

Измерение расстояния частотно-модулированным дальномером по спектру сигнала разностной частоты с учётом частотной дисперсии в антенно-волноводном тракте

В. М. ДАВЫДОЧКИН

ООО «Контакт – 1», Рязань, Россия, e-mail: skb@kontakt-1.ru

Исследовано влияние частотной дисперсии в антенно-волноводном тракте на свойства сигнала разностной частоты при измерении расстояний в свободном пространстве. Дисперсия приводит к увеличению погрешности измерений и снижению помехоустойчивости. Показано, что одновременное влияние частотной дисперсии и паразитной амплитудной модуляции ещё больше увеличивает погрешность. Предложены и исследованы варианты преобразования Фурье, позволяющие снизить указанную погрешность, и приведены количественные оценки достигнутого результата.

Ключевые слова: частотно-модулированный дальномер, частотная дисперсия, искажение спектра, помехоустойчивость, адаптируемые весовые функции.

The influence of frequency dispersion in antenna-feeder tract on the properties of signals of differential frequency, when the distance is measured in free space, is investigated. The frequency dispersion leads to increasing of the measurement error and lowering of noise resistance. It is shown that simultaneous influence of the frequency dispersion and unwanted amplitude modulation ever more increases the error. The variants of Fourier transformations are proposed and investigated that allow to reduce the mentioned error. The qualitative estimates of the achieved result are given.

Key words: frequency-modulate rangefinder, frequency dispersion, spectrum distortion, noise resistance, adaptive weighing functions.

Измерение уровня заполнения резервуаров является одной из типичных задач для многих отраслей промышленности. Её можно решать множеством методов, основанных, в частности, на принципах радиолокации, например, с частотной модуляцией. Эти методы привлекают всё большее внимание из-за потенциально высокой точности измерений [1]. В сложной помеховой обстановке, а также при жёстких ограничениях на допускаемую погрешность, измерения выполняются с использованием вертикально установленного полого волновода, в который свободно поступает жидкий контролируемый продукт через перфорационные отверстия. Однако в этом случае на погрешность измерений негативно влияет зависимость скорости распространения электромагнитных волн в волноводе антенно-волноводного тракта от частоты, т. е. частотная дисперсия. Исключить указанное влияние можно различными способами, в частности, введением такого предискажения в закон частотной модуляции, которое обеспечивает постоянство разностной частоты [2], или с помощью преобразования Фурье [3, 4], применимого к сигналам с паразитной частотной модуляцией (ПЧМ).

При высоких температурах, радиационном влиянии и во многих других случаях только отсутствие механического контакта с зондируемой средой позволяет измерять уровень заполнения резервуара и автоматизировать этот процесс. Для обеспечения работоспособности приборов в таких сложных условиях приходится довольно далеко относить антенну от блока формирования и обработки сигнала и использовать волноводы. При этом расстояние до зондируемого объекта измеряется в свободном пространстве (рис.1), а основная проблема заключается в том, что влияние дисперсии связано с указанным расстоянием.

Целью работы является оценка влияния дисперсии в антенно-волноводном тракте частотно-модулированного дальмера на помехоустойчивость и погрешность измерений расстояния до зондируемой среды в свободном пространстве, а также разработка метода снижения негативного влияния дисперсии.

Влияние дисперсии на сигнал разностной частоты и погрешность измерений. В соответствии со схемой измерения уровня (см. рис. 1) учтём в математической модели сигнала разностной частоты (СРЧ) $u(t)$ зависимости фазы сигнала от расстояния R между антенной и зондируемой средой в свободном пространстве [1] и размеров применяемого волновода, приняв во внимание, что его сечение постоянно по всей длине L . Учтём также неизбежные помехи, всегда сопутствующие радиолокационным принципам измерения. Тогда модель будет иметь вид

$$u(t) = U(t) \cos \left\{ 2\omega(t) \left[R + L \sqrt{1 - \omega_{кр}^2 / \omega^2(t)} \right] / c - \varphi_1 \right\} + \\ + q(R, R_n) U_n(t) \cos \left\{ 2\omega(t) \left[R_n + L \sqrt{1 - \omega_{кр}^2 / \omega^2(t)} \right] / c - \varphi_n \right\}, \quad (1)$$

где $U(t)$, $U_n(t)$ — функции, характеризующие паразитную амплитудную модуляцию слагаемых СРЧ; $\omega(t)$ — текущая частота зондирующего сигнала; $\omega_{кр}$ — критическая частота волновода; c — скорость распространения волн в свободном пространстве; φ_1 , φ_n — фаза отражённых волн от зондируемой среды и мешающего объекта, соответственно; $q(R, R_n)$ — отношение помеха — сигнал.

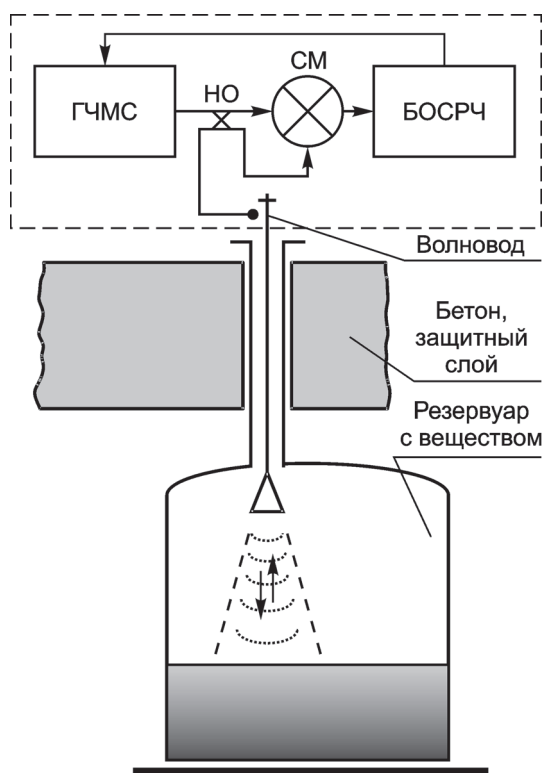


Рис. 1. Схема измерения уровня заполнения резервуара радиолокационным дальномером с частотной модуляцией:

ГЧМС — генератор частотно-модулированного сигнала; НО — направленный ответвитель; СМ — смеситель; БОСРЧ — блок обработки сигнала разностной частоты

Частотная модуляция всегда сопровождается паразитной амплитудной модуляцией (ПАМ). В общем случае ПАМ любого слагаемого СРЧ зависит от измеряемого расстояния, температуры, амплитуды, частотной зависимости эхосигналов и многих других факторов окружающей среды. При анализе будем считать, что ПАМ для обоих слагаемых одинакова. При указанных ограничениях проанализируем влияние только дисперсии в волноводе на погрешность оценки

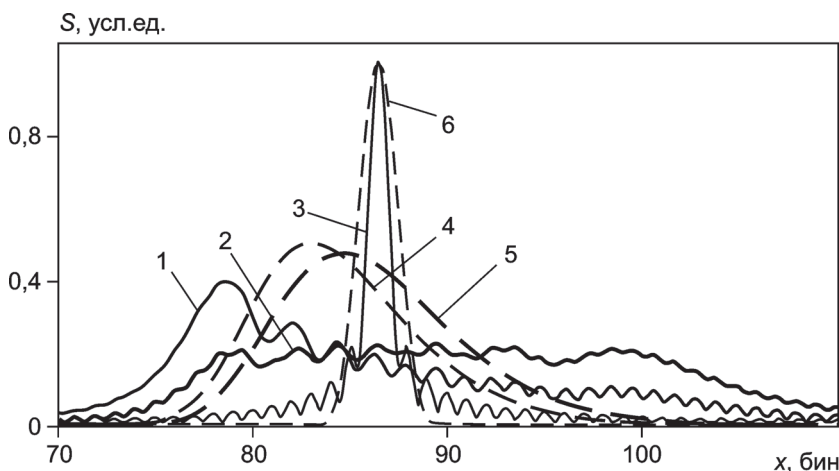


Рис. 2. Спектральные плотности амплитуд сигнала разностной частоты с паразитными частотной и амплитудной модуляциями при $K_{ПАМ} = 0,4; -0,4$: 1—3 — без весовой обработки; 4—6 — с весовой обработкой

разностной частоты при зондировании объекта в свободном пространстве и совместные влияния ПАМ и дисперсии, а также дисперсии и интенсивной помехи, вызванной отражением от антенно-волноводного тракта.

Из (1) следует, что дисперсия в волноводе порождает паразитную нелинейную зависимость разностной частоты $\Omega(t)$ от времени, т. е. его ПЧМ при линейной частотной модуляции передатчика, которая приводит к искажениям спектра. При $q(R, R_n) = 0$ имеем

$$x(t) = x_R + x_L (1 + at) \sqrt{(1 + at)^2 - b^2}, \quad (2)$$

где $x(t) = \Omega(t)T/(2\pi)$ — нормированная текущая частота; $x_R = \Delta\omega R / (c\pi)$ — нормированное измеряемое расстояние в свободном пространстве; $x_L = \Delta\omega L / (c\pi)$ — нормированная длина волновода; T — длительность интервала анализа, совпадающая с длительностью монотонного изменения частоты при модуляции по линейному закону; $t = t_a/T$; t_a — текущее время внутри интервала анализа; $a = \Delta\omega / \omega_0$; $b = \omega_{кр} / \omega_0$; $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ — диапазон частотной модуляции в интервале T ; $\omega_0 = 2\pi f_0$ — начальная частота диапазона модуляции при $t = 0$.

$$\text{Среднее значение разностной частоты } \Omega_{ср} = \frac{1}{T} \int_0^T \Omega(t) dt$$

линейно связано и с длиной применяемого волновода, и с расстоянием между антенной и зондируемым материалом в свободном пространстве, отсюда

$$x_{ср} = \frac{\Omega_{ср}T}{2\pi} = x_R + \frac{x_L}{a} \left[\sqrt{(1+a)^2 - b^2} - \sqrt{(1-b^2)} \right]. \quad (3)$$

Выражение (3) позволяет найти расстояние R до зондируемой поверхности по оценённой каким-либо образом средней частоте разностного сигнала, определить которую с высокой точностью по СРЧ ограниченной длительности при изменении $x(t)$ в соответствии с (2) очень сложно.

Искажения спектра СРЧ $S(x)$ приведены на рис. 2, где кривые 1, 2 — нормированные амплитудные спектры СРЧ (1), вычисленные по стандартному дискретному преобразованию Фурье [1] с гармонической ПАМ $U(t) = 1 + K_{ПАМ} \cos(\pi t)$, при $K_{ПАМ}$, равном 0,4; -0,4, соответственно, $K_{ПАМ}$ — коэффициент паразитной амплитудной модуляции. Нормированная длина волновода $x_L = 60$ (геометрическая длина волновода $L = 3$ м); измеряемое нормированное расстояние в свободном пространстве между антенной и зондируемой поверхностью $x_R = 0$; диаметр круглого волновода 25 мм; $f_0 = 8,5$ ГГц; максимально широкий выделенный диапазон модуляции $\Delta f = 3$ ГГц, при котором единица отсчёта нормированного расстояния соответствует 5 см геометрического расстояния. Спектры нормированы к амплитудному значению, не искажённому дисперсией. Для сравнения приведены спектры сигнала с $x_{ср} = 86,334$ (что соответствует геометрическому расстоянию 4,3167 м) и теми же значениями $K_{ПАМ}$,

но не искажённые дисперсией (см. рис. 2, кривая 3, являющаяся единой для двух $K_{\text{ПАМ}}$). Для последнего случая ПАМ практически не влияет на форму спектра (графически обе линии совпадают), а в области боковых лепестков приводит к исчезновению нулей, что не сказывается на погрешности оценки частоты.

Один из наиболее эффективных и часто используемых методов обработки сигналов основан на преобразовании Фурье. За оценку частоты Ω обычно принимают частоту, соответствующую максимуму спектральной плотности амплитуды СРЧ [1] в виде

$$|\dot{S}(\Omega_R)| = \max_{\Omega} \{|\dot{S}(\Omega)|\}. \quad (4)$$

Сравнение спектров показывает, что дисперсия даже при относительно небольшой геометрической длине применяемого волновода приводит к значительному увеличению уровня амплитуды боковых лепестков при одновременном расширении и уменьшении амплитуды основного лепестка. Заметно проявляется асимметрия спектра. Таким образом, на определённых расстояниях боковые лепестки слагаемого спектра из области $\omega < 0$ вызывают скачкообразные изменения положения максимума основного лепестка спектра при незначительном отклонении измеряемого уровня. При $x_R = 0$ и $x_L = 60$ с учётом дисперсии среднее значение нормированной частоты должно быть $x_{\text{ср}} = 86,334$. Однако оценка частоты составляет 78,4 (см. рис. 2, кривая 1), а при изменении фазы огибающих СРЧ на π (см. рис. 2, кривая 2) наблюдается пять экстремумов графика спектра практически одинаковой амплитуды, при этом оценки нормированной частоты могут составлять 84,3; 86,3; 89,4; 93,3; 98,9. Соответственно, нормированная погрешность измерения для кривой 1 будет $\Delta x = -7,934$ (геометрическая погрешность $\Delta R = -39,67$ см), а для кривой 2 её значения составят $\Delta x = -2,034$ ($\Delta R = -10,17$ см); $\Delta x = -0,034$ ($\Delta R = -0,17$ см); $\Delta x = 3,066$ ($\Delta R = 15,33$ см); $\Delta x = 6,966$ ($\Delta R = 34,83$ см); $\Delta x = 12,566$ ($\Delta R = 62,83$ см).

Основные недостатки оценки частоты (4), обусловленные значительной методической погрешностью из-за низкой разрешающей способности и искажающих действий боковых лепестков, во многом устраняются сглаживающими весовыми функциями (ВФ) и увеличением диапазона модуляции. Однако искажения, вызванные дисперсией, нивелируют преимущества большого диапазона модуляции, который используется в современных прецизионных радиолокационных уровнях, и существенно снижают эффективность применения ВФ. Влияние этих функций на спектры того же СРЧ, но вычисленные с применением ВФ Блэкмана [1], показано на рис. 2 (кривые 4—6). В этом случае кривые 4, 5 получены при $K_{\text{ПАМ}} = 0,4$; $-0,4$, кривая 6 — для сигнала с теми же значениями $K_{\text{ПАМ}}$, $x_{\text{ср}} = 86,334$, но не искажённого дисперсией. Из рис. 2 следует, что спектр взвешенного сигнала с ПЧМ стал значительно уже, его амплитуда возросла, и уменьшилась зависимость от ПАМ. Однако погрешность оценки частоты сигнала с ПЧМ всё-таки высокая. Для рассматриваемых случаев ПАМ нормированная погрешность оценки частоты составляет $\Delta x = -3,334$ ($\Delta R = -16,67$ см) и $\Delta x = -1,714$ ($\Delta R = -8,57$ см). В то же время для сигнала без ПЧМ спектр стал шире, а его амплитуда и форма слабо зависят от ПАМ.

Помеховое отражение от антенны влияет на погрешность измерения расстояния по спектру взвешенного сигнала с

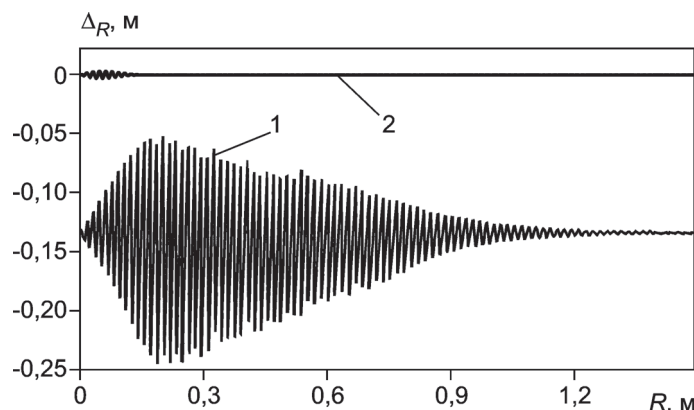


Рис. 3. Погрешность измерения расстояния в свободном пространстве при отражении сигнала от антенны:

1, 2 — сигналы, полученные численным моделированием, с дисперсией и без неё, соответственно

ПЧМ. Эта зависимость, полученная численным моделированием процесса измерения, показана на рис. 3 (кривая 1). Сигнал формируется согласно (1) при изменении расстояния в свободном пространстве от 0 до 1,5 м. Отношение помеха — сигнал задано в виде $q(R, R_n) = 0,1(1 + 0,2x_R)$, что соответствует постоянному значению интенсивности помехового сигнала, отражённого от антенны, а интенсивность сигнала, отражённого от объекта, снижается обратно пропорционально расстоянию между антенной и зондируемым объектом (принято, что зондируемая среда имеет плоскую поверхность). Использовалась ВФ Блэкмана [1]. Погрешность осциллирует вокруг постоянного значения, соответствующего отсутствию помехового сигнала, период осцилляций равен половине средней длины волны зондирующего сигнала, а максимальное значение — около 0,25 м. На рис. 3 (кривая 2) приведена погрешность измерения при том же $q(R, R_n)$, но для сигнала без дисперсии. Сигнал также формируется согласно (1), но при $\omega_{\text{кр}} = 0$. В этом случае максимальная погрешность составляет около 0,0033 м. Дисперсия из-за расширения спектра СРЧ снижает помехоустойчивость алгоритма оценки частоты (4) (в приведённых примерах более чем в 35 раз).

Преобразования Фурье и алгоритмы оценки частоты разностного сигнала с ПЧМ. Для уменьшения искажений спектра используем вариант преобразования Фурье [3, 4], применимый к непрерывным сигналам, в виде

$$S(x) = \int_0^1 u(t) w[\varphi(t)] \frac{d\varphi(t)}{dt} \exp[-j2\pi x \varphi(t)] dt, \quad (5)$$

где $u(t)$ — выделенный СРЧ; $w[\varphi(t)]$ — ВФ, снижающая уровень боковых лепестков спектра и, соответственно, методическую погрешность преобразования Фурье при оценке частоты по спектру СРЧ;

$$\varphi(t) = \int_0^t x(t) dt / \varphi(t=1); \quad \varphi(t=1) = \varphi(t) \text{ при } t=1. \quad (6)$$

Оценка разностной частоты в спектральной области предполагает использование методов цифровой обработки сигналов. Принимая во внимание, что большинство ВФ могут

быть представлены адаптируемыми весовыми функциями (АВФ) [5] или аппроксимированы АВФ с любой, заранее заданной точностью, анализ свойств преобразования (5) проводим, используя два семейства указанных функций $w(m)$. С учётом (6) и дискретизации ВФ для частотной зависимости (2) и преобразования (5) они будут иметь вид

$$w_s(m) = 1 + \sum_{n=1}^N (-1)^n C_{sn}(b_1, \dots, b_N) \cos[2n\pi\Phi(m)];$$

$$w_c(m) = \frac{1}{K} \left\{ \sin[\pi\Phi(m)] + \sum_{n=1}^N (-1)^n C_{cn}(b_1, \dots, b_N) \sin[(2n+1)\pi\Phi(m)] \right\}, \quad (7)$$

$$\text{где } \Phi(m) = \frac{a\hat{x}_R(m+0,5)/\hat{x}_L M + \sqrt{[1+a(m+0,5)/M]^2 - b^2} - \sqrt{1-b^2}}{a\hat{x}_R/\hat{x}_L + \sqrt{(1+a)^2 - b^2} - \sqrt{1-b^2}};$$

$$C_{sn}(b_1, \dots, b_N) = \frac{(-1)^{n+1}}{\cos(nM)} \prod_{i=1}^N \left[\frac{\cos(2nM) - \cos(2b_i M)}{2 \sin^2(b_i M)} \right] \times$$

$$\times \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \left[\frac{[1 - \cos(2kM)]}{\cos(2nM) - \cos(2kM)} \right];$$

$$C_{cn}(b_1, \dots, b_N) = \frac{(-1)^{n+1} \sin(0,5\pi/M)}{\sin[(n+0,5)\pi/M]} \times$$

$$\times \prod_{i=1}^N \left\{ \frac{\cos[(2n+1)\pi/M] - \cos(2b_i \pi/M)}{\cos(\pi/M) - \cos(2b_i \pi/M)} \right\} \times$$

$$\times \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \frac{\cos(\pi/M) - \cos[(2k+1)\pi/M]}{\cos[(2n+1)\pi/M] - \cos[(2k+1)\pi/M]};$$

$$K = \frac{-2}{M} \left\{ \frac{\sin(0,5\pi/M)}{\cos(\pi/M) - 1} + \sum_{n=1}^N C_{cn}(b_1, \dots, b_N) \frac{\cos(n\pi) \sin[(n+0,5)\pi/M]}{\cos[(2n+1)\pi/M] - 1} \right\};$$

N — число варьируемых тригонометрических слагаемых весовой функции; n — номер тригонометрического слагаемого; M — число отсчётов АВФ и сигнала; $b_i = \omega_i T / (2\pi)$ — нормированная частота, на которой спектральная плотность амплитуды этих функций задаётся равной нулю; $\hat{x}_R$, $\hat{x}_L$ — оценки измеряемого расстояния и длины волновода.

Выполнение преобразований (5), (6) с учётом дискретизации сигнала даёт вариант интегрально-дискретного преобразования Фурье, применимый для практического анализа сигнала (1). Тогда имеем

$$S_d(x) = \frac{1}{M} \left[\frac{a}{a\hat{x}_R/\hat{x}_L + \sqrt{(1+a)^2 - b^2} - \sqrt{1-b^2}} \right] \times$$

$$\times \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ u(m) w(m) \left[\frac{\hat{x}_R}{\hat{x}_L} + \frac{1 + a(m+0,5)/M}{\sqrt{[1+a(m+0,5)/M]^2 - b^2}} \right] \right\} \times$$

$$\times \exp \left[-j2\pi x \frac{\hat{x}_R a m / M + \hat{x}_L \left[\sqrt{(1+a(m+0,5)/M)^2 - b^2} - \sqrt{1-b^2} \right]}{\hat{x}_R a + \hat{x}_L \left[\sqrt{(1+a)^2 - b^2} - \sqrt{1-b^2} \right]} \right]. \quad (8)$$

Из (8) следует, что необходимые базисная и весовая функции зависят и от длины применяемого волновода, и от расстояния между антенной и зондируемой средой в свободном пространстве. Поэтому невозможно однократно задать их для устранения влияния дисперсии. Длину волноводного тракта и его электродинамические параметры x_L , b необходимо устанавливать заранее в процессе производства приборов. При этом неизвестным остаётся только расстояние x_R , и процесс его определения (и, соответственно, базисной и весовой функций) должен быть итерационным с многократным повторением измерений и последующим уточнением $\hat{x}_R$ по (4), (8) на каждой итерации. При этом первое измерение требуется выполнять так, чтобы последующий итерационный процесс быстро сходил. При первом измерении можно использовать стандартное быстрое преобразование Фурье для получения нулевого приближения $\hat{x}_R^{(0)}$.

Далее происходит циклическое повторение процедуры оценивания расстояния вплоть до снижения абсолютного значения разности между значениями $\hat{x}_R^{(n)}$, $\hat{x}_R^{(n-1)}$ ниже заданное значение: $|\hat{x}_R^{(n)} - \hat{x}_R^{(n-1)}| \leq \Delta_x$.

Численное моделирование такого процесса измерения показывает, что при использовании ВФ с уровнем боковых лепестков ниже 30 дБ погрешность Δ_x будет менее 10^{-3} за две-три итерации. Коррекция базисной и весовой функций и оценка расстояния могут выполняться по однократно записанному СРЧ.

Для исключения итерационного процесса оценки частоты скорректируем (8), считая, что x_L известно, а $\hat{x}_R = 0$, тогда

$$S_d(x) = \frac{1}{M} \frac{a}{\sqrt{(1+a)^2 - b^2} - \sqrt{1-b^2}} \times$$

$$\times \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ u(m) w[\Phi(m)] \frac{1 + a(m+0,5)/M}{\sqrt{[1+a(m+0,5)/M]^2 - b^2}} \right\} \times$$

$$\times \exp \left[-j2\pi \left[x \frac{m}{M} + \frac{x_L}{a} \sqrt{(1+a \frac{m}{M})^2 - b^2} \right] \right]; \quad (9)$$

$$\Phi(m) = \frac{\sqrt{[1+a(m+0,5)/M]^2 - b^2} - \sqrt{1-b^2}}{\sqrt{(1+a)^2 - b^2} - \sqrt{1-b^2}}.$$

На рис. 4 показаны нормированные амплитудные спектры СРЧ (1), рассчитанные на третьей итерации по (8) и без итерационного процесса по (9), соответственно. Для наглядного представления спектров число отсчётов СРЧ уменьшено до $M = 128$, заданы нормированные расстояние от антенны до отражателя и длина волновода, равные 10. С учётом

дисперсии нормированная разностная частота (3) составляет $x_{cp} = 24,389$. В преобразованиях использована АВФ (7) при $N = 3$; $b_1 = 58,778$; $b_2 = b_3 = 10$. Из рис. 4 следует, что существуют различия спектральных плотностей амплитуд сигнала. Для (8) лепестки спектра на нормированных частотах $x_{cp} = 24,389$; $x_{cp} = -24,389$ одинаковые и практически совпадают с лепестками спектра для сигнала, не искажённого дисперсией, которые вычислены по стандартному преобразованию Фурье. Для (9) только один основной лепесток спектра совпадает со сдвинутым спектром неискажённого сигнала. При использовании (8) среднее значение нормированной частоты определяется как расстоянием между антенной и зондируемым объектом, так и длиной волноводного тракта, а расстояние между антенной и зондируемым объектом находят по (3). При расчетах по (9) среднее значение нормированной частоты зависит только от расстояния между антенной и зондируемым объектом. Это несоответствие обусловлено тем, что в (9) учтена известная длина волноводного тракта, и это приводит к сдвигу графика по оси частот. Если принять во внимание данный сдвиг, то из сравнения спектров следует, что в области основного лепестка они практически совпадают, а за пределами основных лепестков заметны указанные выше различия.

Поясним выбор параметров АВФ в приведённых примерах. При отсутствии шумов и дисперсии указанные функции, в силу заложенных при их получении спектральных свойств, теоретически обеспечивают возможность получения нулевой погрешности оценки частоты разрешаемого сигнала [5, 6]. Это осуществляется заданием формы ВФ варьируемыми параметрами таким образом, чтобы на частоте каждого из слагаемых сигнала спектральная плотность амплитуд других слагаемых, т. е. мешающие слагаемые, были равны нулю вместе с заданным количеством их производных.

На рис. 4 показана возможность подавления мешающего слагаемого СРЧ на заданной нормированной частоте, превышающей, например на 10, нормированную среднюю частоту полезного сигнала (в рассматриваемом примере $x_{cp} = 24,389$). Таким образом, если в зондируемом пространстве кроме отражателя с нормированным расстоянием до антенны, равным 10, будет ещё отражатель, создающий СРЧ с частотой $x_{cp} = 20$, то основные лепестки спектров сигналов обоих отражателей не будут искажаться взаимным влиянием, и их параметры (частота, фаза и амплитуда) могут быть оценены без методической погрешности. Глубина подавления боковых лепестков на заданной нормированной частоте составляет около 170 дБ для преобразования (8) практически независимо от ПАМ и около 125—135 дБ — для преобразования (9). Следует отметить, что нормированная погрешность оценки частоты как для (8), так и для (9) не превышает 10^{-3} независимо от ПАМ. Однако нормированная оценка амплитуды сигнала по (9) в зависимости от фазы ПАМ изменяется от 0,517198 до 0,482802, а по (8) после третьей итерации — от 0,506685 до 0,493315. Учитывая, что (9) обеспечивает практически точную оценку частоты, его можно использовать вместо стандартного преобразования Фурье для получения нулевого приближения $\hat{x}_R^{(0)}$ и последующего применения (8) на второй итерации. Результаты моделирования процесса измерения расстояния на фоне помех с использованием (9) графически неразличимы с результатами, полученными в одинаковой помеховой обстановке для сигнала без дисперсии (см. рис. 3, кривая 2).

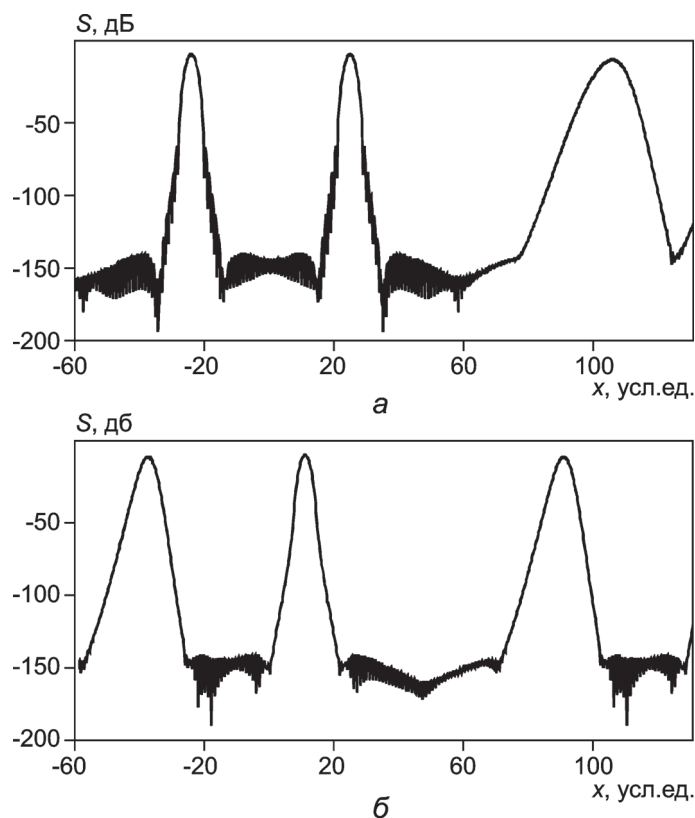


Рис. 4. Нормированные амплитудные спектры сигнала разностной частоты, рассчитанные на третьей итерации по преобразованию (8) и без итерационного процесса по (9) — а, б, соответственно

Заключение. Дисперсия в антенно-волноводном тракте приводит к высокой погрешности измерения расстояния в зондируемом пространстве, что обычно неприемлемо для промышленных измерителей расстояния. Получены два выражения интегрально-дискретного преобразования Фурье для оценки частоты сигнала, искажённого дисперсией. Применение одного из преобразований с итерационной процедурой оценки частоты сигнала обеспечивает практически такие же результаты оценки разностной частоты, как и стандартное преобразование Фурье для сигнала, не искажённого дисперсией, что позволяет использовать спектральные свойства АВФ для глубокого подавления мешающих слагаемых спектральной плотности амплитуды. При втором преобразовании не требуется итерационная процедура оценки частоты сигнала, но глубина подавления мешающих слагаемых СПА и помехоустойчивость алгоритма оценки частоты при использовании АВФ будет ниже, чем в первом случае. Оба выражения интегрально-дискретного преобразования Фурье при практическом применении обеспечивают пренебрежимо малую погрешность оценки частоты сигнала, искажённого дисперсией.

Литература

1. Атаянц Б. А., Давыдовкин В. М., Езерский В. В., Паршин В. С., Смольский С. М.. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника, 2012.
2. Атаянц Б. А., Давыдовкин В. М., Езерский В. В. Точность измерения уровня волноводным частотно-модулированным уровнемером // Радиотехника. 2015. № 5. С. 73—78.

3. Давыдочкин В. М. Методы снижения погрешности оценки параметров полигармонических сигналов в ближней частотной радиолокации // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2006. Вып. 18. С. 63—70.

4. Давыдочкин В. М. Преобразование Фурье в задаче измерения расстояния частотным дальномером в пространстве с дисперсией // Цифровая обработка сигналов. 2015. № 1. С. 66—70.

5. Давыдочкин В. М., Давыдочкина С. В. Весовые функции для цифрового адаптивного гармонического анализа сигналов // Радиотехника. 2009. № 9. С. 11—20.

6. Пат. 2435168 РФ. Способ гармонического анализа периодического многочастотного сигнала / В. М. Давыдочкин, С. В. Давыдочкина // Изобретения. Полезные модели. 2011. № 33.

Дата принятия: 23.11.2015.

51-74:621.317.49

Магнитно-инерциальный метод определения относительного положения и ориентации объекта

Е. С. ЧЕРНЫШОВ, ЕН УН ЧЬЕ

Тихоокеанский государственный университет
Хабаровск, Россия, e-mail: neer.moar@gmail.com

Описан метод определения положения и ориентации объекта в переменном магнитном поле, генерируемом двумя плоскими катушками индуктивности, которые расположены горизонтально в одной плоскости. Приведён алгоритм вычисления положения и ориентации измерительного модуля, состоящего из трёхосевых датчика переменного магнитного поля и микроэлектромеханического акселерометра.

Ключевые слова: относительное позиционирование, переменное магнитное поле, планарный генератор поля, акселерометр.

A technique is described for tracking of an object position and orientation in an alternating magnetic field, produced by two horizontal coplanar flat coils. The algorithm is given for the calculating of position and orientation of the measurement module, comprising a triaxial alternating magnetic field sensor and triaxial MEMS accelerometer.

Key words: relative position, alternating magnetic field, planar field generator, accelerometer.

Технологии определения положения и ориентации объектов в искусственном магнитном поле в настоящее время активно применяются в медицине, тренажёрных системах и военной технике, а также набирают популярность в потребительской сфере. Их ключевые преимущества (в части позиционирования и навигации) перед оптическими, ультразвуковыми и радиочастотными технологиями — высокая робастность, отсутствие теневых зон, простота организации процесса измерений. Области применения, а также классификация магнитных технологий позиционирования подробно рассмотрены в [1].

Большинство существующих магнитных систем позиционирования (МСП) основано на классическом методе [2] — использовании генератора поля, состоящего из трёх взаимно перпендикулярных катушек индуктивности (источников поля). Данная конфигурация обеспечивает оптимальную структуру создаваемого поля и наибольшую рабочую область, однако не лишена недостатков, один из которых — относительная сложность изготовления генератора поля. Значительные габаритные размеры такого генератора ограничивают возможности встраивания и портативного использования системы.

Известны также МСП, в которых применяют плоский распределённый генератор поля, состоящий из трёх или пяти источников, размещённых в одной плоскости [3, 4]. Измери-

тельный модуль в указанных системах представлен соответственно трёх- или однокомпонентным магниточувствительным датчиком. Подобные системы в основном применяют для навигации инвазивного медицинского инструмента из-за минимальных размеров датчика и удобной конфигурации генератора. К недостаткам данных МСП можно отнести сложность структуры и большую площадь генератора поля, что повышает стоимость их производства и ограничивает область применения.

В данной статье описан гибридный метод определения положения и ориентации объекта, использующий комбинацию компонентов МСП и инерциальных навигационных систем. Ключевая особенность метода — компактная планарная конфигурация источников поля, легко реализуемая на многослойной печатной плате. Небольшая рабочая область, в пределах 5—10 диаметров источников поля, может быть использована для решения следующих задач: позиционирования частей тела оператора и инструмента в различных тренажёрных системах, взаимодействия с системами виртуальной и дополненной реальности и т. д.

Предлагаемый метод в значительной степени опирается на метод, представленный в [5, 6], однако проведена попытка исправить ряд его недостатков. При этом идея использования компактного и простого в изготовлении генератора магнитного поля и гибридного измерительного мо-