

Измерение разности фаз гармонических сигналов в линейных трактах с квазибелым шумом

В. Г. Арсентьев, Г. И. Криволапов

Рассмотрен квадратурный метод измерения разности фаз гармонических сигналов с использованием преобразования частоты. Предложено ввести в алгоритмическую структуру метода процедуру синфазирования сигналов. Получена оценка эффективности разработанного модифицированного квадратурного метода.

Ключевые слова: разность фаз, квадратурный метод, синфазирование сигналов.

1. Введение

Задача повышения точности измерений разности фаз гармонических сигналов в линейных трактах различного назначения, имеющих ограниченные полосы частот с квазибелыми шумами, была и по-прежнему остаётся актуальной. Востребованность выполнения точных измерений имеет место, например, в локационных и навигационных системах, при измерениях фазочастотных характеристик трактов различных радиоэлектронных устройств, неразрушающем контроле и измерениях свойств материалов, а также в других прикладных областях, использующих фазовые измерения.

Для измерения разности фаз гармонических сигналов разработано достаточно много методов, например, таких как преобразование интервала времени в напряжение [1], дискретного счёта [2–4], измерения разности фаз с преобразованием частоты [1, 2], корреляционного измерения [1, 2, 5], преобразования Фурье [2, 6–8], наименьших квадратов [9].

Используемые на практике методы имеют разные точности измерения разности фаз, зависящие от функциональных особенностей самого метода и условий его применения, но в подавляющем большинстве для обеспечения высокой точности измерения (на уровне десятых долей градуса) требуется большое (более 40 дБ) отношение сигнал/квазибелый шум в исследуемых линейных трактах [10].

Наибольшее распространение в широкодиапазонных измерителях разности фаз получил метод измерения разности фаз с преобразованием частоты, который позволяет получить достаточно высокую точность измерения в условиях сравнительно небольших (около 30 дБ) отношений сигнал/квазибелый шум в исследуемых трактах за счёт гетеродинирования измерительных сигналов на низкую промежуточную частоту, но не обеспечивает требуемой точности измерения при меньших отношениях.

В качестве примера на рис. 1 показан возможный состав обобщённых функциональных элементов, необходимых в процессе измерения разности фаз сигналов с использованием преобразования частоты. Формируемый гармонический измерительный сигнал $u_n(t)$ с частотой f_n поступает на входы двух исследуемых трактов. Исследуемые тракты представляют собой устройства или физические среды, на выходе которых наблюдаются измерительные сигналы $x(t)$, $y(t)$, разность фаз которых $\Delta\varphi_n$ подлежит измерению. Тракты преобразования частоты включают в себя устройства (смесители, полосовые усилители и общий гетеродин с частотой

$f_r = f_n - f_{пр}$), осуществляющие перенос выходных измерительных сигналов исследуемых трактов на низкую промежуточную частоту $f_{пр}$ для выполнения дальнейших измерений разности фаз сигналов $X(t)$, $Y(t)$ на базе одного из известных методов.

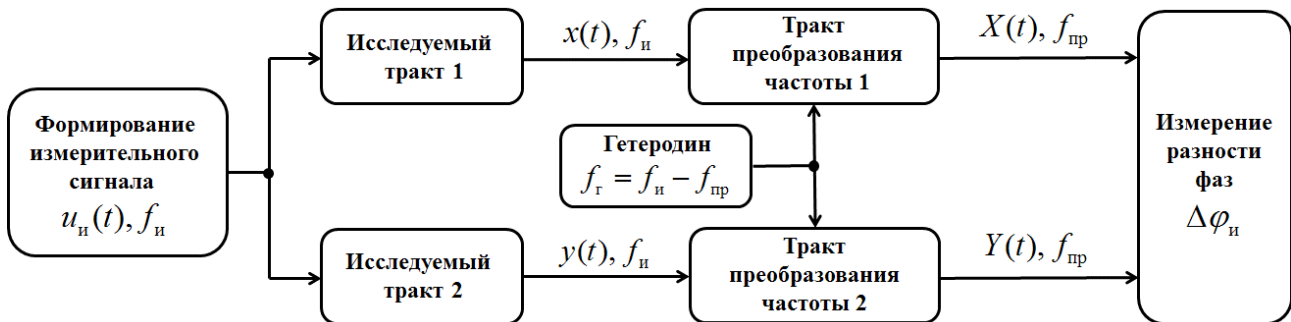


Рис. 1. Измерение разности фаз сигналов двух исследуемых трактов

В статье рассматривается разработанный авторами модифицированный квадратурный метод измерения разности фаз на низкой промежуточной частоте, использующий процедуру синфазирования сигналов, позволяющую повысить точность измерений в условиях малых отношений сигнал/квазибелый шум исследуемых трактов.

Оценка эффективности предлагаемого метода выполнена с использованием среды математического моделирования Mathcad 15.

2. Квадратурный метод измерения разности фаз сигналов

Измерительный гармонический сигнал $u_n(t)$, поступающий на входы исследуемых трактов, имеет вид

$$u_n(t) = U_n \cos(2\pi f_n t + \varphi_n), \quad (1)$$

где U_n , f_n , φ_n – амплитуда, частота и начальная фаза колебаний соответственно.

Измерительные сигналы $x(t)$, $y(t)$ на выходах исследуемых трактов характеризуются соотношениями:

$$\begin{aligned} x(t) &= U_1 \cos(2\pi f_n t + \varphi_n + \varphi_1) + \xi_1(t); \\ y(t) &= U_2 \cos(2\pi f_n t + \varphi_n + \varphi_2) + \xi_2(t); \\ \Delta\varphi_n &= \varphi_1 - \varphi_2; \quad \Delta\varphi_n \in [-\pi \div +\pi], \end{aligned} \quad (2)$$

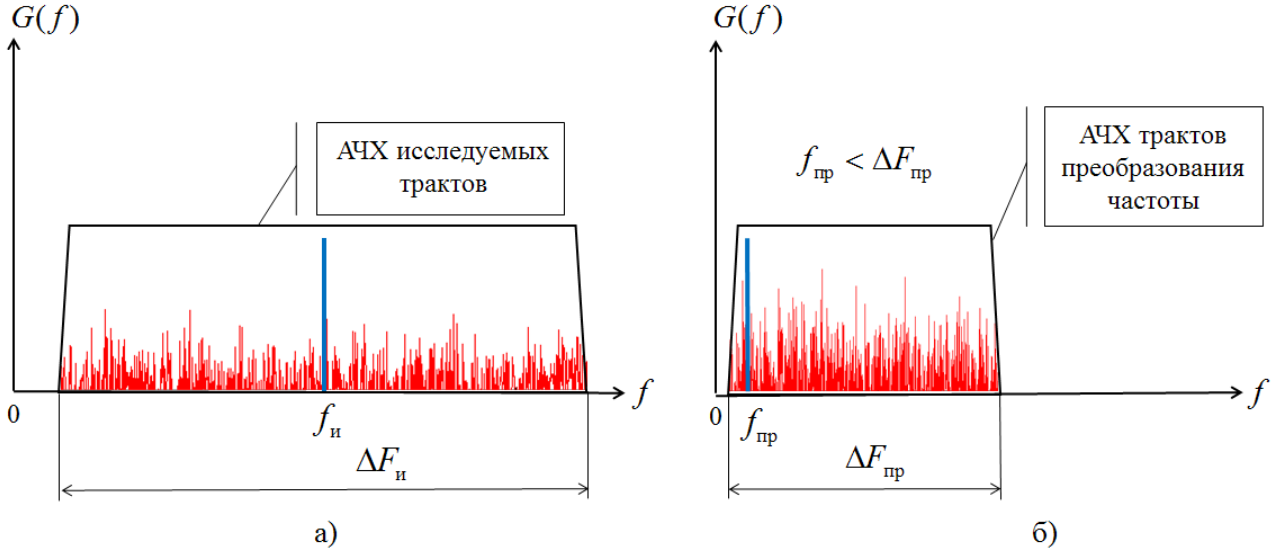
где U_1 , U_2 – амплитуды колебаний; φ_1 , φ_2 – вносимые исследуемыми трактами фазовые сдвиги колебаний; $\Delta\varphi_n$ – измеряемая разность фаз колебаний; $\xi_1(t)$, $\xi_2(t)$ – реализации квазибелых шумов исследуемых трактов.

Спектры измерительного сигнала и квазибелого шума на выходах исследуемых трактов с полосами частот ΔF_n показаны на рис. 2а.

Измерительные сигналы $x(t)$, $y(t)$ исследуемых трактов переносятся на промежуточную частоту $f_{пр}$ с использованием общего гетеродина, колебания которого $u_r(t)$ имеют следующий вид

$$u_r(t) = U_r \cos [2\pi(f_n - f_{пр})t + \varphi_r], \quad (3)$$

где U_r , φ_r – амплитуда и начальная фаза колебаний; $f_{пр}$ – промежуточная частота преобразования.



АЧХ – амплитудно-частотные характеристики

Рис. 2. Спектры измерительного сигнала и квазибелого шума на выходах исследуемых трактов и трактов преобразования частоты

Выходные сигналы $X(t)$, $Y(t)$ исследуемых трактов после преобразования частоты и фильтрации колебаний разностной частоты описываются следующими зависимостями:

$$\begin{aligned} X(t) &= U_X \cos(2\pi f_{пр} t + \varphi_n + \varphi_1 - \varphi_r) + \xi_3(t); \\ Y(t) &= U_Y \cdot \cos(2\pi f_{пр} t + \varphi_n + \varphi_2 - \varphi_r) + \xi_4(t), \end{aligned} \quad (4)$$

где U_X , U_Y – амплитуды колебаний измерительных сигналов на выходах трактов преобразования частоты (с учётом коэффициентов передачи смесителей и полосовых усилителей); $\xi_3(t)$, $\xi_4(t)$ – реализации квазибелых шумов преобразовательных трактов.

Спектры измерительного сигнала и квазибелого шума на выходах трактов преобразования частоты с полосами частот $\Delta F_{пр}$ приведены на рис. 2б, где для корректности дальнейших сравнительных расчётов обеспечено выполнение условия: $f_{пр} < \Delta F_{пр}$.

Если сформировать из сигнала $X(t)$ синфазную и квадратурную составляющие $X_c(t)$ и $X_s(t)$ с амплитудами U_X (техническая реализация этой операции может быть самой разнообразной) и осуществить усреднение на интервале времени, значительно превышающем их период, произведений двух пар сигналов $X_c(t) \cdot Y(t)$ и $X_s(t) \cdot Y(t)$, то получим

$$\Lambda_1 = \langle X_c(t) \cdot Y(t) \rangle \approx \frac{1}{2} U_X U_Y \cos \Delta \varphi_n; \quad (5)$$

$$\Lambda_2 = \langle X_s(t) \cdot Y(t) \rangle \approx \frac{1}{2} U_X U_Y \sin \Delta \varphi_n, \quad (6)$$

где $\langle X \cdot Y \rangle$ знак операции усреднения по времени.

Амплитуды сигналов U_X , U_Y находятся в линейной связи с усреднёнными модулями гармонических колебаний $X(t)$ и $Y(t)$:

$$\langle |X(t)| \rangle = \frac{1}{\Delta T} \int_0^{\Delta T} |X(t)| dt \approx \frac{2U_X}{\pi}; \quad \langle |Y(t)| \rangle = \frac{1}{\Delta T} \int_0^{\Delta T} |Y(t)| dt \approx \frac{2U_Y}{\pi}; \quad \Delta T \gg \frac{1}{f_{\text{цп}}}. \quad (7)$$

Искомая разность фаз $\Delta\varphi_{\text{и}} = \varphi_1 - \varphi_2$ сигналов определяется из формулы (5) и соотношений (7) с учётом знака корреляционного коэффициента Λ_2 в выражении (6), приобретая вид

$$\Delta\varphi_{\text{и}} = \left\{ \begin{array}{l} \arccos\left(\frac{2\Lambda_1}{U_X U_Y}\right), \text{ если } \Lambda_2 \geq 0 \\ -\arccos\left(\frac{2\Lambda_1}{U_X U_Y}\right), \text{ если } \Lambda_2 < 0 \end{array} \right\} [\text{рад.}]; \quad \Delta\varphi_{\text{и}} \in [-\pi \div +\pi]. \quad (8)$$

С точки зрения упрощения технической реализации и уменьшения количества операций квадратурного метода вычисления разности фаз представляет интерес использование предельного двухстороннего ограничения сигналов $X(t)$, $Y(t)$ после преобразования частоты.

С позиции математического описания предельным ограничителем называют нелинейное устройство, осуществляющее преобразование [11] вида

$$f(x) = A \cdot \text{sgn}(x) = A(2\chi(x) - 1), \quad (9)$$

где $\chi(x)$ – ступенчатая функция Хевисайда; A – действительная, не равная нулю константа.

При таком преобразовании сохраняется только знак исходного сигнала. Реализуется эта операция в случае, если сигнал сначала подвергается очень большому усилению, а затем ограничивается по амплитуде величиной A . Это преобразование известно как операция клиппирования сигнала, которая широко применяется в различных алгоритмах приёма дискретных сообщений и цифровой обработки сигналов.

На основе зависимости (9) можно установить функциональную связь корреляционного коэффициента Λ_{XY} двух клиппированных гармонических сигналов $X(t)$, $Y(t)$ и разностей фаз $\Delta\varphi_{\text{и}}$ их колебаний. Указанная связь описывается соотношением:

$$\Lambda_{XY} = \frac{2A^2}{\pi} \arcsin(\cos \Delta\varphi_{\text{и}}) = \frac{2A^2}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \Delta\varphi_{\text{и}} \right), \quad (10)$$

где A – амплитуда каждого клиппированного сигнала.

Отсюда с учётом (8) несложно получить формулу для определения разности фаз квадратурного метода измерения с клиппированием сигналов после преобразования частоты:

$$\Delta\varphi_{\text{и}} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\Lambda_1}{A^2} \right), \text{ если } \Lambda_2 \geq 0 \\ -\frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\Lambda_1}{A^2} \right), \text{ если } \Lambda_2 < 0 \end{array} \right\} [\text{рад.}]; \quad \Delta\varphi_{\text{и}} \in [-\pi \div +\pi]. \quad (11)$$

При низкой промежуточной частоте преобразования ($f_{\text{пр}} \leq 10 \div 20$ кГц) и современной элементной базе целесообразна цифровая реализация квадратурного метода измерения разности фаз, которая предполагает следующие действия и операции.

Сигналы промежуточной частоты $X(t)$, $Y(t)$ подвергаются синхронной дискретизации с большим и кратным четырём количеством отсчётов k на периоде колебаний и общим числом отсчётов L в выборке, формируются массивы отсчётов $X(n)$, $Y(n)$:

$$X(t) \rightarrow X(n); \quad Y(t) \rightarrow Y(n); \quad n \in [1 \div L], \quad (12)$$

где n – порядковый номер отсчёта в выборке массива; $L = k \cdot (m + 0.25)$; m – целое число.

Для обеспечения малой погрешности вычислений разности фаз можно рекомендовать следующие значения параметров дискретизации и усреднения сигналов: $k = 3.6 \cdot 10^3$, $m = 100$.

Осуществляется нормирование отсчётов массивов $X(n)$, $Y(n)$ путём их представления своими знаками по правилу:

$$X(n) = \begin{cases} 1, & \text{если } X(n) > 0 \\ -1, & \text{если } X(n) < 0 \end{cases}; \quad Y(n) = \begin{cases} 1, & \text{если } Y(n) > 0 \\ -1, & \text{если } Y(n) < 0 \end{cases}; \quad n \in [1 \div L]. \quad (13)$$

Вычисляются корреляционные коэффициенты β и γ :

$$\beta = \frac{1}{L - 0.25k} \sum_{g=1}^{L-0.25k} X(g)Y(g); \quad \gamma = \frac{1}{L - 0.25k} \cdot \sum_{p=1+0.25k}^L X(p)Y(p-0.25k). \quad (14)$$

Рассчитывается искомая разность фаз $\Delta\varphi_{\text{н}}$ с использованием одной из предпочтительных формул:

$$\Delta\varphi_{\text{н}} = \begin{cases} \frac{\pi}{2}(1-\beta), & \text{если } \gamma \geq 0 \\ -\frac{\pi}{2}(1-\beta), & \text{если } \gamma < 0 \end{cases} \text{ [град.];} \quad \Delta\varphi_{\text{н}} = \begin{cases} 90(1-\beta), & \text{если } \gamma \geq 0 \\ -90(1-\beta), & \text{если } \gamma < 0 \end{cases} \text{ [град.];} \quad (15)$$

$$\Delta\varphi_{\text{н}} \in [-\pi \div +\pi]; \quad \Delta\varphi_{\text{н}} \in [-180^\circ \div +180^\circ].$$

Следует заметить, что техническая реализация квадратурного метода измерения разности фаз с использованием преобразования частоты требует для точных измерений выполнения калибровки преобразовательных трактов перед каждым измерением на выбранной частоте измерительного сигнала.

Указанная процедура может быть осуществлена путём подачи в оба тракта преобразования частоты сигнала одного из исследуемых трактов ($x(t)$ или $y(t)$) и выполнения описанных выше действий и операций с получением разности фаз $\Delta\varphi_{\text{н}}^*$, которая будет являться калибровочной поправкой, вычитаемой затем из полученной далее при той же последовательности действий и операций разности фаз $\Delta\varphi_{\text{н}}$, но уже при подаче в тракты преобразования частоты обоих сигналов $x(t)$ и $y(t)$.

На рис. 3 в качестве примера представлены зависимости модуля абсолютной погрешности измерения разности фаз рассмотренного цифрового квадратурного метода от величины изме-

ряемой разности фаз для реализации квазибелого нормального шума с нулевым средним значением при коэффициенте широкополосности трактов преобразования частоты $N = \frac{\Delta F_{\text{пр}}}{f_{\text{пр}}} = 5$ и отношениях сигнал/квазибелый шум в указанных трактах $H = 20, 40$ дБ.

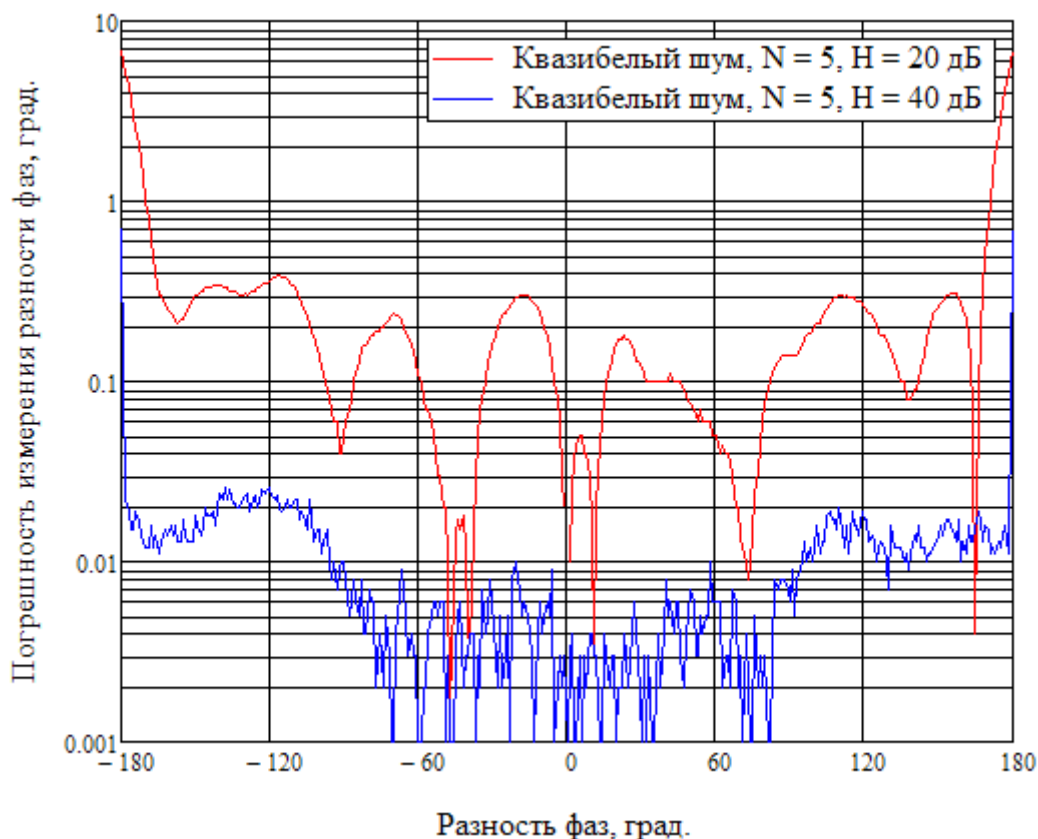


Рис. 3. Зависимость погрешности измерения от измеряемой разности фаз

Результаты моделирования указывают на достаточно высокую точность измерений цифрового квадратурного метода, выявляя характерные для него особенности:

- увеличение разброса погрешности измерения разности фаз с уменьшением отношения сигнал/квазибелый шум;
- значительное увеличение погрешности измерения разности фаз (максимальной погрешности метода) в областях значений, приближающихся к $|180^\circ|$, с расширением этих областей при уменьшении отношения сигнал/квазибелый шум.

Следует отметить, что указанная максимальная погрешность метода в диапазоне $H \in [20 \div 50]$ дБ уменьшается в три раза на каждые 10 дБ прироста H .

Указанные особенности можно отнести к недостаткам метода, однако они не являются принципиально ограничивающими факторами его сравнительно широкого применения.

3. Процедура синфазирования сигналов

Для осуществления процедуры формируется вспомогательный гармонический сигнал $Z(t)$ промежуточной частоты $f_{\text{пр}}$, имеющий большое (не менее 80 дБ) отношение сигнал/шум. В процедуре синфазирования добиваются синфазности колебаний в каждой паре сигналов промежуточной частоты: вспомогательного сигнала $Z(t)$ и сигнала $X(t)$ первого тракта преобразования частоты, вспомогательного сигнала $Z(t)$ и сигнала $Y(t)$ второго тракта преобразования частоты, что позволяет перейти от измерения разности фаз колебаний пары сигналов

трактов преобразования частоты с изменяющимися малыми отношениями сигнал/шум к измерению разности фаз колебаний пары вспомогательных сигналов, имеющих постоянно большее отношение сигнал/шум.

Погрешность измерения разности фаз зависит от точности синфазирования вышеупомянутых сигналов, которая достигается выбором величины полосы пропускания ΔF_{np} трактов преобразования частоты, большей значения промежуточной частоты f_{np} (коэффициент широкополосности $N > 1$), при этом корреляционная обработка двух пар сигналов промежуточной частоты на фоне квазибелых шумов позволяет реализовать эффект когерентного накопления, хорошо известный в теории помехоустойчивой обработки сигналов [12].

Процедура синфазирования двух гармонических сигналов $X(t)$ и $Z(t)$ иллюстрируется рис. 4. Из вспомогательного сигнала $Z(t)$ формируются квадратурные составляющие $Z1(t)$ и $Z2(t)$, которые подвергаются весовой обработке с коэффициентами $W1$ и $W2$, минимизирующими разность $\varepsilon(t)$ сигналов $X(t)$ и взвешенного сигнала $Z(t)$.

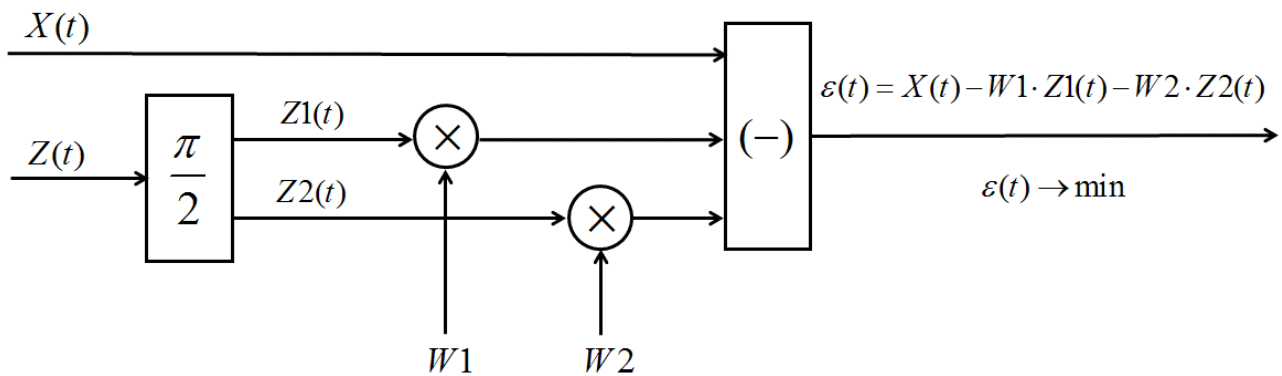


Рис. 4. Принцип синфазирования двух сигналов

Значения весовых коэффициентов $W1$ и $W2$, обеспечивающих синфазность сигналов $X(t)$ и $Z(t)$, можно найти из известного в теории адаптивной обработки сигналов матричного уравнения Винера–Хопфа [13], которое для рассматриваемой процедуры синфазирования имеет вид

$$\begin{pmatrix} W1 \\ W2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \langle Z1(t) \cdot Z1(t) \rangle & \langle Z1(t) \cdot Z2(t) \rangle \\ \langle Z2(t) \cdot Z1(t) \rangle & \langle Z2(t) \cdot Z2(t) \rangle \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \langle X(t) \cdot Z1(t) \rangle \\ \langle X(t) \cdot Z2(t) \rangle \end{pmatrix}. \quad (16)$$

Тогда сигнал $ZC(t)$, синфазный с сигналом $X(t)$, определяется соответственно:

$$ZC(t) = W1 \cdot Z1(t) + W2 \cdot Z2(t). \quad (17)$$

При цифровой реализации процедуры синфазирования весовые коэффициенты $W1$ и $W2$, полученные на основе уравнения (16), определяются зависимостями:

$$W1 = \frac{\sum_{n=1}^L Z1(n)X(n)}{\sum_{n=1}^L Z1(n)Z1(n)}; \quad W2 = \frac{\sum_{n=1}^L Z2(n)X(n)}{\sum_{n=1}^L Z2(n)Z2(n)}, \quad (18)$$

где $X(n)$, $Z1(n)$, $Z2(n)$ – отсчёты сигналов $X(t)$, $Z1(t)$, $Z2(t)$ после синхронной дискретизации; L – количество отсчётов в выборке усреднения.

Форма записи цифрового синфазированного сигнала $ZC(n)$ аналогична соотношению (17), но применительно к отсчётам квадратурных составляющих вспомогательного сигнала:

$$ZC(n) = W1 \cdot Z1(n) + W2 \cdot Z2(n). \quad (19)$$

4. Модифицированный метод измерения разности фаз сигналов

С учётом представленных в разделах 2, 3 сведений разработанный квадратурный метод также удобно представить в виде определённой последовательности действий и операций.

Сигналы $X(t)$, $Y(t)$ выбранной низкой промежуточной частоты $f_{\text{пр}}$ (с априорно неизвестным отношением сигнал/квазибелый шум) и квадратурные составляющие $Z1(t)$, $Z2(t)$ вспомогательного сигнала промежуточной частоты (с большим отношением сигнал/квазибелый шум) подвергаются синхронной дискретизации с кратным четырём количеством отсчётов k на периоде колебаний и общим числом отсчётов L в выборке, формируются четыре массива выборок $X(n)$, $Y(n)$, $Z1(n)$, $Z2(n)$:

$$X(t) \rightarrow X(n); Y(t) \rightarrow Y(n); Z1(t) \rightarrow Z1(n); Z2(t) \rightarrow Z2(n); n \in [1 \div L], \quad (20)$$

где n – порядковый номер отсчёта в выборке, при этом параметры k и L выбираются равными $k = 3.6 \cdot 10^3$, $L = 100k$.

Далее выполняются следующие программные операции.

Вычисляются весовые коэффициенты $W1$, $W2$, $W3$, $W4$, необходимые для синфазирования двух пар сигналов $X(t)$ и $Z(t)$, $Y(t)$ и $Z(t)$:

$$W1 = \frac{\sum_{n=1}^L Z1(n)X(n)}{\sum_{n=1}^L Z1(n)Z1(n)}; W2 = \frac{\sum_{n=1}^L Z2(n)X(n)}{\sum_{n=1}^L Z2(n)Z2(n)}; W3 = \frac{\sum_{n=1}^L Z1(n)Y(n)}{\sum_{n=1}^L Z1(n)Z1(n)}; W4 = \frac{\sum_{n=1}^L Z2(n)Y(n)}{\sum_{n=1}^L Z2(n)Z2(n)}. \quad (21)$$

Рассчитываются и формируются два массива $RX(n)$, $RY(n)$ отсчётов сигналов, синфазных с сигналами $X(n)$, $Y(n)$ соответственно, имеющих в результате синфазирования большие отношения сигнал/шум:

$$RX(n) = W1 \cdot Z1(n) + W2 \cdot Z2(n); RY(n) = W3 \cdot Z1(n) + W4 \cdot Z2(n); n \in [1 \div 1.25 \cdot k]. \quad (22)$$

Осуществляется нормирование отсчётов массивов $RX(n)$, $RY(n)$ путём их представления своими знаками:

$$RX(n) = \begin{cases} 1, & \text{если } RX(n) > 0 \\ -1, & \text{если } RX(n) < 0 \end{cases}; RY(n) = \begin{cases} 1, & \text{если } RY(n) > 0 \\ -1, & \text{если } RY(n) < 0 \end{cases}; n \in [1 \div 1.25 \cdot k]. \quad (23)$$

Вычисляются корреляционные коэффициенты β и γ :

$$\beta = \frac{1}{k} \sum_{g=1}^k RX(g)RY(g); \gamma = \frac{1}{k} \sum_{p=1+0.25k}^{1.25k} RX(p)RY(p-0.25k). \quad (24)$$

Рассчитывается искомая разность фаз $\Delta\varphi_{\text{и}}$ с использованием формулы:

$$\Delta\varphi_{\text{и}} = \begin{cases} 90(1-\beta), & \text{если } \gamma \geq 0 \\ -90(1-\beta), & \text{если } \gamma < 0 \end{cases} [\text{град.}]; \Delta\varphi_{\text{и}} \in [-180^{\circ} \div +180^{\circ}]. \quad (25)$$

5. Эффективность процедуры синфазирования сигналов

Повышение эффективности цифрового квадратурного метода измерения разности фаз при введении процедуры синфазирования оценивалось путём сравнения максимальных абсолютных погрешностей измерений обычного квадратурного метода и его модификации для следующих, интересных с точки зрения практического использования, параметров:

- изменения отношения сигнал/квазибелый шум трактов преобразования частоты в диапазоне $N \in [-20 \div +10]$ дБ;
- трёх значений коэффициента широкополосности ($N = 5, 15, 50$) трактов преобразования частоты;
- значений измеряемой разности фаз, при которой абсолютная погрешность измерения на реализации квазибелого шума максимальна, из интервала $\Delta\varphi_{\text{и}} \in [-165^{\circ} \div +165^{\circ}]$;
- осреднения измеренных разностей фаз $\Delta\varphi_{\text{и}}$ по 25 независимым реализациям нормального квазибелого шума с нулевым средним значением и заданной дисперсией.

На рис. 5 представлены зависимости модуля максимальной абсолютной погрешности измерения разности фаз сравниваемых методов от отношения сигнал/квазибелый шум трактов преобразования частоты, полученные в результате моделирования.

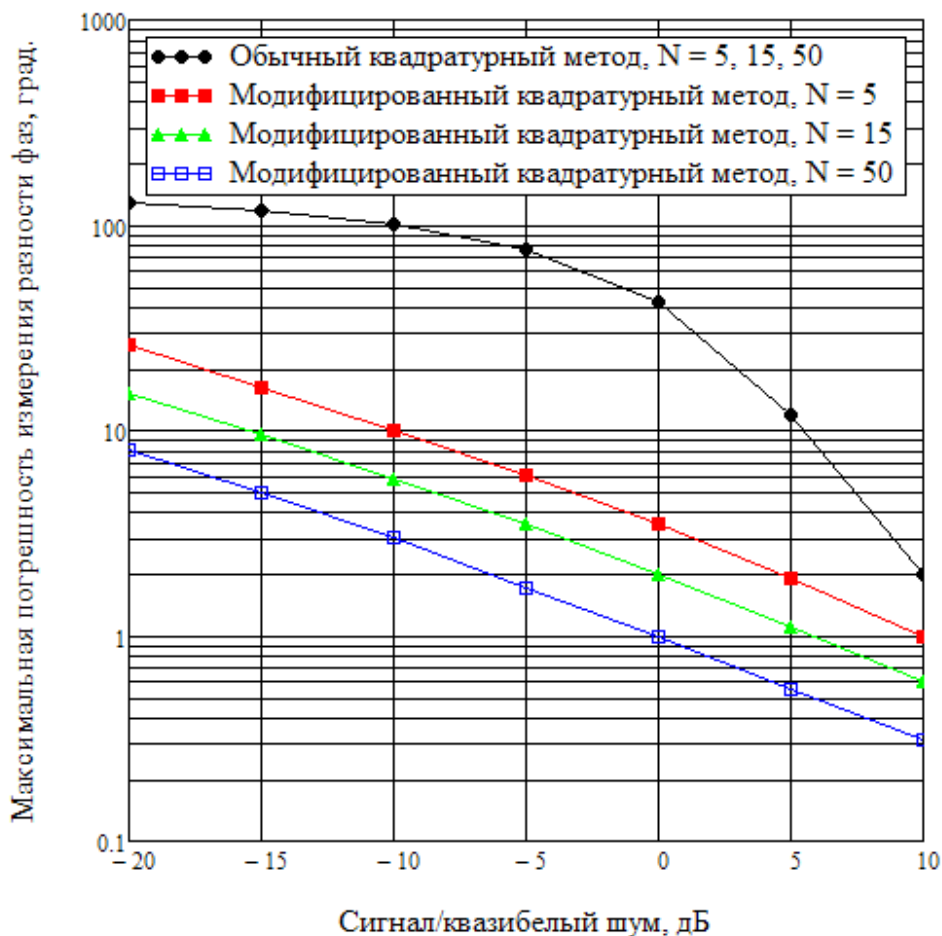


Рис. 5. Сравнительная эффективность квадратурных методов

Математическое моделирование сравниваемых методов позволило сделать следующие полезные в плане технической реализации выводы:

– погрешности измерений разности фаз модифицированного квадратурного метода в диапазоне отношений сигнал/квазибелый шум трактов преобразования частоты $N \in [-20 \div +20]$ дБ всегда меньше погрешностей обычного квадратурного метода;

– погрешности измерений разности фаз обычного квадратурного метода не зависят от величины полосы пропускания трактов преобразования частоты и определяются только отношением сигнал/квазибелый шум в указанных трактах;

– погрешности измерений разности фаз модифицированного квадратурного метода уменьшаются с увеличением коэффициента широкополосности N (полосы пропускания при фиксированной промежуточной частоте) трактов преобразования частоты;

– точности измерений разности фаз в модифицированном квадратурном методе по сравнению с обычным квадратурным методом для параметров $N = 50$, $N \in [-10 \div +10]$ дБ увеличиваются от 7 до 30 раз в зависимости от отношения сигнал/квазибелый шум трактов преобразования частоты.

6. Заключение

Разработанный цифровой модифицированный квадратурный метод измерения разности фаз гармонических сигналов позволяет повысить точность измерений в линейных трактах с малыми отношениями сигнал/квазибелый шум за счёт выбора необходимого соотношения полосы пропускания/промежуточная частота трактов преобразования частоты и перехода от измерения разности фаз сигналов с малыми отношениями сигнал/шум к измерению разности фаз сигналов с заведомо большими отношениями сигнал/шум, обеспечиваемому процедурой синфазирования вспомогательного сигнала и преобразованных измерительных сигналов исследуемых трактов.

Ожидаемая реализация метода ориентирована на современную элементную базу и существующую востребованность в новейших разработках гидроакустических информационно-навигационных систем.

Литература

1. Чмых М. К. Цифровая фазометрия. М.: Радио и связь, 1993. 184 с.
2. Webster J. G. Electrical measurement, signal processing, and displays. Boca Raton: CRC Press, 2004. 723 p.
3. Метрология и радиоизмерения / под ред. В. И. Нефедова. М.: Высшая школа, 2006. 526 с.
4. Mahmud S. M. Error analysis of digital phase measurement of distorted waves // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 1989. V. 38, № 1. P. 6–9.
5. Liang Y. R., Duan H. Z., Yeh H. C., Luo J. Fundamental limits on the digital phase measurement method based on cross-correlation analysis // Rev. Sci. Instrum. 2012. V. 83, № 9. P. 95–110.
6. Mahmud S. M. High precision phase measurement using reduced sine and cosine tables // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 1990. V. 39, № 1. P. 56–60.
7. Mahmud S. M. High precision phase measurement using adaptive sampling // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 1989. V. 38, № 5. P. 954–960.
8. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Дрофа, 2006. 722 с.
9. Sedlacek M., Krumpholtz M. Digital measurement of phase difference a comparative study DSP algorithms // Metrology and Measurement Systems. 2005. V. XII, № 4. P. 427–449.
10. Дамдинова Д. Б., Полетаев А. С., Ченский А. Г. Сравнение точности методов вычисления разности фаз квазигармонических сигналов // Вестник СибГУТИ. 2016. № 2. С. 87–97.

11. *Шиховцев И. В., Якубов В. П.* Статистическая радиофизика: курс лекций. Новосибирский государственный университет, 2011. 157 с.
12. *Тихонов В. И., Харисов В. Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991. 608 с.
13. *Уидроу Б., Стирнз С.* Адаптивная обработка сигналов / пер. с англ. под редакцией В. В. Шахгильдяна. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.

Статья поступила в редакцию 20.03.2019.

Арсентьев Виктор Георгиевич

к.т.н., ведущий научный сотрудник научно-технического центра специализированных информационных систем СибГУТИ (630008, Новосибирск, ул. Бориса Богаткова, 51), тел. (383) 2-693-938, e-mail: viktor.arsentev.51@mail.ru.

Криволапов Геннадий Илларионович

к.т.н., доцент, заведующий лабораторией, руководитель научно-технического центра специализированных информационных систем СибГУТИ, тел. (383) 2-693-942, e-mail: krivolapov@sibsutis.ru.

Measurement of phase difference of harmonic signals in linear paths with quasi-white noise

V. Arsent'ev, G. Krivolapov

A quadrature method for measuring the phase difference of harmonic signals using frequency conversion is considered. It is proposed to introduce into the algorithmic structure of the method the common mode procedure of signal. The efficiency of the developed modified quadrature method is estimated.

Keywords: the phase difference, quadrature method, common mode signals.