

УДК 621.396.96

В.М. Давыдочкин**ВЛИЯНИЕ “ВИРТУАЛЬНЫХ ПОМЕХ” НА ПОГРЕШНОСТЬ ОЦЕНКИ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ ЧАСТОТНОГО УРОВНЕМЕРА**

Рассматривается погрешность измерения разностной частоты частотного уровнемера, вызванная влиянием комбинационных помех и попутного потока волн, отражённых от неоднородностей антенно-волноводного тракта. Определены требования к выполнению антенно-волноводных трактов и приёмно-передающих модулей, отвечающих условию минимизации указанной составляющей погрешности измерений. Предложен метод уменьшения погрешности заданием параметров адаптируемых весовых функций при обработке сигнала разностной частоты.

Введение. В настоящее время в промышленности всё более широкое применение находят высокоточные измерители уровня заполнения технологических резервуаров, выполненные на основе радиодальномеров с непрерывным излучением и частотной модуляцией (ЧМ) зондирующего сигнала. Погрешность измерения таких уровнемеров практически полностью определяется погрешностью измерения разностной частоты сигнала биений.

Известно, что наиболее существенным препятствием получения высокой точности измерений являются многочисленные эхо-сигналы, не связанные с зондируемой поверхностью, а вызванные отражениями от конструктивных элементов резервуаров и неоднородностей антенно-волноводного тракта (АВТ). Отражения от неоднородностей АВТ существуют всегда из-за невозможности обеспечить согласование антенны и устройств герметизации волноводного тракта в широкой полосе частот. Эти отражения приводят к образованию попутного потока волн (ППВ), который образует в разностном сигнале компоненты с частотами, близкими к частоте полезного сигнала. Кроме того, с течением времени на антенне происходит осаждение материала зондируемой среды и конденсата влаги, что обычно приводит к ухудшению ранее достигнутого уровня согласования. Причём толщина слоя осадков изменяется с течением времени, а их свойства зависят от температуры и влажности окружающей среды. Считается, что сигналы, отражённые от неоднородностей антенно-волноводного тракта, искажают результаты измерения только на очень малых расстояниях от антенны и от них легко избавиться, поставив после смесителя фильтр высоких частот (ФВЧ) и выбрав соответствующим образом граничную

частоту фильтра. Такие решения часто встречаются во многих патентах и реальных уровнемерах. Однако для высокоточных измерителей уровня это предположение неверно, а внимательное рассмотрение процессов, происходящих в уровнемере, показывает, что отражения от неоднородностей АВТ искажают результаты измерения на любой дальности и от них невозможно избавиться простой фильтрацией [1, 2, 3]

Широко известно явление возникновения комбинационных частот при прохождении сигнала через нелинейные электрические цепи [4, 5.]. Однако традиционно, как при анализе погрешностей уровнемера, так и при разработке алгоритмов обработки сигналов [6, 7, 8, 9] влияние M мешающих сигналов на результат оценки разностной частоты сигнала на выходе смесителя u_p рассматривается как сумма отдельных сигналов разностной частоты (СРЧ), порождённых каждым из отражателей:

$$u_p = U_n \cos [\omega(t)t_{zn} - \varphi_n] + \sum_{i=1}^M U_i \cos [\omega(t)t_{zi} - \varphi_i] + \eta(t), \quad (1)$$

где индекс “ n ” означает полезный отражатель; U_i - амплитуда соответствующего СРЧ; $\eta(t)$ - шум.

При таком представлении пренебрегают результатами биений на выходе смесителя между отражёнными сигналами и учитывают только результаты их взаимодействия с сигналом гетеродина, считая, что первые значительно меньше последних.

Цель настоящей работы. Оценка степени искажения сигналов из-за неоднородностей АВТ и характеристик смесителя, влияния этих искажений на дополнительную погрешность и нахо-

ждение способов снижения искажений сигнала и способов снижения негативного влияния искажений.

Математическая модель сигнала частотного уровня с учётом “виртуальных помех”. В общем случае на вход смесителя приёмника дальногомера с ЧМ поступает большое количество волн, отражённых от неоднородностей АВТ и конструктивных элементов резервуара, и многократно переотражённые волны. Учитывая, что амплитуда многократно отражённых волн быстро убывает с увеличением количества последовательных переотражений, можно не принимать во внимание волны, которые претерпевают более двух переотражений. В таком случае можно считать, что зондируемый объект облучается генерируемой волной и попутным потоком $0,5M(M-1)$ волн, возникающими за счёт однократных переотражений от M неоднородностей АВТ. На смеситель приёмника частотного дальногомера поступают: часть генерируемого сигнала, являющегося гетеродинным $u_c(t)$; сигнал $u_c(t)$, отражённый от зондируемого объекта, содержащий основную волну, и попутный поток из группы $0,5M(M-1)$ волн; группа сигналов $u_a(t) = \sum_{i=1}^M u_i(t)$, отражённых от M неоднородностей АВТ с частотно-зависимыми коэффициентами отражения $\Gamma_i(\omega)$.

Для получения аналитических соотношений рассмотрим вначале влияние одиночной помехи на погрешность оценки частоты при преобразовании сигналов в балансном смесителе [10], а затем определим возможность использования выражения (1) для анализа влияния множества сигналов, поступающих на вход смесителя.

При анализе балансного смесителя будем считать, что на одно из его плеч поступает результирующий сигнал

$$u_1(t) = U_c \cos \varphi_c(t) + U_c \cos(\varphi_c(t) + \varphi_{c0}) + U_n \cos(\varphi_n(t) + \varphi_{n0}),$$

а на второе плечо

$$u_2(t) = -kU_c \cos \varphi_c(t) + U_c \cos(\varphi_c(t) + \varphi_{c0}) + U_n \cos(\varphi_n(t) + \varphi_{n0}), \quad (2)$$

где $0 < k \leq 1$ - коэффициент, введённый для учёта асимметрии смесителя.

Результирующий ток балансного смесителя пропорционален разности напряжений на его плечах [10].

В общем случае сигнал гетеродина также может содержать ряд слагаемых, возникающих за счёт переотражений между несогласованным

со стороны гетеродина входом смесителя и выходом схемы выделения гетеродинного сигнала. Учитывая, что слагаемые гетеродинного сигнала в выражении (2) можно рассматривать как помеху, выполняемые ниже преобразования будут справедливы и при наличии в гетеродинном сигнале дополнительного слагаемого.

Известно, что во многих случаях анализ процессов преобразования сигналов различными цепями упрощается, если вместо исходного вещественного сигнала, представленного суммой нескольких слагаемых, использовать его представление сигнала с огибающей и мгновенной частотой. [5, 11]. Основываясь на принципах формирования СРЧ [12] с ограниченным диапазоном модуляции, для описания процессов преобразования результирующего сигнала и получения огибающих результирующего сигнала используем преобразование Гильберта для непрерывных сигналов с неограниченным интервалом [13].

$$U_{1M}(t) = U_c \sqrt{1 + a_c^2 + a_n^2} \sqrt{1 + A_1(t)},$$

$$U_{2M}(t) = U_c \sqrt{k^2 + a_c^2 + a_n^2} \sqrt{1 - A_2(t)},$$

где

$$A_1(t) = \frac{2}{1 + a_c^2 + a_n^2} \{ a_c \cos[\varphi_c(t) - \varphi_c(t) - \varphi_{c0}] + a_n \cos[\varphi_n(t) - \varphi_n(t) - \varphi_{n0}] + a_n a_c \cos[\varphi_n(t) - \varphi_c(t) + \varphi_{n0} - \varphi_{c0}] \},$$

$$A_2(t) = -\frac{2}{k^2 + a_c^2 + a_n^2} \{ k a_c \cos[\varphi_c(t) - \varphi_c(t) - \varphi_{c0}] + k a_n \cos[\varphi_n(t) - \varphi_n(t) - \varphi_{n0}] - a_n a_c \cos[\varphi_n(t) - \varphi_c(t) + \varphi_{n0} - \varphi_{c0}] \},$$

$$a_c = \frac{U_c}{U_c}, \quad a_n = \frac{U_n}{U_c}.$$

Будем считать, что амплитуда гетеродинного сигнала U_c позволяет использовать кусочно-линейную аппроксимацию вольтамперной характеристики (ВАХ) нелинейных элементов смесителя с крутизной линейной части вольт-амперной характеристики G_s и напряжением отсечки U_1 , которое в общем случае является термозависимым [10].

При гармоническом возбуждении ток $i(u(t))$ приобретает форму косинусоидальных импульсов длительностью $2\Theta(t)$ [5] с углом отсечки $\Theta(t) = \arccos[U_1 - U_0]/U_M(t)$, амплитудой тока $I_M = G_s U_M(t) [1 - \cos \Theta(t)]$, нулевой составляющей

$$I_0(t) = G_s U_M(t) \left[\sin \arccos \frac{U_1 - U_0}{U_M(t)} - \frac{U_1 - U_0}{U_M(t)} \arccos \frac{U_1 - U_0}{U_M(t)} \right] \quad (3)$$

и множеством высших гармонических слагаемых $n\omega(t)$, которые при принятых выше допущениях отфильтровываются.

В приведённых выражениях U_0 - напряжение смещения, $U_M(t)$ - амплитуда высокочастотного напряжения.

Будем считать, что нагрузкой смесителя является идеальный преобразователь тока с входным сопротивлением $z_n = 0$.

Разложение выражения (3) в ряд Тейлора по $A(t)$ с сохранением четырёх слагаемых ряда позволяет представить нулевую составляющую тока балансного преобразователя в виде

$$I_0(t) = G_s U_c \sqrt{\Sigma} \left\{ \sum_{i=1}^{18} C_i(t) + \sin \arccos B - B \arccos B - \sin \arccos D + D \arccos D + \frac{3B_3 a_c^2 a_n^2}{2\Sigma^3} \left(1 - \frac{k^2 D_3}{E^5 B_3} \right) + \frac{(a_c^2 + a_n^2) \left(\frac{D_2 k^2}{E^3} - B_2 \right) + a_c^2 a_n^2 \left(\frac{D_2}{E^3} - B_2 \right)}{2\Sigma^2} \right\}, \quad (4)$$

где $C_1(t) = \cos[\tau_c \omega(t) - \varphi_c] \cdot \frac{a_c}{\Sigma} \times$

$$\times \left\{ B_1 \left(1 + \frac{kD_1}{EB_1} \right) - \frac{B_2 a_n^2}{\Sigma} \left(1 + \frac{k^2 D_2}{E^3 B_2} \right) + \frac{3B_3}{2\Sigma^2} \times \right.$$

$$\times \left. \left[\left(1 + \frac{D_3 k^3}{B_3 E^5} \right) \left(\frac{a_c^2}{2} + a_n^2 \right) + a_c^2 a_n^2 \left(1 + \frac{kD_3}{B_3 E^5} \right) \right] \right\},$$

$$C_2(t) = \cos[(\tau_c - \tau_n)\omega(t) + \varphi_n - \varphi_c] \cdot \frac{a_c a_n}{\Sigma} \times$$

$$\times \left\{ B_1 \left(1 - \frac{D_1}{B_1 E} \right) - \frac{B_2}{\Sigma} \left(1 - k^2 \frac{D_2}{B_2 E^3} \right) + \frac{3B_3}{2\Sigma^2} \times \right.$$

$$\times \left. \left[\frac{a_c^2 a_n^2}{2} \left(1 - \frac{D_3}{B_3 E^5} \right) + (a_c^2 + a_n^2) \left(1 - k^2 \frac{D_3}{B_3 E^5} \right) \right] \right\},$$

$$C_3(t) = \cos[(\tau_c + \tau_n)\omega(t) - \varphi_n - \varphi_c] \cdot \frac{a_c a_n}{\Sigma^2} \times$$

$$\times \left[B_2 \left(-1 + \frac{k^2 D_2}{E^3 B_2} \right) + (a_c^2 + a_n^2) \frac{B_3}{\Sigma} \frac{3}{4} \left(1 - \frac{k^2 D_3}{E^5 B_3} \right) \right],$$

$$C_4(t) = \cos[(\tau_c - 2\tau_n)\omega(t) + 2\varphi_n - \varphi_c] \cdot \frac{a_c a_n^2}{\Sigma^2} \times$$

$$\times \left\{ -B_2 - \frac{kD_2}{E^3} + \frac{3B_3}{4\Sigma} \left[(1 + a_c^2) + \frac{kD_3}{E^5 B_3} (k^2 + a_c^2) \right] \right\},$$

$$C_5(t) = \cos[(\tau_c + 2\tau_n)\omega(t) - 2\varphi_n - \varphi_c] \cdot \frac{B_3}{\Sigma^3} \frac{3a_c a_n^2}{4} \times$$

$$\times \left(1 + \frac{k^3 D_3}{E^5 B_3} \right), \quad C_6(t) = \frac{B_3}{\Sigma^3} \frac{3a_c a_n^3}{4} \left(1 - \frac{k^2 D_3}{E^5 B_3} \right) \times$$

$$\times \cos[(\tau_c - 3\tau_n)\omega(t) + 3\varphi_n - \varphi_c],$$

$$C_7(t) = \cos[2\tau_c \omega(t) - 2\varphi_c] \frac{a_c^2}{2\Sigma^2} \left[B_2 \left(-1 + \frac{k^2 D_2}{E^3 B_2} \right) + \right.$$

$$\left. + \frac{3B_3 a_n^2}{\Sigma} \left(1 - \frac{k^2 D_3}{E^5 B_3} \right) \right],$$

$$C_8(t) = \cos[(2\tau_c - \tau_n)\omega(t) + \varphi_n - 2\varphi_c] \frac{a_c^2 a_n}{\Sigma^2} \times$$

$$\times \left[-B_2 \left(1 + \frac{kD_2}{E^3 B_2} \right) + \frac{3B_3 (1 + a_n^2)}{4\Sigma} \left(1 + \frac{kD_3}{E^5 B_3} \right) \right],$$

$$C_9(t) = \cos[(2\tau_c + \tau_n)\omega(t) - \varphi_n - 2\varphi_c] \frac{a_c^2 a_n}{\Sigma^3} \frac{3B_3}{4} \times$$

$$\times \left(1 + \frac{k^3 D_3}{E^5 B_3} \right), \quad C_{10}(t) = \left[-B_2 + \frac{3B_3}{\Sigma} \left(1 - \frac{k^2 D_3}{E^5 B_3} \right) + \right.$$

$$\left. + \frac{D_2}{E^3} \right] \cos[(2\tau_c - 2\tau_n)\omega(t) + 2\varphi_n - 2\varphi_c] \frac{a_c^2 a_n^2}{2\Sigma^2},$$

$$C_{11}(t) = \cos[(2\tau_c - 3\tau_n)\omega(t) + 3\varphi_n - 2\varphi_c] \frac{3B_3 a_c^2 a_n^3}{2\Sigma^3} \times$$

$$\times \left(1 + \frac{kD_3}{E^5 B_3} \right),$$

$$C_{12}(t) = \cos[3\tau_c \omega(t) - 3\varphi_c] \cdot \frac{B_3}{\Sigma^3} \frac{a_c^3}{4} \times$$

$$\times \left(1 + \frac{k^3 D_3}{E^5 B_3} \right), \quad C_{13}(t) = \frac{B_3}{\Sigma^3} \frac{3a_c^3 a_n}{4} \left(1 - \frac{k^2 D_3}{E^5 B_3} \right) \times$$

$$\times \cos[(3\tau_c - \tau_n)\omega(t) + \varphi_n - 3\varphi_c],$$

$$C_{14}(t) = \frac{3B_3 a_c^3 a_n^2}{4\Sigma^3} \times$$

$$\times \cos[(3\tau_c - 2\tau_n)\omega(t) + 2\varphi_n - 3\varphi_c] \cdot \left(1 + \frac{kD_3}{E^5 B_3} \right),$$

$$C_{15}(t) = \cos[(3\tau_c - 3\tau_n)\omega(t) + 3\varphi_n - 3\varphi_c] \frac{B_3}{\Sigma^3} \frac{a_c^3 a_n^3}{4} \times$$

$$\times \left(1 - \frac{D_3}{E^5 B_3} \right),$$

$$C_{16}(t) = \cos[\tau_n \omega(t) - \varphi_n] \cdot \frac{a_n}{\Sigma} \left\{ \frac{kD_1}{E} + \right.$$

$$+ \frac{3B_3}{2\Sigma^2} \left[\left(\frac{a_n^2}{2} + a_c^2 \right) \left(1 + \frac{k^3 D_3}{E^5 B_3} \right) + a_c^2 a_n^2 \left(1 + \frac{k D_3}{E^5 B_3} \right) \right] + B_1 - \frac{B_2 a_c^2}{\Sigma} \left(1 + \frac{k D_2}{E^3 B_2} \right) \Bigg\},$$

$$C_{17}(t) = \cos[2\tau_n \omega(t) - 2\varphi_n] \frac{a_n^2}{2\Sigma^2} \times \left[-B_2 + \frac{k^2 D_2}{E^3} + \frac{3B_3 a_c^2}{\Sigma} \left(1 - \frac{k^2 D_3}{E^5 B_3} \right) \right],$$

$$C_{18}(t) = \cos[3\tau_n \omega(t) - 3\varphi_n] \cdot \frac{B_3 a_n^3}{4\Sigma^3} \left(1 + \frac{k^3 D_3}{E^5 B_3} \right),$$

$$a_c = U_c / U_\varepsilon, \quad a_n = U_n / U_\varepsilon,$$

$$B = \frac{U_1 - U_0}{U_\varepsilon \sqrt{1 + a_c^2 + a_n^2}}, \quad B_1 = \sqrt{1 - B^2},$$

$$B_2 = \frac{1 - 2B^2}{2\sqrt{1 - B^2}}, \quad B_3 = \frac{3 - 12B^2 + 8B^4}{6(\sqrt{1 - B^2})^3},$$

$$D = \frac{U_1 - U_{cm}}{U_\varepsilon \sqrt{k^2 + a_c^2 + a_n^2}}, \quad D_1 = \sqrt{1 - D^2},$$

$$D_2 = \frac{1 - 2D^2}{2\sqrt{1 - D^2}}, \quad D_3 = \frac{3 - 12D^2 + 8D^4}{6(\sqrt{1 - D^2})^3},$$

$\Sigma = 1 + a_c^2 + a_n^2$, $\Sigma_2 = k^2 + a_c^2 + a_n^2$, $E = \sqrt{\Sigma_2} / \sqrt{\Sigma}$, в которых учтено соотношение $\varphi(t) = \tau\omega(t)$.

Из полученных выражений следует, что на выходе смесителя в результате взаимодействия входных сигналов образуется сигнал, содержащий слагаемое с сомножителем $\cos[(\tau_c \omega(t) - \varphi_c)]$, несущее информацию о расстоянии до зондируемой поверхности и множество термовариабельных слагаемых $A_{nn} \cos[(\tau_c \mp n\tau_n)\omega(t)]$ значительной амплитуды с задержкой, большей задержки информационного слагаемого, и с задержкой, меньшей задержки информационной составляющей.

Составляющие $\cos[(\tau_c \omega(t) - \varphi_c)]$ и $\cos[(\tau_c \mp n\tau_n)\omega(t)]$ обычно невозможно разделить, т.к. τ_n обычно меньше разрешающей способности уровнемера. Эти составляющие выделяются в виде неразделяемой суммы $A_c \cos[(\tau_c \omega(t) - \varphi_c)] + A_{nn} \cos[(\tau_c \mp n\tau_n)\omega(t)]$. При этом низкочастотные составляющие $A_{nn} \cos[(\tau_c \mp n\tau_n)\omega(t)]$ являются “паразитными”, которые можно трактовать как появление дополнительных “виртуальных помех”, число которых значительно превышает число неоднородностей

в АВТ и ближайшем окружении антенны. Принимая такую трактовку [1, 2, 3], можно считать, что зондируемый объект окружен множеством близко расположенных к нему “виртуальных отражателей”.

Слагаемые, содержащие частоты $n\tau_c$, влияют на погрешность измерения только на очень близких расстояниях, причём если существует способ подавления слагаемых с частотами, содержащими τ_c , и с частотами, содержащими τ_n , то естественно будут подавлены слагаемые, содержащие частоты $n\tau_c$, поэтому в дальнейшем их не рассматриваем.

Особо следует отметить, что “виртуальные помехи” с задержкой, пропорциональной $2\tau_n$, проходят без подавления на выход балансного смесителя даже при идеальной симметрии (токи обоих плеч балансного смесителя складываются синфазно), в то время как “виртуальные помехи”, задержка которых пропорциональна τ_n и $3\tau_n$ полностью подавляются. Этот важный результат говорит о том, что полностью от погрешности измерения, вызванной “виртуальными помехами”, избавиться принципиально нельзя.

“Виртуальные отражатели” расположены рядом с полезным отражателем, искажают его спектр и, как следствие, приводят к погрешности измерений. Подчеркнём, что слагаемые, соответствующие “виртуальным помехам”, невозможно отфильтровать из низкочастотного сигнала после смесителя, т.к. основные лепестки их спектров обычно перекрываются основным лепестком спектра информационной составляющей.

В общем случае в АВТ возможно существование M неоднородностей. Тогда, в соответствии с приведёнными выше замечаниями, на нелинейный элемент смесителя будет действовать результирующий сигнал

$$u_1(t) = U_\varepsilon \left\{ \cos \varphi_c(t) + a_c \cos(\varphi_c(t) + \varphi_{c0}) + \sum_{i=1}^M a_{ni} \cos(\varphi_{ni}(t) + \varphi_{ni0}) + \sum_{i=1}^{0,5M(M-1)} a_{nni} \cos(\varphi_{nni}(t) + \varphi_{nni0}) \right\}, \quad (5)$$

где a_{ni} , $\varphi_{ni}(t)$, φ_{ni0} - амплитуда, переменная и постоянная части фазы i -й помехи; a_{nni} , $\varphi_{nni}(t)$, φ_{nni0} - амплитуда, переменная и постоянная части фазы i -го компонента СРЧ, порождённого ППВ.

При анализе влияния M неоднородностей АВТ учтём очевидное неравенство $|\Gamma_i(\omega)| \ll 1$. Следовательно, амплитуды комбинационных слагаемых, образованных произведением перемноженных сигналов $a_{nmi} \cdot a_{ni} \ll a_c \cdot a_{ni}$, $a_{nj} \cdot a_{ni} \ll a_{ni}$, $a_{nj} \cdot a_{ni} \ll a_{nj}$, и их влияние на погрешность измерения можно не учитывать. В таком случае

$$i(u(t)) \approx \sum_{i=1}^M i_i(u(t)) + 2 \sum_{j=1}^{0,5M(M-1)} i_j(t), \quad (6)$$

где второе слагаемое – сумма СРЧ, образованная ППВ, каждое слагаемое которого имеет вид $i_i(t) \approx G_s U_c \Gamma_{ij} \Gamma_{ji} \cos[(\tau_c + \tau_{ij})\omega(t) - \varphi_c - \varphi_{ij} - \varphi_{ji}]$, Γ_{ij} , τ_{ij} , φ_{ij} – модуль, задержка сигнала при распространении и фаза коэффициента отражения от i -й неоднородности со стороны j -й неоднородности АВТ; Γ_{ji} , τ_{ji} , φ_{ji} – модуль, задержка сигнала при распространении и фаза коэффициента отражения от j -й неоднородности со стороны i -й неоднородности АВТ.

В результате такого упрощения получаем, что каждая из неоднородностей в АВТ приводит к появлению на выходе смесителя сигнала, который описывается первой суммой выражения (6), при этом структура каждого из слагаемых этой суммы определена выражением (4). А совокупность всех неоднородностей создаёт сигналы по амплитуде, близкие к удвоенным, образованные ППВ, частоты которых больше частоты информационного слагаемого. Структура каждого из слагаемых, образованных ППВ, совпадает с i -ми слагаемыми традиционного выражения (1).

Возвращаясь к вопросу влияния слагаемых в сигнале гетеродина, возникающих за счёт перемножений, можем констатировать, что приведённое упрощение можно применить к анализу влияния отмеченных слагаемых. В этом случае получим, что эти слагаемые приводят к появлению помех с термозависимой амплитудой и фазой, спектр которых имеет множество слагаемых с частотами больше и меньше частоты информационного слагаемого. Зависимость от температуры этих слагаемых возникает из-за зависимости от температуры входного сопротивления смесителя при изменении угла отсечки как за счёт температуры, так и за счёт изменения амплитуды сигналов, действующих на нелинейный элемент.

Существенное отличие полученной математической модели сигнала частотного уровнемера от традиционной модели (1) и от более ранних исследований [1, 2, 3], в которых ВАХ аппроксимировалась квадратичной зависимостью, за-

ключается в зависимости отношений амплитуд “виртуальных помех” к амплитуде информационного слагаемого. Оказалось, что даже при неизменных отражениях от неоднородностей АВТ и стабильных параметрах генерируемого сигнала отношение $C_n(t)/C_1(t)$ амплитуд “виртуальных помех” $C_n(t)$ к амплитуде сигнала $C_1(t)$ зависит от амплитуды сигнала и от измеряемого расстояния, причём степень этой зависимости определяется уровнем мощности излучаемого сигнала и отношением напряжений $U_{отн} = [U_1 - U_0]/U_M(t)$. На рис. 1 приведены зависимости $C_4(t)/C_1(t)$ – пунктир и $C_5(t)/C_1(t)$ – сплошная линия.

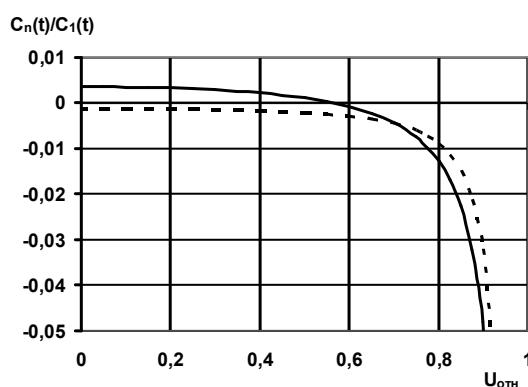


Рис. 1. Зависимость нормированной амплитуды “виртуальных помех” $C_4(t)/C_1(t)$ и $C_5(t)/C_1(t)$ от отношения $[U_1 - U_0]/U_M(t)$

Зависимости $C_n(t)/C_1(t)$ от отношения напряжений $[U_1 - U_0]/U_M(t)$ имеют две зоны. Зону слабой и зону сильной зависимости. Работа смесителя в зоне сильной зависимости от напряжения отсечки приводит к сильной температурной зависимости погрешности.

Влияние параметров АВТ и приёмно-передающих модулей на погрешность оценки разностной частоты из-за “виртуальных помех” и метод снижения погрешности. Представление нелинейных элементов смесителя безинерционными, разумеется, вносит существенные упрощения в анализ и существенные погрешности в результаты, поэтому необходимо сопоставление теоретических результатов с экспериментальными.

Полученные выражения позволяют объяснить многие зависимости погрешности оценки разностной частоты Ω , например, от температуры, которые долгое время вызывали недоумение у разработчиков. Известны теоретические зависимости погрешности измерений от уровня помех и от взаимного расположения зондируемого объекта и помех [13, 14]. Результаты этих работ

применимы к анализу погрешностей, создаваемых “виртуальными помехами”. Используя эти результаты, получаем, что если в АВТ существует одиночная неоднородность, то зависимость погрешности оценки частоты от положения неоднородности имеет осциллирующий характер с частыми осцилляциями, период которых связан со средней длиной волны излучаемого сигнала, и медленными осцилляциями, вид которых определяется применяемой весовой функцией. При определённом положении неоднородности в АВТ экстремум бокового лепестка спектра помехи совпадает с максимумом основного лепестка спектра информационной составляющей сигнала. Такое положение неоднородности не вызывает появления погрешности независимо от амплитуды и фазы отражённой волны. Аналогичные теоретическим, получены экспериментальные зависимости мгновенных значений относительной погрешности Δx оценки разностной частоты $\Delta x = \Delta\Omega T_m / 2\pi$ от относительного положения неоднородности $x = \Omega T_m / 2\pi$ в АВТ.

Здесь T_m - половина периода модуляции с симметричным треугольным законом изменения частоты зондирующего сигнала.

Одна из таких зависимостей приведена на рис. 2.

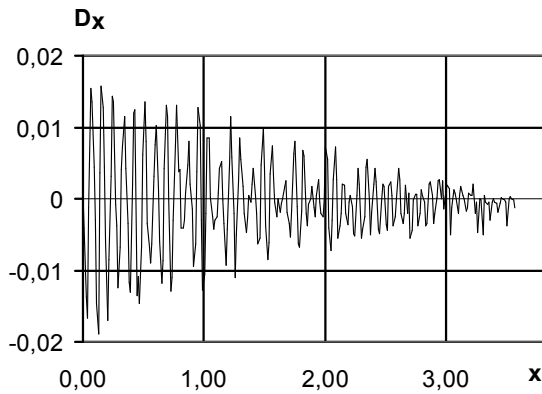


Рис. 2. Зависимость нормированной погрешности измерения разностной частоты от относительного положения неоднородности в АВТ. Излучаемая мощность - 20 мвт

Экспериментальные зависимости подтверждают наличие положения неоднородности в АВТ, когда погрешность оценки частоты из-за “виртуальных помех” близка к нулю.

Полученные теоретические результаты, подтверждённые экспериментальными, позволяют предложить для снижения погрешности из-за отражения от устройства герметизации АВТ достаточно простое техническое решение. Используя выражение (5) и результаты цитированных работ [13, 14], получаем, что уменьшение

величины погрешности, вызванной влиянием “виртуальных помех” и попутного потока волн из-за неоднородности в АВТ, возможно при выборе электрической длины линии от сигнального входа смесителя до указанной неоднородности, равной

$$L = bv\pi/\Delta\omega,$$

где b - нормированная частота экстремума бокового лепестка применяемой весовой функции, v - скорость распространения электромагнитных волн, $\Delta\omega$ - используемый диапазон частотной модуляции.

Для АВТ заданной длины возможно использование адаптируемой весовой функции [15], позволяющей задавать её параметры таким образом, чтобы на заданной частоте были равны нулю спектральные плотности мешающих слагаемых и, по меньшей мере, их первые производные.

Из приведённых выражений следует, что составляющая погрешности измерений, обусловленная “виртуальными помехами” и попутным потоком волн, существенно зависит от мощности зондирующего сигнала, что подтверждают экспериментальные результаты. Зависимость мгновенных значений относительной погрешности оценки разностной частоты от относительного положения неоднородности в АВТ при уменьшенной на 10 дБ мощности зондирующего сигнала приведена на рис. 3.

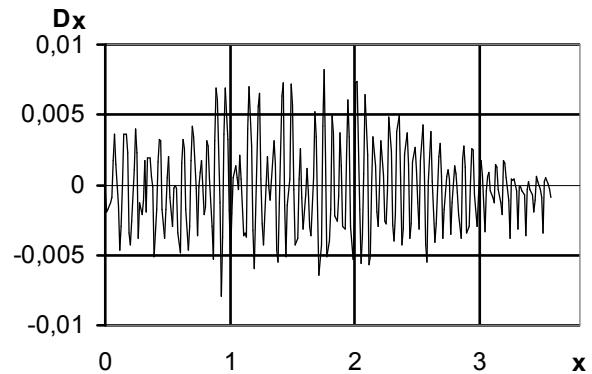


Рис. 3. Зависимость нормированной погрешности измерения разностной частоты от относительного положения неоднородности в АВТ. Излучаемая мощность - 2 мвт

Сопоставление рис. 2 и 3 подтверждает возможность снижения влияния “виртуальных помех” при уменьшении мощности излучения. Очевидно, допустимая степень снижения уровня излучаемой мощности определяется отношением сигнал/шум.

Из полученных выражений следует также, что режим работы смесительного диода с углом отсечки, равным 90^0 , обеспечивает минималь-

ную температурную зависимость погрешности измерений.

Выводы. Полученные результаты представляют как теоретический, так и практический интерес, т.к. позволяют понять причину появления одной из компонент погрешности измерения уровня заполнения резервуаров, количественно оценить её величину и предлагают практические решения, существенно снижающие погрешность измерения. При проектировании частотных уровнемеров полученные результаты позволяют определить требуемые параметры приёмно-передающих модулей и АВТ исходя из допустимой погрешности измерений.

Библиографический список

1. Атаянц Б.А., Давыдовкин В.М., Езерский В.В. Учёт влияния эффектов рассогласования антенны в частотных радиодальномерах // Антенны. 2003. № 12(79). С. 23-27.
2. Давыдовкин В.М., Езерский В.В. Виртуальные отражатели и их учёт при обработке результатов измерения частотно-модулированного уровнемера // Материалы конференции “Датчики и преобразователи информации систем измерения, контроля и управления.” М.: МГИЭМ, 2003. С 103-105.
3. Патент 2234688 РФ, МКИ G 01 F 23/28, G 01 N 27/26. Способ измерения электрофизических параметров зондируемого материала и расстояния до него (варианты), устройство для его осуществления и способ калибровки этого устройства / Б.А. Атаянц, В.М. Давыдовкин, В.В. Езерский, В.А. Пронин. № 2003101694/09; Заявл. 23.01.2003; Оpubл. 20.08.2004, Бюл. № 23.
4. Бородич С.В. Искажения и помехи в многоканальных системах радиосвязи с частотной модуляцией. М.: Связь, 1976. 256 с.
5. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
6. Езерский В.В., Паршин В.С., Баранов И.В., Гусев В.С., Багдадюлян А.А. Сравнительный анализ помехоустойчивости алгоритмов измерения дальности ЧМ дальномером в спектральной области // Вестник РГРТА. Рязань, 2004. Вып. 14.
7. Езерский В.В., Паршин В.С. Использование алгоритмов параметрического спектрального анализа при измерении дальности с помощью радиолокационных дальномеров с частотно-модулированным сигналом // Труды Российского НТО РЭС им. Попова - Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение. 7-я Международная конференция. Вып. VII-1. Москва. 2005. С. 234-238.
8. Езерский В.В., Баранов И.В., Мирошин С.В. Компьютерная модель обработки сигналов в ближней частотной радиолокации // Труды Российского НТО РЭС им. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение. 6-я Международная конференция. Вып. VII-1. Москва. 2005. С. 238-242.
9. Brumbi D. Fundamentals of Radar Technology for Level Gauging. 3-rd Revision, Krohne Messtechnik, Duisburg. 1999.
10. Микроэлектронные устройства СВЧ: Учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов / Веселов Г.И., Егоров Е.Н., Алехин Ю.Н. и др.; Под ред. Г.И.Веселова. – М.: Высш. шк., 1988. – 280 с.
11. Вайнштейн Л.А., Вакман Д.Е. Разделение частот в теории колебаний и волн. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1983. 288 с.
12. Виницкий А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. М.: Советское радио. 1961. 495 с.
13. Давыдовкин В.М. Методы снижения погрешности оценки параметров сигнала при наличии помех в ближней частотной радиолокации // Труды XII Международной научно-технической конференции «Радиолокация. Навигация. Связь». - 2006 –Т. 3. - С. 1641-1650.
14. 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.
15. Давыдовкин В.М., Давыдовкина С.В. Синтез весовых функций для спектрального анализа сигналов // Материалы международной научной конференции “Информационные технологии в современном мире” – часть 3 – Таганрог: ТРТУ, 2006. С. 29-33.