finders on noise background at transmitter non-linear modulation curve (MC) are considered. The evaluation of noise component of the measurement error is fulfilled for small and ultra-small range in devices intended for industrial systems of automatic technological control. The analysis has been carried out for radar devices of small, medium and high measurement accuracy with various complexity extent.

Analytical equations for distance measurement error are given for devices of second and third group with presence of the white normal noise at receiver input. These equations take into consideration in the general case the noise correlation at output of pre-processing device assuming that frequency response is closed to Gaussian form. Effects typical for each above-mentioned group of devices are discussed and some practical recommendations are offered. The detailed quantity estimations of the errors occurred are fulfilled. The possibility of error minimization at noise presence is given allowing the essential increasing of measurement accuracy.

The analysis of measurement accuracy degradation at non-linear MC is performed for simple devices of small accuracy. MC mathematical model is suggested and the method for this model parameter estimation on the basis of measured static characteristic is discussed. Formulas for quantitative evaluation of the error occurred at known MC non-linearity parameters are described, which allow the receiving of these parameters legitimate values for given error level of range measuring.

Methods of error decreasing caused by MC non-linearity are considered. The non-linearity compensation by means of adaptive pre-distortion introduction in modulating voltage is the promising solution together with non-linearity consideration at distance calculation for medium accuracy devices and full elimination of non-linearity influence in high accuracy devices.

For non-linearity compensation two methods are recommended. The first one is based on static MC measurement in the calibration mode and compensating voltage formation on this basis. The second one, which is more promising, is based on the continuous dynamic evaluation of irregularity degree of difference frequency signal in the modulation period and the formation of compensating voltage ensuring the admissible irregularity.

The practical possibilities of formation the signal with linear frequency modulation with the help of digital frequency synthesis.

Атаянц Борис Аванесович (1940 г. р.) – канд. техн. наук, генеральный директор ООО “Предприятие Контакт-1”.

Область научных интересов: проектирование и разработка частотно-модулированных уровнемеров на основе радиодальномеров ближней радиолокации, емкостных уровнемеров, систем распознавания образов.

Езерский Виктор Витольдович (1947 г. р.) – докт. техн. наук, проф. кафедры радиоуправления и связи РГРТУ (Рязанский государственный радиотехнический университет).

Область научных интересов: системы ближней радиолокации, ЧМ-радиолокаторы с непрерывным излучением, цифровая обработка сигналов.

Смольский Сергей Михайлович (1946 г. р.) – докт. техн. наук, проф. кафедры Радиоприемных устройств Московского энергетического института (технического университета), зам. директора Института радиотехники и электроники МЭИ.

Область научных интересов: радиотехнические устройства приема и обработки сигналов, автоколебательные системы и автодины, цифровая и нелинейная фильтрация, системы ближней радиолокации, ЧМ-радиолокаторы с непрерывным излучением, широкополосные цифровые радиоприемники.

Шахтарин Борис Ильич (1933 г. р.) – докт. техн. наук, проф. МГТУ им. Н.Э. Баумана.

Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, спектральное оценивание, цифровые системы синхронизации.