

АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЯМИ КВАЗИСТАЦИОНАРНЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

А.К. Волковицкий

Аннотация. Поставлена задача создания эффективного метода управления работой линейных измерительных систем в условиях преобладающего влияния искажений, обусловленных изменчивостью во времени параметров измерительного преобразования. Представлены метод и алгоритм управления измерениями спектра и временной формы квазистационарного периодического процесса, заключающиеся в одновременном раздельном наблюдении параметров исследуемого процесса и параметров измерительной системы с последующим введением корректирующих поправок. Отмечено, что контроль параметров системы осуществляется с помощью искусственного стационарного полигармонического эталонного воздействия, причем спектры исследуемого и эталонного воздействий не пересекаются. Показан способ синтеза временной формы процесса эталонного воздействия. Определены основные ограничения и область условий возможного применения метода, показана его эффективность на примере экспериментальных данных, полученных в процессе функционирования низкочастотной индуктивной электро-разведочной системы в режиме измерения переменного магнитного поля.

Ключевые слова: управление измерениями, контроль параметров преобразования, адаптивная коррекция, квазистационарный периодический процесс.

ВВЕДЕНИЕ

Высокоточное измерение параметров различных процессов — необходимый и важный элемент функционирования большинства систем управления. От точности измерений зависит, в конечном счете, точность работы различного рода регуляторов, систем управления движением, контроля параметров технологических процессов. Значительное место в технике измерений занимает контроль параметров циклических квазистационарных процессов, которые можно полагать периодическими на некотором интервале времени наблюдения. Такого рода измерения часто возникают в тех случаях, когда предметом измерения является характер реакции какого-либо объекта на известный зондирующий процесс. В этом случае датчики измерительной системы регистрируют воздействие процесса, также периодического, однако в общем случае, неизвестного. Входное воздействие преобразуется в электрический сигнал, а затем и в циф-

ровую информацию. Датчики, участвующие в процессе измерений, будучи сложными по структуре и принципу работы, зачастую вносят существенные искажения в результаты преобразования [1]. Параметры преобразования оказываются зависимыми от различного рода внешних воздействий — прежде всего от тепловых процессов в самом датчике и электронных блоках измерительной системы. Форма сигнала на выходе измерительной системы становится непредсказуемо отличной от формы входного воздействия. В случае сложных датчиков бывает даже так, что искажающее влияние изменчивости измерительных характеристик оказывается значительно большим, чем влияние шумов и помех. Для решения задач контроля, регулирования, слежения и многих других задач важно получать точное представление об исследуемом процессе.

В этом контексте управление процессом измерений, заключающееся в мониторинге характера измерительных искажений и внесении адаптивных корректирующих поправок, позволяющих восстановить истинные параметры исследуемого про-



цесса, — важная и актуальная задача. Алгоритмическим аспектам ее решения и посвящена данная работа.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть воздействие x на чувствительные элементы датчика измерительной системы можно считать стационарным на интервале времени $(t - nT, t + nT)$ из $2n$ периодов сигнала ($T = 2\pi/\omega$) и монохроматическим с частотой ω :

$$x(t + \tau) = \operatorname{Re}\left(a(t)e^{j(\omega\tau + \varphi(t))}\right) = \operatorname{Re}\left(X(t, \omega)e^{j\omega\tau}\right),$$

где a — амплитуда, φ — начальная фаза, τ — непрерывное время, t — дискретное (астрономическое) время. Относительно двух параметров времени сделаем следующее замечание. Поскольку поведение исследуемого объекта и условия наблюдения на интервале стационарности полагаются неизменными, результаты измерений на всем интервале удобно представлять в свернутой форме, а единое значение этой формы относить к средней точке интервала стационарности, дискретному отсчету шкалы системного (астрономического) времени t (в отличие от непрерывной шкалы времени τ). Удобной формой такого рода представления служит значение так называемой комплексной амплитуды сигнала соответствующей частоты [2] (в приведенном выражении $X(t, \omega) = a(t, \omega)(\cos(\varphi(t, \omega)) + j\sin(\varphi(t, \omega)))$).

Входное воздействие x преобразуется измерительной системой в выходной электрический сигнал, отличающийся по форме, поскольку любое измерительное преобразование неизбежно вносит различного рода искажения. В пределах интервала стационарности характер искажений можно считать постоянным и, в предположении линейности преобразования, представить в форме значения комплексного коэффициента преобразования на соответствующей частоте, отнесенного к соответствующему астрономическому времени — $W(t, \omega)$. Кроме того, следует учитывать влияние шумовой добавки — s . С учетом этого выражение для сигнала на выходе измерительной системы запишем в виде:

$$\begin{aligned} u(t + \tau) &= \operatorname{Re}[W(t, \omega)X(t, \omega)e^{j\omega\tau}] + s(t + \tau) = \\ &= \operatorname{Re}[U(t, \omega)e^{j\omega\tau}] + s(t + \tau). \end{aligned} \quad (1)$$

Параметр $U(t, \omega)$ выражает значение комплексной амплитуды выходного сигнала, искаженного формой и изменчивостью измерительного преобразования $W(t, \omega)$.

Сигнал u может быть подвергнут аналого-цифровому преобразованию и вычислительной обработке, в результате которой может быть определе-

но значение комплексной амплитуды $U(t, \omega)$. Заметим, что в формуле (1) ни один из параметров X и W нельзя считать известным, поскольку первый является предметом измерения и априори неизвестен, а второй, как отмечалось выше, зависит от различных внешних факторов и, вообще говоря, для разных отсчетов t может принимать различные значения.

Для определения комплексной амплитуды применим процедуру синхронного детектирования (когерентного накопления):

$$\begin{aligned} \tilde{U}(t, \omega) &= \frac{1}{nT} \int_{t-nT}^{t+nT} f(\tau)e^{j\omega\tau}u(t + \tau)d\tau = \\ &= U(t, \omega) + o(t, \omega). \end{aligned} \quad (2)$$

Знак «тильда» в левой части выражения отражает тот факт, что значение комплексной амплитуды $\tilde{U}(t, \omega)$, получаемое в результате вычислений, отличается от значения U из выражения (1) на значение ошибки, внесенной действием шумов:

$$o(t, \omega) = \frac{1}{nT} \int_{t-nT}^{t+nT} f(\tau)e^{j\omega\tau}s(t + \tau)d\tau.$$

В приведенных выражениях функция $f(\tau)$, определенная на отрезке $[-nT, +nT]$, является весовой функцией когерентного накопления. Форма весовой функции существенным образом определяет добротность детектирования, чувствительность к сигналам на различных частотах, как равных, так и отличных от частоты детектирования. Чувствительность синхронного детектора к различным частотам ω_i определяется как

$$A(\omega, \omega_i) = \frac{1}{nT} \int_{-nT}^{+nT} f(\tau)e^{j\omega\tau} \cos\omega_i\tau d\tau,$$

где A — комплексное значение чувствительности синхронного детектора к воздействию сигнала на частоте ω_i при детектировании на частоте ω . Общая форма амплитудной компоненты этой кривой (амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) детектора) приведена на рис. 1.

Зависимость формы частотной характеристики (ЧХ) синхронного детектора от формы весовой функции детально изложена в книге [3], в контексте же данной работы важно лишь то, что на частоте детектирования чувствительность принимает действительное значение, равное единице, а на частотах $\omega \pm \delta$ (где $\delta = m\pi/2nT$, m — целое число) — нулю [4]. Таким образом, наличие сигналов на этих частотах, весьма близких к частоте детектирования ω , не оказывает влияния на результат вычисления комплексной амплитуды. Так как значение δ не зависит от значения частоты ω , очевидно,

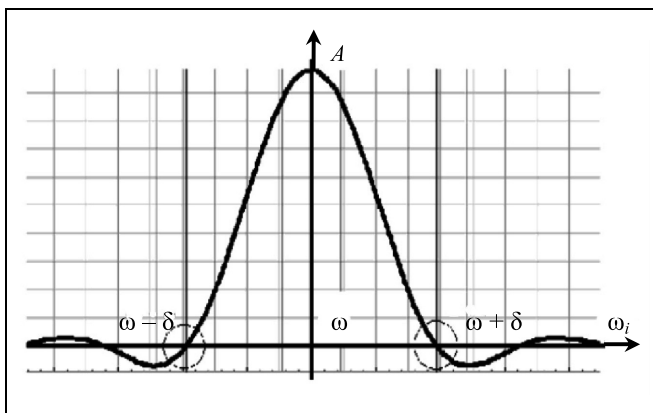


Рис. 1. Амплитудно-частотная характеристика синхронного детектора

что при синхронном детектировании на частотах $\omega \pm \delta$ на результат детектирования, в свою очередь, не оказывает влияния наличие сигнала на частоте основного процесса ω . На этой особенности синхронного детектирования и основаны предлагаемые в данной работе метод и алгоритм адаптивной коррекции измерительных искажений.

Задача управления процессом измерений в контексте изложенного сводится к непрерывному мониторингу параметров функции преобразования измерительной системы непосредственно в процессе наблюдения квазистационарного входного воздействия с последующим введением адаптивной поправки, причем измерительное преобразование предполагается линейным с медленно изменяющейся во времени частотной характеристикой.

2. УПРАВЛЕНИЕ ИЗМЕРЕНИЯМИ, АДАПТИВНАЯ КОРРЕКЦИЯ

Положим, что на датчик измерительной системы наряду с периодическим на интервале стационарности монохроматическим воздействием с частотой ω (при неизвестных значениях амплитуды и фазы) дополнительно действует искусственно создаваемое известное эталонное воздействие x_3 вида

$$x_3(t + \tau) = \operatorname{Re}\left(X_L(\omega)e^{j(\omega - \delta)(t + \tau)}\right) + \operatorname{Re}\left(X_R(\omega)e^{j(\omega + \delta)(t + \tau)}\right),$$

где $X_L(\omega)$ и $X_R(\omega)$ — значения комплексных амплитуд двух составляющих бигармонического воздействия, т. е. воздействия на частотах $\omega - \delta$ и $\omega + \delta$ соответственно. Будем также полагать значения $X_L(\omega)$ и $X_R(\omega)$ постоянными на интервале стационарности (интервале когерентного накопления с центральной точкой t). Заметим, что последнее пре-

образование вполне естественно, так как это воздействие создается искусственно.

Воздействия на основной частоте ω и двух связанных с ней дополнительных эталонных частотах $\omega \pm \delta$ складываясь, образуют на входе измерительной системы частотный триплет. После прохождения через различные каскады преобразования с учетом влияния несовершенства измерительной системы на ее выходе будет наблюдаться сигнал вида

$$u_3(t + \tau) = \operatorname{Re}\left(W(t, \omega)e^{j\omega(t + \tau)}\right) + \operatorname{Re}\left(W(t, \omega - \delta)X_L(\omega)e^{j(\omega - \delta)(t + \tau)}\right) + \operatorname{Re}\left(W(t, \omega + \delta)X_R(\omega)e^{j(\omega + \delta)(t + \tau)}\right) + s(t + \tau).$$

После приема и усиления сигнал триплета может быть подвергнут синхронному детектированию на каждой из трех частот. С учетом нулевой чувствительности синхронного детектора к частотам, отстоящим от частоты детектирования на частоту δ , на интервале накопления с центральным значением времени t будут получены значения трех комплексных амплитуд:

$$\begin{aligned} \frac{1}{nT} \int_{t-nT}^{t+nT} f(t)u_3(t + \tau)e^{j\omega(t + \tau)} dt &= \tilde{U}(t, \omega) = \\ &= W(t, \omega)X(t, \omega) + o(t, \omega), \\ \frac{1}{zT} \int_{t-zT}^{t+zT} f_1(t)u_3(t + \tau)e^{j(\omega - \delta)(t + \tau)} dt &= \tilde{U}_L(t, \omega) = \\ &= W(t, \omega - \delta)X_L(\omega) + o(t, \omega - \delta), \\ \frac{1}{zT} \int_{t-zT}^{t+zT} ff_1(t)u_3(t + \tau)e^{j(\omega + \delta)(t + \tau)} dt &= \tilde{U}_R(t, \omega) = \\ &= W(t, \omega + \delta)X_R(\omega) + o(t, \omega + \delta). \end{aligned} \quad (3)$$

В приведенных выражениях показано, что интервал накопления при детектировании на дополнительных частотах отличается от интервала накопления на основной частоте. Важно, чтобы целое число периодов $z > n$, поскольку по мере увеличения времени накопления полоса частот синхронного детектирования сужается, и если считать шум измерений белым, то соответственно уменьшается и его мощность в полосе детектирования. Это значит, что ошибка детектирования на дополнительных частотах $o(t, \omega \pm \delta)$ становится достаточно малой, чтобы, в частности, полагать $\tilde{U}_{R(L)}(t, \omega) = W(t, \omega \pm \delta)X_{R(L)}(\omega)$.

Важно заметить, что если протяженность интервала стационарности (интервала накопления) достаточно велика по отношению к периоду T , то



частотный интервал между основной и дополнительными частотами $\delta = m\pi/nT$ весьма мал, и полоса частотного триплета оказывается узкой по отношению к частоте детектирования ($\omega \gg 2\delta$). Частотную характеристику в этой полосе можно считать гладкой, а в первом приближении — линейной функцией, поэтому можно полагать

$$\begin{aligned}\tilde{W}(t, \omega) &= \frac{\tilde{U}_L(t, \omega)}{2X_L(\omega)} + \frac{\tilde{U}_R(t, \omega)}{2X_R(\omega)} = \\ &= W(t, \omega) + o_W(t, \omega),\end{aligned}\quad (4)$$

где согласно формулам (3) $o_W(t, \omega) = \left[\frac{o(t, \omega - \delta)}{2X_L(\omega)} + \frac{o(t, \omega + \delta)}{2X_R(\omega)} \right]$, W — истинное значение коэффициента преобразования, \tilde{W} — значение, вычисленное по результатам когерентного накопления на частотах эталонного воздействия (сигнала).

Выражение (4) замечательно тем, что коэффициент преобразования $\tilde{W}(t, \omega)$ оказывается, хотя и приближенно, выражен через величины, известные априори или полученные в результате обработки выходного сигнала измерительной системы в том самом процессе, в котором регистрируется и форма входного наблюдаемого воздействия на соответствующем интервале когерентного накопления; одновременно со значением комплексной амплитуды $\tilde{U}(t, \omega)$ приближенно определено значение комплексного коэффициента преобразования для измерительной системы на той же частоте. В контексте задачи адаптивного управления процессом измерения это означает, что решена первая часть задачи адаптивного управления — выполнен мониторинг частотной характеристики системы.

Теперь можно приступить к введению адаптивной коррекции. Зная значение $\tilde{W}(t, \omega)$ и полагая $o_W(t, \omega) \approx 0$, остается внести поправку в результат синхронного детектирования для наблюдаемого процесса, т. е. найти для него приближенную спектральную форму входного воздействия

$$\tilde{X}(t, \omega) = \frac{\tilde{U}(t, \omega)}{\tilde{W}(t, \omega)} = \frac{U(t, \omega)}{W(t, \omega)} + \left[\frac{o(t, \omega)}{\tilde{W}(t, \omega)} \right]. \quad (5)$$

Преобразование (5) завершает этап коррекции адаптивного алгоритма управления процессом измерений параметров монохроматического процесса.

Применительно к полученному результату важно выполнить оценку результирующей ошибки введенной корректирующей поправки, обусловленной неизбежным влиянием шумов. Полагая $W(t, \omega) \gg o_W(t, \omega)$ и раскладывая выражение (5) в

ряд по малому параметру $\varepsilon = \frac{o_W(t, \omega)}{W(t, \omega)}$, получаем, ограничиваясь линейным приближением,

$$\begin{aligned}\tilde{X}(t, \omega) &= \frac{U(t, \omega)}{W(t, \omega)} (1 - \varepsilon) + \frac{o(t, \omega)}{W(t, \omega)} (1 - \varepsilon) \approx \\ &\approx X(t, \omega) + \frac{o(t, \omega)}{W(t, \omega)} - \varepsilon X(t, \omega).\end{aligned}\quad (6)$$

Размер ошибки введенной коррекции представляется последним членом в данном выражении — $\varepsilon X(t, \omega)$. Член $\frac{o(t, \omega)}{W(t, \omega)}$ представляет ошибку синх-

ронного детектирования, приведенную ко входу измерительной системы. Эта величина, согласно выражению (6), от коррекции не зависит. Ожидаемое среднее квадратическое отклонение ошибок вычисления комплексных амплитуд согласно работе

[5] приблизительно составит $o(t, \omega \pm \delta) \sim \sqrt{\sigma^2/4z}$, где σ — среднее квадратическое отклонение шума непосредственно на выходе измерительной системы, z — число отсчетов в выборке синхронного детектирования. Так как эталонное воздействие можно с уверенностью полагать стационарным, для эталонных частот может быть использован значительный интервал накопления, и введение корректирующей поправки не приводит к увеличению ошибки определения комплексной амплитуды X основного процесса. Таким образом, будем далее полагать $\tilde{W}(t, \omega) = W(t, \omega)$, а также $\tilde{X}(t, \omega) = X(t, \omega)$.

Здесь важно заметить, что на практике далеко не во всех экспериментах искажающее влияние шумов оказывается определяющим. Очень часто основным фактором выступает именно непредсказуемость и изменчивость параметров измерительного преобразования.

3. АДАПТИВНАЯ КОРРЕКЦИЯ ПРИ СЛОЖНОЙ ВРЕМЕННОЙ ФОРМЕ ИССЛЕДУЕМОГО ПРОЦЕССА

Для сигнала $u(\tau)$ с периодом T $u(\tau) = u(\tau + T)$. Поэтому в процессе вычисления комплексной амплитуды для частоты ω при когерентном накоплении в формуле (2) можно изменить порядок суммирования таким образом:

$$\begin{aligned}\tilde{U}(t, \omega) &= \frac{1}{nT} \int_0^T \left[\sum_{i=-n}^{n-1} (f(iT + \tau)u(t + iT + \tau)) \right] e^{j\omega\tau} d\tau = \\ &= \frac{1}{nT} \int_0^T v(t, \tau) e^{j\omega\tau} d\tau,\end{aligned}\quad (7)$$

где $v(t, \tau)$ — функция, определенная на отрезке $[0, T]$, которая представляет так называемый массив данных временного накопления — короткий

график средней формы сигнала для одного периода. Таким образом, при вычислении значения комплексной амплитуды сначала осуществляется временное накопление сигнала с весовой функцией $f(\tau)$ на отрезке, соответствующем периоду T , а по его завершении — синхронное детектирование на интервале $(0, T)$ на частоте ω при единичной весовой функции.

Отметим, что наличие на выходе измерительной системы сигналов с частотами $\omega \pm \delta$ не изменяет форму функции временного накопления, так как $e^{j(\omega + \delta)(t + \tau)} = e^{j\delta(t + \tau)} e^{j\omega(t + \tau)}$, $e^{j\delta(t \pm nT)} = -e^{j\delta t}$, а отрезок времени $(-nT, +nT)$ соответствует ровно одному периоду частоты δ .

Важно также отметить, что выражение (7) справедливо для всех значений ω , кратных $2\pi/T$ (функция, периодическая с периодом T , является также периодической с периодом rT , где $r = 1, 2, \dots$).

Таким образом, бигармонический эталонный сигнал «не виден» как при синхронном детектировании на частоте ω , так и при временном накоплении на отрезке продолжительностью rT .

Для выделения временной формы сигнала, являющегося преобразованием только эталонного воздействия, «промодулируем» суммарный сигнал триплета косинусом частоты δ (данная операция чисто вычислительная и выполняется над данными вычислительной машиной).

Выражение

$$\begin{aligned} \tilde{u}_3(t, \tau) = & \operatorname{Re} \left[\tilde{U}(t, \omega) e^{j\omega(t + \tau)} e^{j\delta(t + \tau)} \right] + \\ & + \operatorname{Re} \left[\tilde{U}_L(t, \omega) e^{j(\omega - \delta)(t + \tau)} \right] + \\ & + \operatorname{Re} \left[\tilde{U}_R(t) e^{j(\omega + \delta)t} \right] (e^{j\delta(t + \tau)} + e^{-j\delta(t + \tau)}) / 2 \end{aligned}$$

тождественными преобразованиями может быть приведено к виду:

$$\begin{aligned} \tilde{u}_3(t, \tau) = & \frac{1}{2} \left[\operatorname{Re} \left(\tilde{U}(t, \omega) e^{j(\omega - \delta)(t + \tau)} \right) + \right. \\ & + \operatorname{Re} \left(\tilde{U}(t, \omega) e^{j(\omega + \delta)(t + \tau)} \right) + \\ & + \operatorname{Re} \left(\tilde{U}_L(t, \omega) e^{j(\omega - 2\delta)(t + \tau)} \right) + \\ & + \operatorname{Re} \left(\tilde{U}_R(t, \omega) e^{j(\omega + \delta)(t + \tau)} \right) + \\ & \left. + \operatorname{Re} \left(\tilde{U}_L(t, \omega) + \tilde{U}_R(t, \omega) \right) e^{j\omega(t + \tau)} \right]. \quad (8) \end{aligned}$$

Если теперь данный синтетический сигнал подвергнуть синхронному детектированию на частоте ω , то получится, что согласно формуле (8) «видимыми» оказываются только компоненты эталонного сигнала (синхронный детектор нечувствителен как к частотам $\omega \pm \delta$, так и к частотам $\omega \pm 2\delta$). Сигналы, обусловленные эталонным воздействи-

ем, оказываются объединенными в единый гармонический сигнал на основной частоте. Таким образом, путем синхронного детектирования сигнала $\tilde{u}_3(t, \tau)$ на частоте ω согласно (3), будет получено значение

$$\begin{aligned} \tilde{U}_3(t, \omega) = & \frac{1}{nT} \int_0^T \left(\sum_{i=-n}^{n-1} f(iT + \tau) \tilde{u}_3(t + iT + \tau) \right) e^{j\omega\tau} d\tau = \\ = & \frac{1}{nT} \int_0^T v_3(t, \tau) e^{j\omega\tau} d\tau = \frac{1}{2} (W(t, (\omega - \delta)) X_L(\omega) + \\ & + W(t, (\omega + \delta)) X_R(\omega)) + o'(t, \omega). \quad (9) \end{aligned}$$

Учитывая, что шум измерений в полосе чувствительности детектора полагается белым, сохраняются статистические параметры средних значений $\overline{o'(t, \omega)} = \overline{o(t, \omega)}$ [4]. Если при этом известно, что $X_L(\omega) = X_R(\omega) = X_0(\omega)$, то в соответствии с формулой (9),

$$\tilde{W}(t, \omega) \approx \frac{W(t, \omega - \delta) + W(t, \omega + \delta)}{2} \approx \frac{\tilde{U}_3(t, \omega)}{2X_0(\omega)}. \quad (10)$$

Таким образом, при непосредственном временном накоплении на периоде T не только возможно выделение монохроматического сигнала на основной частоте ω , но и определение коэффициента преобразования для этой частоты.

Пусть теперь исследуемое в эксперименте входное воздействие полигармоническое, т. е. представляется набором гармоник, кратных частоте повторения периодического сигнала ω_0 — спектром $X(\omega_i)$, где $\omega_i = i\omega_0$, $i = 1, 2, \dots$. Заметим также, что набор гармоник всегда так или иначе конечен, он ограничен частотным диапазоном датчиков измерительной системы.

Если на датчик измерительной системы наряду с основным исследуемым воздействием подать дополнительное эталонное, представленное набором пар гармонических процессов, то

$$\begin{aligned} x(t + \tau) = & \sum_i \operatorname{Re} \left(X(t, i\omega_0) e^{j(i\omega_0)\tau} \right) + \\ & + \sum_i \operatorname{Re} \left(X_L(t, i\omega_0) e^{j(i\omega_0 - \delta)\tau} \right) + \\ & + \sum_i \operatorname{Re} \left(X_R(t, i\omega_0) e^{j(i\omega_0 + \delta)\tau} \right). \end{aligned}$$

Таким образом, для каждой из частот применена одинаковая структура триплета. Согласно формуле (8), если $4\delta < \omega_0$, то спектры основного и эталонного воздействий не пересекаются. Если приведенные условия соблюдены, то все представленные выше выкладки справедливы для каждого триплета с центральной частотой ω_i , а следователь-



но, и для всего сложного периодического сигнала. Это значит, что с помощью приведенного алгоритма измерительные искажения для каждой из частот спектра могут быть скорректированы не только для монохроматического, но и для периодического сигнала сложной формы.

Принцип временного накопления особенно эффективен при адаптивном управлении процессом измерений периодических процессов сложной формы: для всех частот спектра $X(\omega_i)$ можно использовать единый массив временного накопления $v(t, \tau)$ формы основного сигнала и единый массив $v_3(t, \tau)$ формы эталонного воздействия (если только $X_L(\omega_i) = X_R(\omega_i) = X_0(\omega_i)$).

После временного накопления на каждом из массивов $v(t, \tau)$ и $v_3(t, \tau)$ может быть выполнено синхронное детектирование на всех актуальных частотах набора ω_i . В результате этой операции согласно формулам (7) и (9) будут получены два набора значений комплексных амплитуд — два спектра: $\tilde{U}(t, \omega_i)$ и $\tilde{U}_3(t, \omega_i)$. По формуле (10) для каждой из частот ω_i может быть вычислено значение $\tilde{W}(t, \omega_i)$ (этап мониторинга адаптивного алгоритма управления), а затем и выполнена коррекция в частотной области

$$X(t, \omega_i) \approx \tilde{X}(t, \omega_i) = \frac{\tilde{U}(t, \omega_i)}{\tilde{W}(t, \omega_i)},$$

а также скорректирована и форма исследуемого входного воздействия

$$x(t + \tau) \approx \tilde{x}(t + \tau) = \sum_i \tilde{X}(t, \omega_i) e^{j\omega_i(t + \tau)}.$$

Таким образом, задачу адаптивного управления измерениями квазистационарного периодического процесса можно считать решенной. Здесь важно остановиться на некоторых деталях возможной реализации метода.

Приведенный алгоритм адаптивного управления позволяет применять простой метод синтеза формы процесса эталонного воздействия. Принимая во внимание, что $\cos\alpha \cdot \cos\beta = 1/2[\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$, для этого достаточно создать эталонное воздействие в форме периодического процесса с периодом, соответствующим частоте ω_0 , а затем промодулировать его на аппаратном уровне синусоидальным сигналом частоты δ . В спектре этого воздействия для каждой из частот ω_i будет содержаться пара гармонических компонент на частотах $\omega_i \pm \delta$. На результаты временного накопления для основного сигнала такое дополнительное воздействие влияния не оказывает. Амплитуды компонент каждой пары одинаковы, но, вообще говоря,

могут отличаться для разных частот ω_i . Если для всех частот установить $X_0(\omega_i) = \text{const}$ (этот случай соответствует эталонному сигналу в форме бесконечно узких разнополярных импульсов), то с точностью до комплексного множителя вычисляемый сигнал $\tilde{y}_3(t + \tau)$ непосредственно описывает импульсную характеристику системы, а спектр $\tilde{U}_3(t, \omega_i)$ — частотную. К сожалению, такой тип входного воздействия сложно реализовать на аппаратном уровне.

Схема алгоритмической реализации метода адаптивного управления измерениями квазистационарных периодических процессов приведена на рис. 2, где схематически показан принцип формирования эталонного воздействия и последовательность выполнения вычислений. Ход выполнения вычислений и промежуточные результаты проиллюстрированы графиками, полученными при обработке данных реального физического эксперимента [6].

Сравнение форм входного воздействия и результата коррекции наглядно демонстрирует эффективность предложенных метода и алгоритма.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Работоспособность предлагаемого метода и соответствующего алгоритма в значительной мере зависит от того, насколько полно соблюдаются условия измерений, среди которых выделим следующие.

- Значение периода исследуемого сигнала должно быть точно определено по часам измерительной системы. Если исследуемый процесс является результатом реакции на известное зондирующее воздействие, т. е. управление экспериментом в целом осуществляется единой вычислительной системой, это требование удовлетворится автоматически.
- На аппаратном уровне эталонное воздействие должно в максимальной степени соответствовать основному наблюдаемому процессу. Более того, и основное наблюдаемое, и эталонное воздействия должны подаваться одновременно в виде линейной суперпозиции на один и тот же чувствительный элемент измерительной системы. Так, например, для осуществления адаптивной коррекции при измерениях переменного магнитного поля эталонное воздействие должно возбуждаться именно источником переменного магнитного поля — стабильным относительно чувствительного элемента диполем или системой диполей. Точность коррекции в этом случае будет зависеть от того, насколько полно удастся исключить искажения при пере-

даче эталонного воздействия от источника до чувствительного элемента измерительной системы.

- Коррекция не применима к постоянной составляющей наблюдаемого периодического сигнала. Это принципиальное ограничение является существенно важным далеко не всегда. На этапе подготовки эксперимента или само воздействие, или работа измерительной системы могут быть организованы так, чтобы данное условие выполнялось [3].
- Согласно условию стационарности не только все измеряемые воздействия, но и частотная характеристика измерительной системы должны оставаться в достаточной степени неизменными в течение интервала накопления.

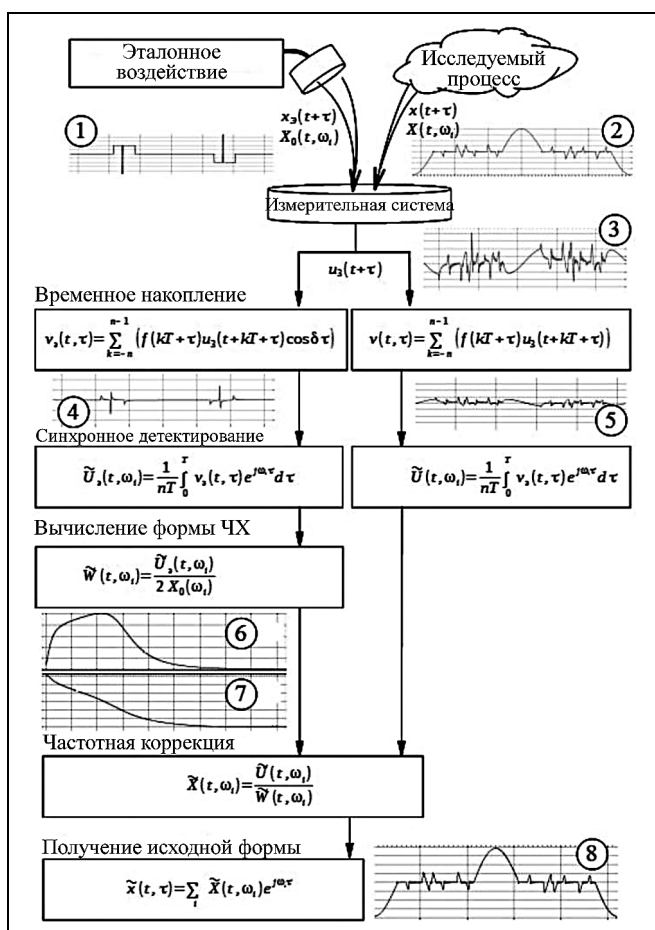


Рис. 2. Схема вычислений алгоритма адаптивного управления измерениями: 1 — эталонное воздействие (до модуляции частотой δ); 2 — входное воздействие исследуемого процесса; 3 — сигнал на выходе измерительной системы (эталонный и основной процессы в сумме); 4 — эталонный сигнал после временного разделения и накопления; 5 — сигнал исследуемого процесса после разделения и накопления; 6, 7 — АЧХ и ФЧХ измерительной системы, вычисленные по результатам вычислительной обработки; 8 — результат коррекции, восстановленная форма входного воздействия

- Основное измеряемое воздействие обычно, хотя и медленно, но все же изменчиво во времени. Цель измерений, как правило, и состоит в определении этих изменений. Однако изменчивость параметров периодического сигнала на входе синхронного детектора неизбежно приводит к появлению в спектре дополнительных составляющих. Для работы алгоритма адаптивной коррекции необходимо, чтобы эти изменения не оказывали существенного влияния на детектирование сигнала на дополнительных частотах. Отсюда получается, что, с одной стороны, для обеспечения точности определения параметров измерительной системы дополнительные частоты должны быть расположены как можно ближе к частоте измеряемого сигнала, а с другой — достаточно далеко, чтобы исключить влияние модуляции основного сигнала на результат детектирования на дополнительных частотах. Разрешение этого компромисса в значительной мере может быть достигнуто при использовании в детекторе эталонного сигнала существенно большего (по сравнению с детектором основного сигнала) интервала времени когерентного накопления. При этом полоса детектирования сужается, а по своей природе даже искаженный измерительной системой искусственно созданный эталонный сигнал во времени изменяется незначительно и медленно.

- На относительно узком интервале $\omega - \delta \leq \omega \leq \omega + \delta$ частотную характеристику приемной системы можно считать линейной функцией частоты лишь при условии $\omega \gg \delta$. На существенно низких частотах исследуемого процесса, соизмеримых с частотой δ , адаптивный алгоритм малоэффективен.

В целом приведенные ограничения отвечают классическим условиям решения многих задач: дистанционного электромагнитного зондирования проводящих сред [7], радио- и акустической локации [8] и др.

ЛИТЕРАТУРА

1. Morris, A.S., Langari, R. Measurement and Instrumentation, Theory and Application. — Amsterdam: Elsevier, 2011. — 640 p.
2. Smith, S.W. The Scientist and Engineer Guide to Digital Signal Processing, Second Edition. — San Diego: California Technical Publishing, 1999. — 650 p.
3. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2-х т. — М.: Мир, 1983. — Т. 2. — 256 с. [Max, J. Methods and signal processing appliances at the Physical Measurements. — Moscow: Mir, 1983. — Vol. 2. — 256 p. (In Russian)]
4. Хэмминг Р.В. Цифровые фильтры. — М.: Советское радио, 1980. — 224 с. [Hamming, R.W. Digital Filters. 3-rd ed. — Prentice-Hall, INC Englewood Cliffs. — N.J., 1989. — 284 p.]
5. Piotrowski, J. Theory of physical and technical measurement. — Amsterdam: Elsevier, 1992. — 294 p.



6. Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Мойланен Е.В. Новая вертолетная электроразведочная система «Экватор» для аэрометода переходных процессов // Записки Горного института. — 2011. — Т. 194. — С. 154—157. [Volkovitsky, A.K., Karshakov, E.V., Moilanen, E.V. New helicopter-borne time-domain airborne electromagnetic «Equator» system. — Journal of Mining Institute. — 2011. — Vol. 194. — P. 154—157. (In Russian)]
7. Kaufman, A., Alekseev, D., Oristaglio, M. Principles of Electromagnetic Methods in Surface Geophysics. — Vol. 45. — 1st Edition. — Amsterdam: Elsevier, 2014. — 794 p.
8. Blahut, R.E., Miller, W., Wilcox, C.H. Radar and Sonar. Part I. — N.-Y.: Springer-Verlag, 1991. — 260 p.

Статья представлена к публикации членом редколлегии В.Н. Афанасьевым.

Поступила в редакцию 6.03.2019, после доработки 21.03.2019.
Принята к публикации 18.06.2019.

Волковицкий Андрей Кириллович — канд. техн. наук, Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, г. Москва, ✉ avolkovitsky@yandex.ru.

ADAPTIVE ALGORITHM OF QUASI-STATIONARY PERIODIC PROCESSES MEASUREMENTS CONTROL

A.K. Volkovitskiy

V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

✉ avolkovitsky@yandex.ru

Abstract. The aim of the work was to create an effective method of control of linear measuring systems functioning in the conditions of the prevailing influence of distortions caused by variability in time of measuring conversion parameters. The method and the algorithm of control of measurements of the quasi-stationary periodic process spectrum in frequency-domain and form in time-domain are presented, consisting in the simultaneous separate observation of the parameters of the process under probe and the parameters of the measuring system with the subsequent introduction of corrections. The control of system parameters is carried out using the artificial stationary polyharmonic sample impact. The spectra of the main and sample processes are not intersected. A synthesizing method of the form in time-domain of the sample impact process is presented. The main limitations and the range of conditions for the possible application of the method are determined, its effectiveness is shown on the example of the experimental data obtained during the low-frequency inductive electrical prospecting system functioning in alternating magnetic field measuring mode.

Keywords: measurements control, conversion parameters control, adaptive correction, quasi-stationary periodic process.



КОНКУРС РФФ ПО ПОДДЕРЖКЕ ИССЛЕДОВАНИЙ ОТДЕЛЬНЫХ НАУЧНЫХ ГРУПП

<http://rscf.ru/ru/node/ong>

9 сентября 2019 г.

Российский научный фонд начинает прием заявок на конкурс по поддержке фундаментальных и поисковых исследований отдельных научных групп.

В рамках конкурса будут поддержаны проекты, планируемые к реализации в 2020—2022 гг. с последующим возможным продлением срока выполнения на один или два года.

Размер каждого гранта составит от 4 до 6 млн. руб. ежегодно.

Печатные экземпляры заявок представляются в Фонд по адресу: г. Москва, ГСП-2, 109992, ул. Солянка, д. 14, стр. 3 до 17 ч 00 мин (по московскому времени) 15 ноября 2019 г.

При наличии действующего соглашения между Фондом и организацией о признании простой электронной подписи, равнозначной собственноручной подписи, заявка на конкурс может быть представлена в виде электронного документа.

Подробная информация об условиях конкурса и правилах подачи заявок содержится в конкурсной документации.

Результаты конкурса будут подведены в апреле 2020 г.