

УДК 621.372

А. А. Сьтнік*, канд. техн. наук,

О. А. Наконечная**, преподаватель

*Черкасский государственный технологический университет,
г. Черкассы,

**Восточно-европейский университет экономики и менеджмента,
г. Черкассы

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОВ АКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ

В работе приведены алгоритмы численного определения основных временных характеристик сигналов акустической эмиссии, в том числе определения огибающей сигнала, времени появления импульса, длительности переднего и заднего фронта и общей длительности сигнала, амплитуды отдельных мод, а также энергии и мощности сигнала.

Ключевые слова: сигнал, акустическая эмиссия, алгоритмы, цифровая обработка, огибающая, энергетические характеристики, время нарастания, фронт сигнала, мода, интегральные характеристики.

Введение и постановка задачи. Акустическая эмиссия (АЭ) — это явление возникновения звуковых колебаний в твердом теле при появлении локальных дефектов. Сигнал акустической эмиссии представляет собой непрерывный электрический сигнал на выходе преобразователя акустической эмиссии, имеющий колебательную форму и характеризуется частотой, амплитудой, длительностью, временем нарастания, энергией и амплитудным распределением. С целью отсекаания шумов и хаотических искажающих колебаний, возникающих в результате многочисленных переотражений звуковых волн, при регистрации сигнала акустической эмиссии задается пороговое значение сигнала U_n , т.е. уровень, начиная с которого регистрируется полезный сигнал.

Основные параметры сигналов акустической эмиссии приведены в ГОСТе [1], широко применяются при проведении измерений и определяются следующими параметрами [2]: *счетом АЭ* называется количество превышений сигналом АЭ порога ограничения; *скоростью счета акустической эмиссии* называется отношение суммарного счета АЭ к интервалу времени наблюдения; *огибающей сигнала АЭ* называется функция, построенная по характерным для данного сигнала локальным экстремумам (*нижняя огибающая* строится по локальным минимумам, а *верхняя огибающая* строится по локальным максимумам; если не оговаривается вид огибающей, то под огибаю-

щей сигнала АЭ понимается верхняя огибающая; при построении верхней огибающей часто выбираются все точки локального экстремума, причем точки локального минимума берутся с противоположным знаком); *пиковой (или максимальной) амплитудой АЭ* называется максимальная амплитуда аналогового сигнала АЭ; *временем нарастания сигнала АЭ* называется время между появлением сигнала АЭ над порогом ограничения и временем достижения сигналом пиковой амплитуды; *энергией АЭ* называются энергия, выделяемая источником АЭ и переносимая волнами, возникающими в материале; часто энергия АЭ обозначается аббревиатурой MARSE (Measured area of the rectified signal envelope — измеренная площадь под огибающей сигнала АЭ); *амплитудным распределением АЭ* называются распределение количества сигналов АЭ по их амплитудам.

При обработке и анализе сигналов АЭ стремятся к увеличению количества исследуемых параметров, что обусловлено сложностью физических процессов, происходящих в материалах. Возможность такого более детального исследования иметься в связи с интенсивным использованием средств компьютерной обработки результатов измерений. Алгоритмы определения параметров сигналов акустической эмиссии при цифровой обработке не описаны в ГОСТе и часто понимаются исследователями по-разному. Поэтому возникает необходимость описать алгоритмы определения параметров выходного сигнала преобразователя акустической эмиссии. Настоящая статья посвящена особенностям определения временных характеристик цифрового (квантованного) сигнала АЭ.

Основные результаты. *Алгоритмы выделения огибающей сигнала акустической эмиссии.* Сигнал на выходе пьезоэлектрического преобразователя при действии на его входе сигнала акустической эмиссии $x(t)$ может быть записан в виде

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) k(t-\tau) d\tau \quad (1)$$

или

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(t-\tau) k(\tau) d\tau, \quad (2)$$

где $k(t)$ — импульсная переходная функция преобразователя, которая связана с передаточной функцией $W(s)$ преобразователя соотношением [3]

$$k(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} W(s) e^{st} ds, \quad (3)$$

При этом принимается

$$W(s) = \int_0^{\infty} k(t) e^{-st} dt = \sum_{i=0}^m b_i s^i \bigg/ \sum_{i=1}^n a_i s^i, \quad (4)$$

где a_i, b_j — коэффициенты дифференциальных уравнений

$$\sum_{i=1}^n a_i \frac{d^{(i)}y}{dt^i} = \sum_{i=1}^m b_j \frac{d^{(i)}f}{dt^i} = x(t), \quad (5)$$

описывающего динамику преобразователя при воздействии на него входного сигнала $x(t)$. Сигнал $x(t)$ предполагается удовлетворяющим условиям

$$x(t) = 0, \text{ при } t < 0; \int_0^{\infty} |x(t)| e^{-ct} dt < \infty, \quad (6)$$

где c — абсцисса абсолютной сходимости [3].

При этих условиях

$$Y(s) = W(s)X(s), \quad (7)$$

$$y(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} W(s) \cdot X(s) \cdot e^{st} ds. \quad (8)$$

Рассматривая квантователь как последовательное соединение преобразователя и импульсного элемента, осуществляющего амплитудно-импульсную модуляцию с интервалом повторения τ_q (или частотой квантования $\omega_q = 2\pi/\tau_q$), и учитывая, что передаточная функция импульсного элемента имеет вид [3]

$$Y^*(s) = \frac{1}{\tau_q} \sum_{v=-\infty}^{\infty} Y(s + jv\omega_q), \quad (9)$$

получаем преобразование Лапласа выходного сигнала квантователя в виде

$$Y^*(s) = \frac{1}{\tau_q} \sum_{v=-\infty}^{\infty} W(s + jv\omega_q) \cdot X(s + jv\omega_q), \quad (10)$$

а во временной области

$$y(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} Y^*(s) \cdot e^{st} ds. \quad (11)$$

Учитывая соотношения (5)—(11), а также тот факт, что известные значения $y(t_i)$ в дискретные моменты времени t_i возмущены погрешностью квантования

$$y_q(t_i) = y(t_i) + \Delta Y_q, \quad (12)$$

можно сделать вывод, что восстановление входного сигнала $x(t)$ на входе акустического преобразователя является некорректной задачей [4], алгоритмы решения которой достаточно сложны. При их использовании предполагаются известными передаточная функция, или импульсная или переходная характеристика преобразователя. Если учесть, что в качестве исходных данных обычно задана только амплитудно-частотная характеристика акустического преобразователя, то для решения задачи восстановления входного сигнала при этих условиях необходимо определение передаточной функции преобразователя по его АЧХ, которое может быть осуществлено с использованием преобразования Гильберта [3]. Таким образом, можно считать, что соотношения (3)—(12) принципиально решают задачу восстановления сигнала акустической эмиссии на входе преобразователя.

Этот сигнал является выходным для самого сложного элемента всего акустико-электронного тракта — модели прохождения волн напряжения от источника АЭ до места расположения приемника в конкретном изделии. Отработка этой модели представляется необходимой для уточнения конкретных зависимостей диагностических сигналов (признаков) от параметров состояния контролируемых объектов и дальнейшего исследования информативности этих признаков при построении и отработке алгоритмов принятия решения.

На первом этапе разработки алгоритмического обеспечения соответствующего диагностического комплекса в качестве компонент вектора признаков можно использовать временные параметры огибающей выходного сигнала широкополосного пьезоэлектрического преобразователя. Учитывая, что выход преобразователя имеет вид радиоимпульса, простейший способ получения массива значений огибающей сигнала АЭ заключается в выделении из массива $y_q(t_i)$ значений квантованного

выходного сигнала точек в окрестностях локальных экстремумов и аппроксимации огибающей модулями этих выделенных значений, наиболее близких к экстремальным [5]. Условие локального экстремума в окрестности трех последовательно отсчитанных из массива Y_q точек

$(t_1, \hat{Y}_1), (t_2, \hat{Y}_2), (t_3, \hat{Y}_3)$ определяется событием

$$\left((\hat{Y}_1 < \hat{Y}_2) \wedge (\hat{Y}_2 > \hat{Y}_3) \right) \vee \left(\hat{Y}_1 > \hat{Y}_2 \right) \wedge \left(\hat{Y}_2 < \hat{Y}_3 \right). \quad (13)$$

Точками огибающей сигнала АЭ по этому алгоритму считаются точки модулей экстремумов $P_e = (t_e, |Y_e|)$.

Для формирования массива значений огибающей в точках отсчета времени с шагом Δt можно использовать линейную или квадратичную интерполяцию в зависимости от принятой модели.

При линейной интерполяции огибающей используется формула

$$Y_L(t) = Y_2 + d_{1L}(t - t_2), \quad (14)$$

$$d_{1L} = (Y_3 - Y_2)/(t_3 - t_2), \quad (15)$$

при квадратичной — формула

$$Y_Q(t) = Y_1 + d_{1Q}(t - t_1) + d_2(t - t_1) \cdot (t - t_2), \quad (16)$$

где Y_j — значения огибающей в моменты t_j ($j = 1, 2, 3$);

d_{1Q} — разделенная разность функции $Y(t)$ первого порядка:

$$d_{1Q} = (Y_2 - Y_1)/(t_2 - t_1), \quad (17)$$

d_2 — разделенная разность функции $Y(t)$ второго порядка:

$$d_2 = \frac{Y_1}{(t_2 - t_1)(t_3 - t_1)} + \frac{Y_2}{(t_1 - t_2)(t_3 - t_2)} + \frac{Y_3}{(t_1 - t_3)(t_2 - t_3)}. \quad (18)$$

Погрешности определения очередной вычисляемой точки огибающей оцениваются выражениями:

$$\Delta Y_L = |Y_L(t_e) - Y_e| - \quad (19)$$

при линейной интерполяции, и

$$\Delta Y_Q = |Y_Q(t_e) - Y_e| - \quad (20)$$

при квадратичной интерполяции.

Если $\Delta Y_L < \Delta Y_Q$, то искомые значения $Y_A(t_i)$ огибающей определяются значениями линейной функции $Y_L(t_i)$, если $\Delta Y_L > \Delta Y_Q$ — то значениями квадратичной функции $Y_Q(t_i)$. Узлы времени t_i определяются соотношениями:

$$t_0 = t_{sp}, \quad (21)$$

$$t_i = t_{i-1} + \Delta t, \quad i = 1, 2, \dots \quad (22)$$

где t_{sp} — момент начала отклика преобразователя на приход очередного пакета волн напряжения.

Соотношения (13)—(22) определяют этот простейший алгоритм выделения огибающей сигнала АЭ. Более точной является интерполяция огибающей значениями $Y_A(t_i)$ при использовании в качестве узлов интерполяции (t_i, Y_i) в выражениях (14)—(18) точек (t_e, \tilde{Y}_e) локальных экстремумов. Точки локальных экстремумов могут быть

вычислены либо с помощью выражений, аналогичных (14)—(18) с использованием значений \tilde{Y}_i вместо Y_i , либо с помощью сглаживающей сплайн-интерполяции. Получим расчетные выражения на основе квадратичной формулы (16) для первого из этих методов.

Из необходимого условия экстремума получаем значение аргумента, при котором оно достигается:

$$t_e = (t_1 + t_2 - \tilde{d}_{1Q} / \tilde{d}_{2Q}) / 2 = t_2 + \delta \cdot \Delta t, \quad (23)$$

$$\Delta t = t_3 - t_2 = t_2 - t_1, \quad (24)$$

$$\delta = \frac{\tilde{Y}_1 - \tilde{Y}_3}{\tilde{Y}_1 + \tilde{Y}_3 - 2\tilde{Y}_2} \quad (25)$$

и само экстремальное значение

$$\tilde{Y}_e = \tilde{Y}_2 - \delta \cdot (\tilde{Y}_1 - \tilde{Y}_3) / 4. \quad (26)$$

В формулах (23)—(26) переменными с тильдой обозначены сглаженные величины, полученные при квадратичной интерполяции по формулам (16)—(18).

Соотношения (13)—(26) определяют уточненный алгоритм выделения огибающей сигнала АЭ.

Заметим, что в обоих алгоритмах по величине $\Delta Y = \min \{ \Delta Y_L, \Delta Y_Q \}$ весьма просто фиксируется момент резкого изменения огибающей, которое является следствием резкого изменения фазы несущей выходного сигнала преобразователя из-за прихода на преобразователь пакета волн очередного импульса. Поэтому найденное значение можно использовать для оценки времени прихода очередного импульса акустического сигнала. Кроме того, это значение используется для формирования интервала времени, в течение которого производится оценка параметров огибающей акустического сигнала по следующему алгоритму.

Используя аппроксимацию огибающей квадратичной зависимостью в интервале времени $[t_i, t_k]$ запишем выражение выходного сигнала преобразователя в моменты t_i и t_j при постоянной фазе ψ амплитудно-модулированного сигнала:

$$u(t_i) = A \cdot \sin(\omega_q t_i + \psi) + \delta_i, \quad (27)$$

$$u(t_j) = \left(A + (B + C(t_j - t_i)) \cdot (t_j - t_i) \right) \cdot \sin(\omega_q t_j + \psi) + \delta_j. \quad (28)$$

Здесь δ_i, δ_j — погрешности выполнения соотношений (27), (28). Параметры огибающей A, B, C и фаза ψ , минимизирующие сумму взвешенных квадратов погрешностей δ_j

$$\begin{aligned} \Phi &= \sum_j \omega_j \delta_j^2 = \\ &= \sum_j \omega_j \left[u(t_j) - \left(A + (B + C(t_j - t_i)) \cdot (t_j - t_i) \right) \cdot \sin(\omega_q t_j + \psi) \right]^2, \end{aligned} \quad (29)$$

определяются соотношениями:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial A} = \sum_j 2\omega_j \delta_j \left(-\sin(\omega_q t_j + \psi) \right) = 0, \quad (30)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial B} = \sum_j 2\omega_j \delta_j \left(-(t_j - t_i) \cdot \sin(\omega_q t_j + \psi) \right) = 0, \quad (31)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial C} = \sum_j 2\omega_j \delta_j \left(-(t_j - t_i)^2 \cdot \sin(\omega_q t_j + \psi) \right) = 0. \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Phi}{\partial \psi} &= \\ &= -\sum_j 2\omega_j \delta_j \left(A + (B + C(t_j - t_i))(t_j - t_i) \right) \cdot \cos(\omega_q t_j + \psi) = 0. \end{aligned} \quad (33)$$

В системе (30)—(33) максимальное число слагаемых определяется интервалами постоянства фазы ψ , которые находятся по предыдущему алгоритму. Сходимость итерационной процедуры оценки параметров A, B, C на этих интервалах может быть обеспечена варьированием числа точек, учитываемых в суммах соотношений (30)—(33), и выбором значений весов ω_j .

Обозначив $\gamma_j = \omega_j \delta_j$, $\varphi_j = \omega_q t_j$, из (30)—(33) получим:

$$\begin{aligned} A \sum_j \gamma_j \sin \varphi_j + B \sum_j (t_j - t_i) \cdot \gamma_j \cdot \sin \varphi_j + \\ + C \sum_j (t_j - t_i)^2 \cdot \gamma_j \cdot \sin \varphi_j = 0, \end{aligned} \quad (34)$$

$$-tg\psi = \frac{\sum_j \gamma_j \cdot \sin \varphi_j}{\sum_j \gamma_j \cdot \cos \varphi_j} = \frac{\sum_j t_j \gamma_j \cdot \sin \varphi_j}{\sum_j t_j \gamma_j \cdot \cos \varphi_j} = \frac{\sum_j t_j^2 \gamma_j \cdot \sin \varphi_j}{\sum_j t_j^2 \gamma_j \cdot \cos \varphi_j}. \quad (35)$$

Решение системы уравнений (30)—(35) дает оценки искомым величин A, B, C, ψ .

Оценка модовых значений сигналов АЭ. Пусть в результате выделения огибающей сигнала акустической эмиссии по описанному выше алгоритму получен массив дискретных значений с постоянным

шагом дискретизации. Все полученные значения лежат в интервале времени от T_{si} до T_{fi} , в котором значения сигнала превышают пороговый уровень U_n (рис. 1).

В качестве основной энергетической характеристики будем рассматривать максимальную амплитуду импульса A_{2m} . Ввиду многомодовости сигнала при оценке A_{2m} будем пренебрегать локальными максимумами ниже уровня U_f сигнала, определяющего моменты конца переднего (T_{sf}) и начала заднего (T_{fs}) фронтов импульса. Таким образом, в качестве оценки принимаем первый локальный максимум, превышающий уровень $U_f = \delta_f \cdot A_m$, где A_m — максимальное дискретное значение сигнала, δ_f — коэффициент уровня отсчета фронтов импульса.

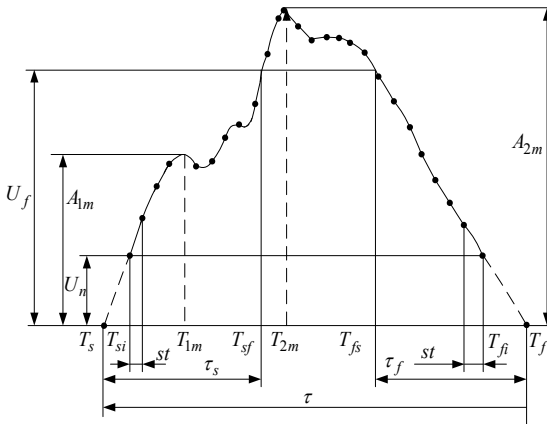


Рис. 1. Сигнал акустической эмиссии

Первый локальный максимум сигнала соответствует амплитуде A_1 продольной составляющей, образовавшейся в результате последнего отражения фронта сдвиговой волны (от неоднородности материала или границы поверхности изделия) перед поступлением акустического сигнала на вход преобразователя.

Отметим, что оценка амплитуды A_1 импульса продольной волны, вызванной импульсом волны напряжения в источнике, может быть произведена после реализации блока селекции мод сигнала АЭ.

Значения A_1 , A_2 и им соответствующие моменты времени T_{1m} , T_{2m} находятся по формулам (17)—(26) квадратичной интерполяции.

Оценка скорости изменения модовых значений сигналов АЭ. При получении этих оценок локализация источников сигналов АЭ предполагается уже выполненной, а по алгоритму, описанному выше, построены последовательности

$$\{A_1(T_{1m})\}_i, \{A_2(T_{2m})\}_i, (i=1,2,3,\dots)$$

значений амплитуд $A_1^{(i)}$ и $A_2^{(i)}$ в соответствующие моменты времени $T_{1m}^{(i)}$, $T_{2m}^{(i)}$ приема i -го сигнала от источника с известными координатами. На данном этапе ограничимся оценкой скоростей V_{A_j} ($j=1,2$) изменения амплитуд A_1 , A_2 сигналов АЭ разделенными разностями первого порядка. Таким образом, принимаем:

$$V_{A_j}^{(i)} = (A_j^{(i)} - A_j^{(i-1)}) / (T_{jm}^{(i)} - T_{jm}^{(i-1)}), j=1,2; i=2,3,4,\dots, \quad (36)$$

В случае недостаточной точности линейного прогноза опасного нарастания амплитуд сигналов вычисленные значения (36) используются как узлы для квадратичной интерполяции по формулам (17)—(26) скорости роста амплитуд и оценки момента критического значения АЭ в изделии.

Определение длительности и крутизны импульсов АЭ. Крутизну фронтов импульса АЭ можно оценить, используя линейную интерполяцию в начале и конце импульса (см. рис. 1). Угловые коэффициенты интерполяционных прямых находятся по формулам

$$C_j = (E_j - U_n) / \Delta t, (j=1,2), \quad (37)$$

где Δt — шаг дискретизации по времени; E_1 — первое значение сигнала, превышающее порог U_n ; E_2 — последнее значение сигнала, превышающее порог U_n .

Тогда моменты T_s , T_f начала и конца импульса определяются выражениями:

$$T_s = T_{s_i} - C_1 \cdot s_t, \quad (38)$$

$$T_f = T_{f_i} - C_2 \cdot s_t. \quad (39)$$

Формулы линейной интерполяции можно использовать также и для оценки момента T_{sf} — конца переднего фронта и T_{fs} — начала заднего фронта импульса, причем эти моменты определяются уровнем $U_f = \delta_f \cdot A_m$ значения сигнала.

Таким образом, оцениваемые временные характеристики определяются выражениями:

$$\tau_s = T_{sf} - T_s \quad (40)$$

- длительность переднего фронта;

$$\tau_f = T_f - T_{fs} \quad (41)$$

- длительность заднего фронта;

$$\tau = T_f - T_s \quad (42)$$

- длительность сигнала АЭ.

Формирование гистограммы амплитуд сигнала АЭ. Под гистограммой распределения амплитуд сигнала понимается распределение количества сигналов АЭ по их амплитудам [6]. При формировании массива данных о сигнале должно быть выбрано временное окно, в пределах которого размещается исследуемый импульс. Затем в каждом элементе массива размещается число, соответствующее в выбранном масштабе мгновенному значению сигнала, причем адрес ячейки должен соответствовать моменту времени, в который произошло считывание значения сигнала, а соседним ячейкам должен соответствовать выбранный временной шаг считывания.

Для построения соответствующего массива данных гистограммы введем две матрицы: G_{ijk} — матрицу гистограмм и H_{ij} — матрицу переполнений гистограмм.

Обозначим Δa — шаг гистограммы по амплитуде. Количество элементов матриц определяется пределами изменения индексов: $i = 1 \dots n_1$, $j = 1 \dots n_2$, $k = 1 \dots m$, где n_1 и n_2 — числа зон изделия по координатам, m - количество дискретных уровней сигнала.

Алгоритм заключается в следующем. Вначале обнуляются массивы — полагают, что $G_{ijk} = 0$ и $H_{ij} = 0$ для всех i, j, k . После прихода очередного сигнала АЭ проверяется выполнение условия: если амплитуда A_{ij} соответствует условию $m \cdot \Delta a \geq A_{ij}$, то увеличивается на единицу соответствующий элемент матрицы G_{ijk} :

$$G_{ijk} = G_{ijk} + 1, \text{ где } k = A_{ij} / \Delta a + 1; \quad (43)$$

в противном случае происходит увеличение соответствующего элемента матрицы H_{ij} :

$$H_{ij} = H_{ij} + 1. \quad (44)$$

Описанные алгоритмы позволяют легко рассчитать интегральные характеристики сигнала – энергию импульса и среднюю мощность в импульсе. Вычисление энергии сигнала АЭ производится путем интегрирования огибающей, то есть путем численного суммирования площадей под всеми модами сигнала. Мощность сигнала АЭ рассчитывается как отношение энергии к длительности сигнала.

Для вычисления площади под огибающей воспользуемся квадратурной формулой трапеций. Введем векторы мощности и энергии импульса $\bar{P} = (P_1, P_2, \dots, P_n)$ и $\bar{E} = (E_1, E_2, \dots, E_n)$, где n — количество мод в сигнале АЭ.

По квадратурной формуле трапеций имеем:

$$E_i = \sum_{k=2}^{m_i-1} G_i^k \cdot h + \frac{h}{2} (G_i^1 + G_i^{m_i}), \quad (45)$$

$$P_i = E_i / T_i \quad (46)$$

$$\langle E \rangle = \sum_{i=1}^n E_i, \quad (47)$$

$$\langle P \rangle = \sum_{i=1}^n P_i, \quad (48)$$

где G_i — огибающая сигнала i -той моды, h — шаг дискретизации огибающей сигнала, m_i — число значений огибающей i -той моды сигнала, $\langle E \rangle$ — суммарная энергия сигнала, $\langle P \rangle$ — полная мощность сигнала.

Выводы. Приведенные алгоритмы численного расчета позволяют по цифровым значениям сигнала акустической эмиссии найти основные временные параметры сигнала. Использование найденных значений временных параметров сигнала акустической эмиссии позволяет решать более сложные задачи локации источников акустической эмиссии [7], а также классифицировать сигналы по виду и степени развития дефекта и прогнозировать состояние изделия.

Список использованной литературы:

1. ГОСТ 27655-88. Акустическая эмиссия. Термины, определения и обозначения.
2. Филоненко С. Ф. Акустическая эмиссия. Измерение, контроль, диагностика / С. Ф. Филоненко. — К. : КМУГА, 1999. — 312 с.
3. Бабак В. П. Обробка сигналів : підручник / В. П. Бабак, В. С. Хандецький, Е. Шрюфер. — 2-е вид., перероб. і доповн. — К. : Либідь, 1999. — 496 с.
4. Грешилов А. А. Некорректные задачи цифровой обработки информации и сигналов / А. А. Грешилов — 2-е изд. доп. — М. : Университетская книга ; Логос, 2009 — 360 с.
5. Степанова Л. Н. Оценка погрешностей определения времени прихода сигналов акустической эмиссии пороговым методом / Л. Н. Степанова, И. С. Рамазанов, К. В. Канифадин // Дефектоскопия. — 2009. — № 4. — С. 69—78.
6. Грязнов М. И. Измерение параметров импульсов / М. И. Грязнов, М. Л. Гуревич, Ю. А. Рябинин. — М. : Радио и связь, 1991. — 216 с.

7. Патон Б. Е. Многоканальное устройство для локации источников акустической эмиссии / Б. Е. Патон, Г. Е. Пухов, А. Ф. Верлань, А. Е. Коваленко, К. О. Шепеленко, А. К. Ковбасенко, Н. Н. Межуев, В. И. Тесля // Авторское свидетельство СССР №4270700/28 от 25.07.1987.

We present algorithms for the numerical determination of basic temporal characteristics of acoustic emission signals, including the determination of the signal envelope, the time of appearance of the pulse, the duration of the leading and trailing edge and the total duration of the signal amplitude of individual modes, as well as energy and power of signal.

Key words: *signal, acoustic emission, algorithms, digital processing, envelope, energy characteristics, rise time, front of the signal, mode, integral characteristics.*

Отримано: 12.05.2011

УДК 004.052.2,004.052.4

М. Ф. Сопель, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины, г. Киев

АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ В ЛИНИЯХ СВЯЗИ АСУ

Статья посвящена исследованию помех, вносимых в сигнал линиями передачи, и разработке корректирующих алгоритмов для устранения искажений.

Ключевые слова: *сигнал, ослабление, запаздывание, дискретная информация, относительное кодирование.*

Линия, как искажающий четырехполосник. При проектировании линий связи АСУ, особенно в случае их пространственной распределенности, неизбежно приходится учитывать возможные искажения передаваемых дискретных сигналов. Актуальность этой задачи определяется высокой ответственностью реализуемых в АСУ функций управления и контроля.

Обычно предполагается, что линия не вносит в цифровые сигналы передатчика $s(t, m_i)$ никаких изменений, кроме, может быть, ослабления их на постоянную величину. Это предположение упрощает теорию, однако в целом оно нереально. Так как линия является реальным линейным четырехполосником, обладающим определенным импульсным откликом, то она неизбежно вносит изменения в форму сигнала.

Из общего соотношения между входным и выходным сигналами линейного четырехполосника

$$u_{\text{вых}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_{\text{вх}}(\tau) h(t-\tau) d\tau \quad (1)$$