

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ, МЕТРОЛОГИЯ И ИНФОРМАЦИОННО- ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

УДК 621.382(06)

А. В. НИКОНОВ

Омский государственный
технический университет

СИНТЕЗ МОДЕЛИ ИНФОРМАЦИОННО- ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЧАСТИ ТЕРРИТОРИАЛЬНО РАСПРЕДЕЛЁННОГО ПРОИЗВОДСТВЕННОГО КОМПЛЕКСА

Описан синтез модели и моделирование информационных измерительных процессов при разработке распределённого производственного комплекса. Приведена методика применения предложенной модели, даны иллюстрации процесса получения оптимального решения, определения целевой функции, системы ограничений и области существования задачи оптимизации.

Ключевые слова: информационные измерительные процессы, распределённый комплекс, целевая функция, интерполяция, область существования.

Задачи синтеза модели и моделирования измерительных информационных процессов производственного комплекса определяются функциональным назначением автоматизированного комплекса измерений. Но получение проектного решения в виде описания объекта затруднено сложностью, громоздкостью, многоэтапностью, разном во времени информационных процессов, их протяжённостью и наличием обратных связей. В то же время, управляющие воздействия обратной связи часто могут быть сформированы только после обработки собранной информации, её анализа и выработки оптимизированного решения. Оптимальный вариант модели должен удовлетворять

системным, конструктивным, технологическим, электрическим и экономическим требованиям [1].

Для целей оптимального проектирования необходимо обосновать критерии оптимальности проектируемого объекта и определить множество показателей $\theta = (v_1, \dots, v_n)$, на которые наложено множество ограничений $V = (v_1, \dots, v_n)$. Для решения задачи синтеза выделим совокупность независимых переменных $X = (x_1, \dots, x_m)$, зафиксировав значения которых можно определить один из вариантов объекта и его количественные характеристики, в том числе значение критерия оптимальности, а также показатели, принимаемые в качестве ограничений, то есть (x_1, \dots, x_m) – переменные синтеза.

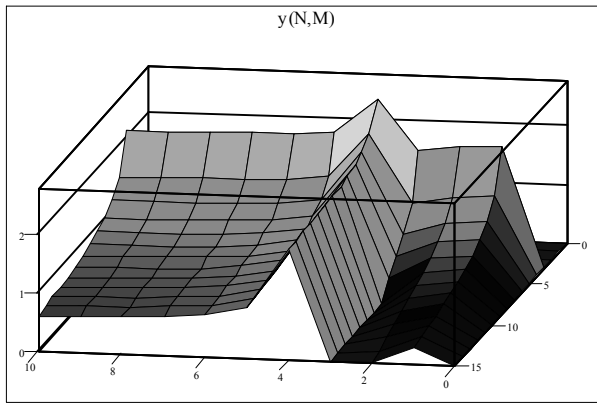


Рис. 1. Поведение функции $\delta_{с\text{ст}} = f(N, M)$ при соотношении коэффициентов M и N : $N [0,15; 2,85]$ шаг $0,3$; $M [0,3; 8,7]$ шаг $0,6$

В территориально распределённых комплексах количество каналов поступления аналоговой информации определяет структуру и алгоритм работы системы — или параллельного действия, или мультиплицированная структура, или параллельно-последовательного действия. Функциональная и территориальная рассредоточенность ведёт к громоздким системам уравнений, описывающих функции преобразования измерительных преобразователей для каждой из физических величин. С позиции метрологической достоверности, для ряда измеряемых физических величин существуют стандартные контрольно-поверочные средства, но их стоимость определяется их точностными характеристиками. Для некоторых физических величин просто нет серийных метрологических средств с достаточными, согласно ГОСТ, точностными характеристиками, что ведёт к необходимости их разработки.

Между собой связаны процессы синхронизации физических процессов на производстве и поступления данных о состоянии объекта в аналитический модуль. Также, из-за временных задержек и наличия обратных связей в системе возникает вопрос о достоверности данных, по которым производится принятие решения о выходе системы в установившийся режим. Этим определяется тип системы — или она должна быть статичной, или обладать астатизмом по информативному параметру.

Критерии оптимальности F и показатели назначения q являются функциями независимых и зависимых переменных (напр., четырёх): $F(X) = F[x_1, F(x_2), F(x_3), x_4]$ и $q_i(X) = q_i(x_1, \dots, x_4)$. Задача синтеза в формализованном виде — определение значений переменных x_1, \dots, x_4 , при которых критерий оптимальности принимает экстремальное значение при условиях:

$\theta_i(x_1, \dots, x_m) \leq 0, (i = \overline{1, n})$ и $a_j \leq x_j \leq b_j, (j = \overline{1, m})$. Для перехода от неравенств к уравнениям следует ввести дополнительные переменные x_{m+i} , причём $x_{m+i} > 0$ и $\theta_i(x_1, \dots, x_m, \dots, x_{m+i}) = 0$. Известно, если ограничения имеют вид уравнений, то количество ограничений n не должно быть больше числа переменных m , а разность $m - n$ определяет число степеней свободы (это количество переменных может быть выбрано произвольно).

Большое число каналов измерительной информации не позволяет свести задачу синтеза к алгебраической задаче ($n = m$), поэтому требуется провести оптимизацию целевой функции $F(x)$.

Предварительное исследование целевой функции показывает, что задача оптимизации должна решаться

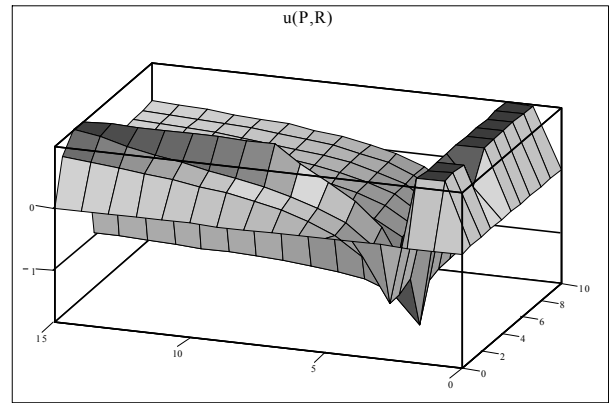


Рис. 2. Минимум целевой функции

ся методами линейного и нелинейного программирования в связи с нелинейностью ряда ограничений. При структурном синтезе сложно доказать, что полученная система является оптимальной, так как получить точное решение такой сложной комбинаторной задачи практически невозможно. А это означает, что требуется выработать и обосновать ряд допущений, позволяющих получить приближённое решение с приемлемой точностью.

Задача нелинейного программирования, связанная с выбором и обоснованием целевой функции, предполагает выбор и обоснование структуры комплекса. Сразу напрашивается параллельная (многоканальная) структура, отражающая одновременную параллельную работу самостоятельных измерительных каналов, позволяющих одновременно измерять разнородные физические величины, использовать одноканальные измерители, достигать максимального быстродействия и высокой схемной надёжности. Но результаты измерений зачастую используются как по месту измерения, так и в удалённых пунктах, что говорит в пользу параллельно-последовательных структур. А достаточно большая периодичность измерения (сотни миллисекунд и более) не требует высокого быстродействия. В то же время известно, если параллельные самостоятельные измерительные каналы не резервируют друг друга, то вероятность безотказной работы такой структуры будет достаточно низкой:

$$P_n = (P_A P_{\text{изм}} P_{\text{пра}} P_{\text{прн}})^s, \quad (1)$$

где $P_A, P_{\text{изм}}, P_{\text{пра}}, P_{\text{прн}}$ — вероятность безотказной работы датчика, измерителя, передатчика и приёмника. Для одного канала ($s = 1$) при $P_A = P_{\text{изм}} = P_{\text{пра}} = P_{\text{прн}} = 0,95$ имеем $P_n = 0,815$. Кроме того, недостаток параллельной структуры — это избыточность.

На структуру параллельно-последовательного действия, как многоточечную структуру, накладываются ограничения, связанные с требованием последовательной программной или выборочной адресной выдачи результатов измерений. При этом должны удовлетворяться ограничения по метрологическим и эксплуатационным характеристикам при минимальной сложности и стоимости. Таким образом, в качестве критериев выступают сложность и стоимость, в качестве ограничений — точность и эксплуатационные характеристики. В то же время, уменьшение сложности структуры комплекса достигается за счёт многократного последовательного использования отдельных структурных единиц тракта измерения и передачи информации.

Целевую функцию можно принять как разность между эффективностью комплекса при максимально

Функция $\delta_{\Sigma_{\text{си}}} = f(N, M)$ при различном соотношении коэффициентов M и N

$\delta_{\Sigma_{\text{си}}=}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1,816i	4,681i	2,036	1,333	1,04	0,865	0,743	0,651	0,578	0,516	0,462	0,415
2	0	1,845i	4,692i	2,01	1,293	0,987	0,668	0,668	0,563	0,476	0,399	0,327	0,355
3	0	1,941i	4,731i	1,917	1,143	0,781	0,527	0,286	0,215i	0,37i	0,452i	0,507i	0,546i
4	0	0,481i	4,287i	2,771	2,304	2,147	2,068	2,02	1,988	1,965	1,948	1,935	1,924
5	0	1,62i	4,608i	2,195	1,565	1,324	1,192	1,107	1,047	1,003	0,969	0,941	0,919
6	0	1,687i	4,632i	2,145	1,493	1,238	1,096	1,003	0,936	0,887	0,848	0,816	0,79
7	0	1,711i	4,641i	2,126	1,466	1,205	1,058	0,961	0,892	0,84	0,798	0,765	0,737
8	0	1,723i	4,645i	2,116	1,452	1,188	1,038	0,939	0,868	0,814	0,772	0,737	0,708
9	0	1,73i	4,648i	2,11	1,443	1,177	1,025	0,925	0,853	0,798	0,755	0,719	0,69
10	0	1,735i	4,65i	2,105	1,437	1,169	1,017	0,916	0,843	0,787	0,743	0,707	0,677

возможных затратах и эффективностью комплекса при затратах, приемлемых для потребителя. Для оценки эффективности комплекса введём понятие «объём регистрируемой информации» (ОРИ) $V = NM$, где N — число регистрируемых уровней физической величины; M — число зарегистрированных отсчётов на интервале наблюдения. Целевая функция определяется:

$$F(X) = (V_1 - V_2) \rightarrow \min, \quad (2)$$

где V_1 и V_2 — ОРИ, соответственно, при максимальных и конкретных затратах на комплекс.

При такой дискретизации во времени измеряемых физических величин появляется вопрос воспроизведения исходного процесса между моментами дискретизации. При равномерной дискретизации с шагом h_t и интерполяции появляются задачи определения погрешности воспроизведения исходного процесса, или, при заданных априорных характеристиках исходного процесса, определить интервал дискретизации и степень интерполяционного полинома. Наиболее простыми являются ступенчатая интерполяция, которая заключается в сохранении значения отсчёта на весь впереди лежащий интервал дискретизации, и линейная интерполяция, в которой значения между отсчётами заполняются в соответствии с известным выражением:

$$p(t) = p(t_k) + \frac{p(t_{k+1}) - p(t_k)}{h_t} (t - t_k). \quad (3)$$

Исследования из [1] показывают, что для большинства случаев, с учётом погрешности квантования (в узлах интерполяции), увеличение степени полинома Лагранжа выше первой (линейной интерполяции) не имеет смысла. Рассмотрим представление результатов измерения при ступенчатой интерполяции (ступенчатая аппроксимация с учётом погрешности квантования как погрешности измерителя) и при линейной интерполяции значений физической величины между двумя измерениями.

Максимальное значение погрешности ступенчатой интерполяции $\Delta_{\text{си max}}$ на конкретном интервале дискретизации с помощью неравенства Бернштейна переводится в частотную область, как:

$$\Delta_{\text{си max}} < h_t \omega_b x'_{\text{max}}, \quad (4)$$

где ω_b — ожидаемая верхняя частота изменения физической величины x .

Полученное из этого выражения значение h_t имеет значительный запас в связи с учётом максимального значения частоты и амплитудного значения физической величины x . Выбор интервала дискретизации по усреднённым оценкам погрешности интерполяции можно сделать по среднеквадратичному значению (СКЗ) этой погрешности, оценив закон распределения погрешности интерполяции. Если $1/h_t \gg \omega_b$, то на интервале дискретизации погрешность интерполяции $\Delta_A(t)$ можно заменить линейной функцией. Тогда погрешность $\Delta_A(t)$ двух измерений в моменты времени между t_k и t_{k+1} распределена по равномерному закону в интервале $[0; h_t x'(t_k)]$. Граница этого распределения $h_t x'(t_k)$ является случайной величиной, распределённой по закону плотности вероятности первой производной измеряемой физической величины $W(x')$.

На практике интересны не точные значения функции плотности вероятности, а ожидаемый их диапазон. При недостаточной априорной информации можно использовать равномерное распределение, как имеющее максимальную неопределённость. Для $W(x')$ в диапазоне $-x'_{\text{max}} < x' < x'_{\text{max}}$ плотность вероятности погрешности интерполяции будет аппроксимироваться законом вида:

$$\Psi \left(\Delta_A = \alpha \cdot \ln \frac{h_t |x'_{\text{max}}|}{|\Delta_A|} \right). \quad (5)$$

Значение α , зависящее от произведения $h_t x'_{\text{max}}$, можно найти из условия полной вероятности

$$\int_{-h_t x'_{\text{max}}}^{h_t x'_{\text{max}}} \Psi(\Delta) d\Delta = 1, \quad \text{что даёт } \alpha = \frac{1}{2h_t x'_{\text{max}}}.$$

Выражение для $\psi(\Delta_A)$ примет вид:

$$\Psi(\Delta) = \frac{1}{2h_t x'_{\text{max}}} \ln \frac{h_t |x'_{\text{max}}|}{\Delta}, \quad (6)$$

а дисперсия и СКЗ погрешности определяются:

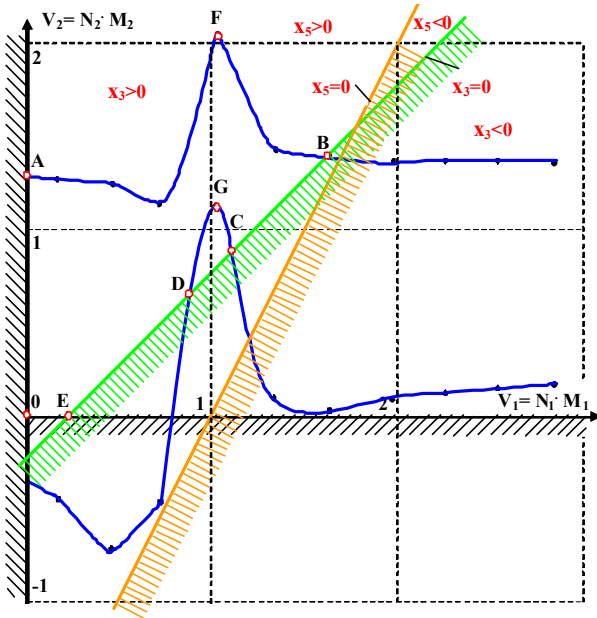


Рис. 3 Область существования задачи минимизации целевой функции

$$\sigma_{\Delta}^2 = h_t^2 (x'_{\max})^2 / 9 ; \sigma_{\Delta} = \pm h_t (x'_{\max})^2 / 3. \quad (7, 8)$$

С учётом неравенства Бернштейна $(x'(t)_{\max} \leq \omega_B x_{\max})$, получим:

$$\sigma_{\Delta} \leq \frac{1}{3} h_t \omega_B x_{\max}. \quad (9)$$

Требуемый интервал дискретизации определится:

$$h_t = \frac{3\sigma_{\text{треб}}}{\omega_B x_{\max}}. \quad (10)$$

Такой учёт статистических свойств погрешности интерполяции в три раза уменьшает запас по быстродействию комплекса, чем при использовании требования (4). Но это выражение также имеет запас, учитывая неравенство Бернштейна и равномерность распределения $W(x')$.

Погрешность ступенчатой интерполяции и погрешности измерителей $h_{\text{изм max}}$ независимы по своей природе, поэтому суммарная методическая погрешность измерений и дискретизации при ступенчатой интерполяции можно определить, пользуясь правилом сложения дисперсий:

$$\Delta_{\Sigma \text{ СИ}}^2 = \frac{h_{\text{изм max}}^2}{6} + \frac{2h_t \omega_B^2 x_{\max}^2}{9}. \quad (11)$$

Это выражение даёт возможность определить СКЗ методической погрешности измерения конкретной физической величины в канале комплекса. Оценим эту погрешность с учётом объёма регистрируемой информации. Полагая диапазон измеряемых величин симметричным относительно нулевого значения, для приведённой погрешности получим выражение:

$$\delta_{\Sigma \text{ СИ}} = \frac{\Delta_{\Sigma \text{ СИ}}}{2x_{\max}} = \sqrt{\frac{h_{\text{изм max}}^2}{24x_{\max}^2} + \frac{(h_t \omega_B x_{\max})^2}{18x_{\max}^2}}. \quad (12)$$

Для первого слагаемого можно использовать связь $h_{\text{изм max}}$ с количеством измеряемых уровней физической величины N :

$$(2x_{\max} / h_{\text{изм max}})^2 = (N - 1)^2. \quad (13)$$

Требуемое для физической величины число регистраций M за интервал наблюдения T_H определится как $M = T_H / h_t + 1$,

или, полагая $T_H = 2\pi / \omega_B$, имеем: $h_t \omega_B = 2\pi(M - 1)$. Тогда:

$$\delta_{\Sigma \text{ СИ}} = \sqrt{\frac{1}{6(N-1)^2} + \frac{0,22\pi^2}{(M-1)^2}}. \quad (16)$$

Представив выражение для целевой функции в виде

$$F(X) = (N_1 M_1 - N_2 M_2), \quad (17)$$

выражение (12) можно использовать как ограничение.

Погрешность представления значений физической величины линейной функцией между двумя моментами измерений определяется выражением:

$$\Delta_{\hat{c}}(t) = (t - t_k)(t - t_{k+1})x''(t) / 2, \quad (18)$$

исходя из общего представления погрешности $\Delta(t)$ для физической величины $x(t)$:

$$\Delta(t) = p(t) - x(t) = \sum_{k=0}^{n-1} a_k P(P_k), \quad (19)$$

где $p(t_k)$ — измеренное значение физической величины; a_k — коэффициенты интерполяционной формулы $p(t) = \sum_{k=0}^{n-1} a_k P(P_k)$.

Максимальное значение погрешности на интервале между двумя измерениями при максимальном значении второй производной от физической величины на этом интервале определится:

$$\Delta_{\hat{c}}(t) \leq h_t^2 x''_{\max}(t) / 8. \quad (20)$$

Выполняя анализ, как и для случая ступенчатой интерполяции, находим средний квадрат методической погрешности при линейной интерполяции:

$$\Delta_{\Sigma \text{ ЛИ}}^2 = \frac{h_{\text{изм max}}^2}{6} + 0,002t^4 \omega_B^4 x_{\max}^2. \quad (21)$$

Приведённая погрешность будет определяться выражением:

$$\delta_{\Sigma \text{ ЛИ}} = \pm \sqrt{\frac{h_{\text{изм max}}^2}{24x_{\max}^2} - \frac{0,001 \cdot h_t^4 \omega_B^4}{2}}. \quad (22)$$

Связывая это выражение с параметром «объём регистрации информации», получим:

$$\delta_{\Sigma \text{ ЛИ}} = \pm \sqrt{\frac{1}{6(N-1)^2} - \left[5 \cdot 10^{-4} \left(\frac{4\pi^2}{M-1} \right)^4 \right]}. \quad (23)$$

При оптимизации выражение (23) также используется как ограничение, если в комплексе принята линейная интерполяция представления физической величины между моментами измерений.

Работа с использованием методов и моделей математического программирования удобна применением геометрической иллюстрации процесса получения оптимального решения. Определим целевые функции как линейные, а система ограничений образует обо-

лочку области существования задачи оптимизации. Целевая функция определяется как:

$$F(X) = \sum_{j=0}^n c_j x_j, \quad (24)$$

а система уравнений ограничений будет:

$$\Theta_i(x_1, \dots, x_m), \quad i = \overline{1, m}; \quad (25)$$

$$a_j \leq x_j \leq b_j, \quad j = \overline{1, n}. \quad (26)$$

Найдём значения переменных, удовлетворяющих ограничениям (25) и (26) и обращающих в минимум целевую функцию (24) (m — количество переменных, а n — количество ограничений). Для данной задачи должно быть $m > n$, а значения $m - n$ переменных можно выбрать произвольно, в частности равными нулю. Тогда такая геометрическая задача будет отражена в $(m - n)$ -мерном пространстве E^{m-n} . В этом пространстве каждой точке $X^{(i)}$ соответствует совокупность чисел $x_1^{(i)}, \dots, x_{m-n}^{(i)}$, равных проекции вектора, проведённого из начала координат в точку $X^{(i)}$, на координатные оси пространства E^{m-n} .

Так как функция $F(x_1, \dots, x_m)$ в каждой точке пространства имеет конкретное значение, то пространство E^{m-n} является скалярным полем критерия оптимальности $F(X)$ и функций ограничений $\Theta(X)$. Функциям ограничений (25) соответствуют граничные гиперповерхности (или гиперплоскости). Ограничениям (26) соответствуют гиперплоскости, выделяющие в пространстве определённую область. Если ограничения (25) и (26) представляют собой выпуклую область, то решения задачи оптимизации соответствуют такой точке в этой области со скалярным полем критерия $F(X)$, в которой он принимает минимальное значение.

Для практической оценки модели зададимся следующими значениями: а) объёмы регистрируемой информации не должны различаться более чем на 20 %: $N_1 M_1 - N_2 M_2 \leq 0,2$; б) реальный комплекс не должен увеличивать погрешность измерения по каналу физической величины более, чем в 1,2 раза, и для ступенчатой интерполяции запишем:

$$\sqrt{\frac{1}{6(N_1 - 1)^2} + \frac{0,22\pi^2}{(M_1 - 1)^2}} - \sqrt{\frac{1}{6(N_2 - 1)^2} + \frac{0,22\pi^2}{(M_2 - 1)^2}} \leq 0,2; \quad (27)$$

в) стоимость идеального комплекса не должна превышать стоимость реального комплекса более чем в два раза: $S_1 N_1 M_1 - S_2 N_2 M_2 \leq 1$, где S_1, S_2 — средняя стоимость канала измерения в идеальном и реальном комплексах.

Имея две переменные V_1 и V_2 , введём дополнительные переменные по числу ограничений:

$$x_3 = 0,2 - N_1 M_1 + N_2 M_2; \quad x_3 \geq 0; \quad (28)$$

$$x_4 = 0,2 - \sqrt{\frac{1}{6(N_1 - 1)^2} + \frac{0,22\pi^2}{(M_1 - 1)^2}} + \sqrt{\frac{1}{6(N_2 - 1)^2} + \frac{0,22\pi^2}{(M_2 - 1)^2}}; \quad x_4 \geq 0; \quad (29)$$

$$x_5 = 1 - S_1 N_1 M_1 + S_2 N_2 M_2; \quad x_5 \geq 0. \quad (30)$$

В поставленной таким образом задаче число переменных $m = 5$, число уравнений $n = 3$, и $m - n = 2$, что позволяет дать геометрическую интерпретацию задачи в пространстве E^2 , то есть на плоскости. Так как все переменные должны быть положительны: $x_j \geq 0, j = \overline{1, 5}$, каждое из неравенств определяет некоторую допустимую область в пространстве E^2 . Так как неравенство $x_1 = V_1 = N_1 M_1 \geq 0$ определяет верхнюю полуплоскость, то неравенство $x_3 \geq 0$ — полуплоскость, лежащую по одну сторону от прямой $-N_1 M_1 + x_3 = 0,2$, а именно ту, которая содержит начало координат. Область, соответствующая $x_3 < 0$, является запрещённой.

Неравенство $x_5 \geq 0$ определяет полуплоскость, лежащую по одну сторону от прямой $1 - S_1 N_1 M_1 + S_2 N_2 M_2 = 0$ и содержащую начало координат. При соотношении стоимостей идеального и реального каналов измерения физической величины $1/2$ (то есть, $S_2 = 0,5; S_1 = 1$), линия $x_5 = 0$. Неравенство $x_4 \geq 0$ даёт свою ограничивающую линию, для чего надо выбрать соотношение величин N и M , исходя из поведения функции $\delta_{\Sigma \text{ см}} = f(N, M)$ (табл. 1, рис. 1).

Выбрав точку $N_1 M_1 = V_1$, в зависимости от значения V_2 строится кривая из уравнения:

$$0,2 - \sqrt{\frac{1}{6(N_1 - 1)^2} + \frac{0,22\pi^2}{(M_1 - 1)^2}} + \sqrt{\frac{1}{6(N_2 - 1)^2} + \frac{0,22\pi^2}{(M_2 - 1)^2}} = 0. \quad (31)$$

Область существования задачи отражают рис. 2 и 3 (область 0AFBCGDE), и целевая функция (2) принимает минимальное значение на линии FG.

Библиографический список

1. Ефимов, В. М. Квантование по времени при измерении и контроле / В. М. Ефимов. — М.: Энергия, 1969. — 87 с.

НИКОНОВ Александр Васильевич, доктор технических наук, профессор (Россия), профессор кафедры «Автоматизированные системы обработки информации и управления».

Адрес для переписки: e-mail: nalva@mail.ru

Статья поступила в редакцию 31.05.2011 г.

© А. В. Никонов

ИССЛЕДОВАНИЕ ФАКТОРОВ, ВЛИЯЮЩИХ НА РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕНСИВНОСТЕЙ ПРИ СПЕКТРАЛЬНОМ АНАЛИЗЕ МАТЕРИАЛОВ

В статье содержатся данные о физическом представлении факторов, способных изменяться при проведении спектрального анализа материалов. Приведены аналитические выражения, при помощи которых возможно количественно оценить изменение измеряемого параметра – интенсивности излучения спектральных линий, несущих информацию о количественном составе материалов при проведении их спектрального анализа.

Ключевые слова: измерение интенсивности излучения, влияющие факторы, физическая модель, спектральный анализ материалов.

Градуировочные графики, построенные по одним комплектам стандартных образцов в различное время с изменением условий проведения эксперимента, изменяют свое положение, что вызывает значительные систематические погрешности в конечном результате определения количественного состава анализируемых элементов.

В статье описано изучение влияния четырех факторов X_i (табл. 1) на коэффициент корреляции положения рабочих точек градуировочных графиков, на примере определения количественного состава в цинковых сплавах типа ЦАМ4-1.

Рассмотрим влияние указанных факторов на изменение интенсивностей спектральных линий, приводящих к изменениям параметров градуировочных графиков при испытаниях одинаковых комплектов стандартных образцов.

Время экспозиции t . Изменение временных интервалов предварительного обжига и экспозиции при спектральном анализе может быть вызвано нестабильностью электронной аппаратуры, ее сбоями, работой генератора спектрального излучения. Простейшие способы фотоэлектрической регистрации

возможны только при использовании источников возбуждения спектров (ИВС), обеспечивающих постоянное во времени и пространстве свечение. Большинство электроразрядных ИВС, применяемых в многоканальных спектрометрах (квантометрах), такими свойствами не обладают. Поэтому основным способом измерения относительной интенсивности спектральных линий, принятым в квантометрах является измерение заряда на накопительных конденсаторах или блоках интеграторов в приборах с зарядовой связью.

Типовая схема спектрального прибора с блоком регистрации на основе приборов с зарядовой связью (ПЗС) приведена на рис. 1 [1].

Структурная схема фотодиодной линейки для атомно-эмиссионного спектрального анализа показана на рис. 2 и рис. 3.

За время экспозиции излучение, несущее информацию о регистрируемом спектре, попадает на чувствительную поверхность фотодиодов. Напряжение на выходе диодной линейки формируется при накоплении заряда под каждым фотодиодом и их последовательным переносом на измерительный усилитель.

Таблица 1

Уровни факторов и параметры варьирования

Фактор	Значение			Шифр фактора	Размерность	Шаг варьирования
	min	сред.	max			
Код	-1	0	+1			
Время экспозиции t	20	30	40	X_1	с	10
Сила тока I	1,5	2	2,5	X_2	А	0,5
Угол заточки электрода α	30	105	180	X_3	градусы	75
Частота поджигающих импульсов f	100	250	400	X_4	Гц	150

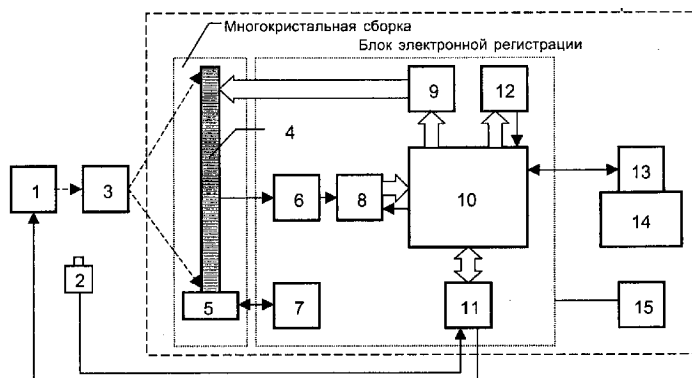


Рис. 1. Структурная схема анализатора МАЭС
в составе физической установки атомно-эмиссионного спектрального анализа:
1 – источник возбуждения спектра; 2 – кнопка «Пуск»; 3 – спектральный прибор;
4 – фотодиодные линейки (ФДЛ); 5 – микрохолодильник Пельтье;
6 – измерительный усилитель; 7 – блок стабилизации температуры ФДЛ;
8 – АЦП; 9 – формирователь уровней управляющих напряжений;
10 – контроллер; 11 – буфер сигналов; 12 – таймер; 13 – интерфейс;
14 – компьютер; 15 – блок питания

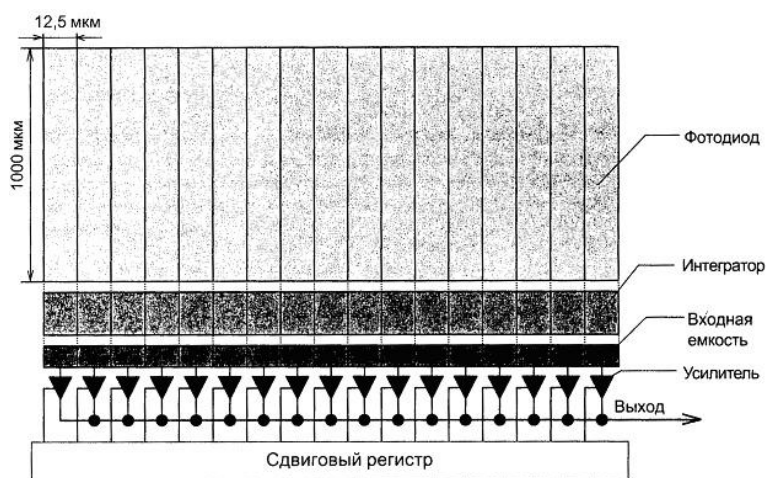


Рис. 2. Структурная схема фотодиодной линейки типа БЛПП-369

$$U_0 = \frac{Q}{C} = \frac{\bar{i}T}{C} = \frac{1}{C} \int_0^T i_{\Phi}(t) dt = \frac{v(\lambda)\eta(\lambda)}{C} \int_0^T I(t) dt; \quad (1)$$

где Q — заряд на конденсаторе; C — емкость конденсатора; \bar{i} — среднее значение фототока; T — время экспозиции; i_{Φ} — мгновенное значение фототока; $v(\lambda)$ — чувствительность фотодиодов; $\eta(\lambda)$ — коэффициент пропускания спектрального прибора; I — интенсивность спектральной линии; t — время.

Другой параметр от которого зависит время обжига и экспозиции является время установления равномерного поступления вещества из твердой фазы в облако низкотемпературной плазмы. Общее число атомов элемента N_0 , находящееся в зоне возбуждения спектра, определяется скоростью поступления атомов в зону и выхода из нее

$$\frac{dN_0}{dt} = \gamma n - \beta N_0, \quad (2)$$

где γ — коэффициент использования паров или доля атомов, поступающих в зону возбуждения; n — число атомов, испаряющихся в единицу времени; β — вероятность выхода атомов из зоны возбуждения (величина, обратно пропорциональная времени пребывания атомов в зоне разряда τ).

Если число атомов в зоне возбуждения не изменяется во времени ($dN_0/dt=0$), при наступлении равновесного излучения, то

$$N_0 = \gamma n \tau \quad (3)$$

и для интенсивности излучения, обусловленной возбужденными атомами, можно записать выражение [2]

$$I_{ul} = A \gamma n \tau (1 - a_1) \exp\left(-\frac{E_u - E_0}{kT}\right). \quad (4)$$

Таким образом, при постоянстве температуры и установившемся режиме выхода вещества в зону разряда, интенсивность спектральной линии пропорциональна концентрации атомов в источнике возбуждения.

Сила тока I . Изменение силы тока генератора спектра в режиме дуги постоянного (переменного) тока или высоковольтной конденсированной искры существенно влияет на изменение температуры плазмы. Оценка температуры производится по изменениям интенсивностей спектральных линий с различными энергетическими параметрами.

Интенсивность излучения спектральной линии при переходе между энергетическими уровнями p и

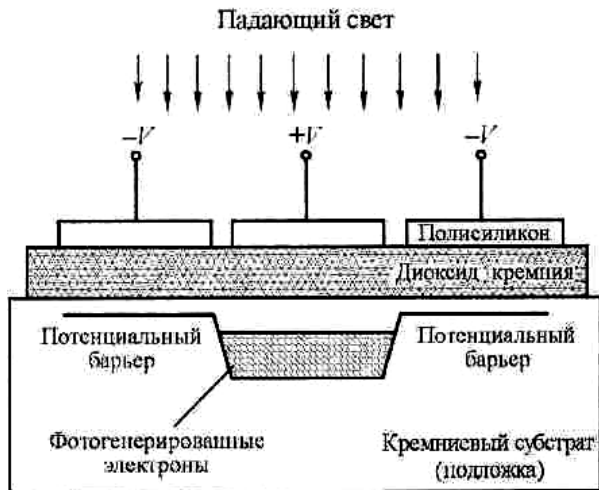


Рис. 3. Структура единичного пикселя фотодиодной линейки

q определяется выражением

$$I_{ар} = A_{qp} h \nu_{qp} n_a \frac{g_q}{Z_a} \exp(-E_q / kT); \quad (5)$$

где A_{qp} — коэффициент Эйнштейна для спонтанного излучения (s^{-1}); h — постоянная Планка ($6,623 \cdot 10^{-27}$ эрг с); ν_{qp} — частота колебаний (s^{-1}); n_a — число частиц в возбужденном состоянии a ; g_q — статистический вес соответствующего уровня; Z_a — статистическая функция температуры уровня; E_q — энергия возбуждения состояния q ; k — постоянная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-16}$ эрг К); T — термодинамическая температура.

При умножении этого выражения на $d/4\pi$, где d — глубина источника плазмы (в см), получают абсолютную интенсивность. При этом термодинамическая температура возбужденных атомов может быть определена из отношения интенсивностей двух линий (a и b), имеющих одинаковые степени ионизации элементов [3]:

$$T = [5040(V_a - V_b)] / \{I_g[(gA)_a / (gA)_b] - I_g(\lambda_a / \lambda_b) - I_g(I_a / I_b)\}. \quad (6)$$

Для определения температуры возбуждения с высокой точностью, термометрические линии должны иметь высокую степень ионизации, в противном случае температура или геометрия разряда будут изменяться, при поступлении вещества в источник. Кроме того, разница между V_a и V_b должен быть наибольшей. Действительно, погрешности определения температуры могут быть получены путем дифференцирования выражения (6)

$$dT / T = T / [5040(V_a - V_b)] \times 0.434 \times dI / I. \quad (7)$$

Часто для определения температуры используют интенсивности линий цинка Zn 307.206 / Zn 307.59 (нм), для которых $V_a = 8.08$ эВ и $V_b = 4.01$ эВ, $(gA)_a / (gA)_b = 380$, тогда

$$T = 20510 / [2.58 + I_g(I_{307.6} / I_{307.2})]. \quad (8)$$

Эта пара линий является подходящей, потому что ионизация цинка достаточно низка, и как результат — относительно высокая энергией ионизации, длины волн близки друг к другу, что минимизирует

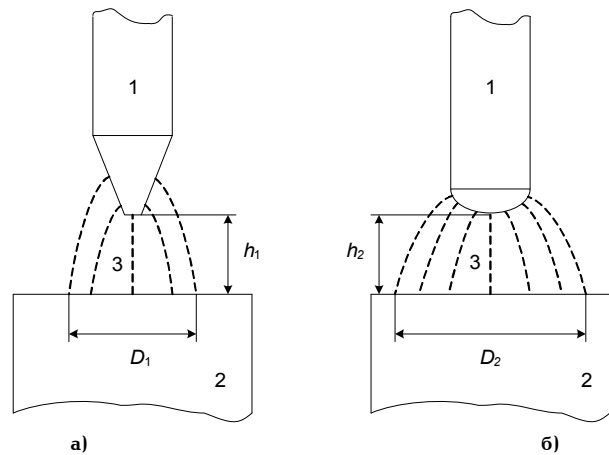


Рис. 4. Параметры разряда высоковольтной искры с различным углом заточки противозлектродов

ошибки изменения спектральной чувствительности детектора, и отношение gA значения хорошо известны [4].

Таким образом, изменение силы тока повлечет изменение температуры и как следствие интенсивности линий в спектре. Изменение интенсивности происходит в зависимости от энергетических характеристик спектральных линий, поэтому выбор силы тока в качестве влияющего фактора является обобщенным.

Угол заточки электрода α . Применение угольных противозлектродов позволяет изменять их форму для создания дозированной передачи мощности электрического разряда к анализируемой пробе. На рис. 4 показаны угольные противозлектроды 1, имеющие форму усеченного конуса (а) и полусферы (б). При одинаковом расстоянии до анализируемой пробы 2 ($h_1 = h_2$) факелы разрядов 3 оставляют различные пятна прожига ($D_1 \neq D_2$).

Из рис. 4 видно, что с изменением формы противозлектродов изменяется объем плазмы, являющейся источником интенсивностей спектрального излучения ($V_1 \neq V_2$). Изменение объема излучающей плазмы приводит к увеличению вещества, поступающего в разряд, при одинаковом напряжении и даже при одинаковой плотности тока. Это обуславливает изменение интенсивности спектральных линий основы и аналитов согласно выражению (5), за счет увеличения n_a и g_q .

Объем излучающей плазмы может быть вычислен по выражению (9), включающему в себя параметры аналитических промежутков.

$$V = ph(R^2 + r^2 + Rr) / 3; \quad (9)$$

где h — высота аналитического промежутка; R — радиус пятна обжига на пробе; r — радиус пятна обжига на графитовом противозлектроде.

Так, для примера, приведенного на рис. 4, при параметрах $r_1 = 2$ мм; $h_1 = 2$ мм; $R_1 = 5$ мм; $V_1 = 81$ мм³; $r_2 = 3$ мм; $h_2 = 2$ мм; $R_2 = 6$ мм; $V_2 = 131$ мм³. Изменение формы противозлектродов вызывает существенное (62%) изменение объема излучающей плазмы, даже при одинаковом аналитическом промежутке.

Частота поджигающих импульсов f . Исследования влияющих факторов в работе проводились с использованием генератора спектра типа УГЭ-4, работающего в режиме высоковольтной искры. Электрические источники спектра используются в

Таблица 2
 Параметры генератора в режиме высоковольтной искры

№ пп	Параметр	Единица измерения	Диапазон значений
1	Напряжение зажигания (опорное напряжение)	В	7000 (140) – 14000 (280)
2	Емкость конденсатора	мкФ	0,005 – 0,02
3	Разрядная индуктивность	мкГн	0 – 200
4	Разрядное сопротивление	Ом	0 – 5
5	Частота разрядов	имп. / с	100 – 400
6	Тип схемы разрядного контура	–	Простая (Сложная)
7	Величина вспомогательного промежутка	мм	3,0 ± 0,2
8	Величина аналитического промежутка	мм	2,0 ± 0,1
9	Зарядный ток	А	1 – 5
10	Длительность и частота цуга	мс, Гц	1 – 8, (100 – 400)

основном на промышленных предприятиях с большим количеством анализов и одновременно большим числом определяемых элементов в материале.

Наряду с дуговыми режимами, режимы низковольтной и высоковольтной искры используются для анализа металлов и сплавов широкой номенклатуры. Режим высоковольтной искры применим для контроля деталей и готовых изделий, по причине незначительного нагрева и малого по сравнению с дуговым режимом пятна прожига, оставляемого на поверхности пробы.

Вместе с тем для обеспечения режима высоковольтной искры используются генераторы с принудительным созданием разрядов в аналитическом промежутке. Создание разрядов осуществляется электронными блоками, формирующими частоту и скважность импульсов в каждом полупериоде питающего напряжения [5]. Для выполнения различных спектроаналитических задач используют разряды различной мощности, так для воспроизведения повторяющихся условий в методиках фиксируют параметры генератора, приведенные в табл. 2. Форма напряжения и разрядного тока показаны на рис. 5.

Одним из основных задающих параметров, влияющих на дозирование энергии, подводимой к анализируемой пробе, является частота разрядов или поджигающих импульсов. Изменение частоты разрядов приводит к большему разогреву поверхности пробы и увеличению количества вещества, поступающего в плазму из твердой фазы пробы.

Самопроизвольное изменение частоты может быть обусловлено изменениями параметров электронных компонентов схемы, может носить как случайный, так и монотонно изменяющийся характер.

В работе исследовано изменение интенсивностей аналитических линий и как следствие возникновение временного дрейфа градуировочных графиков, влияющего на точность определения количественного состава материалов. Традиционным методом устранения погрешностей такого вида является стабилизация во времени описанных факторов. Другим способом компенсации дополнительной погрешности является

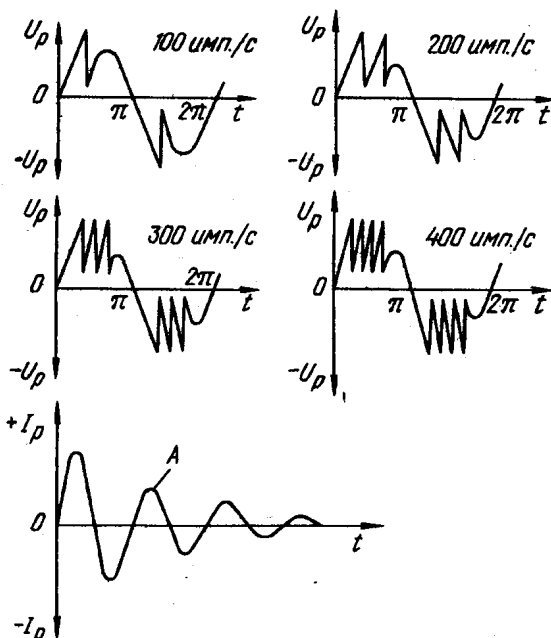


Рис. 5. Форма напряжения и тока генератора типа УГЭ-4 в режиме высоковольтной искры с различной частотой поджигающих импульсов

тематическая обработка результатов с оптимизацией градуировочных зависимостей, являющихся многопараметровыми функциями измеряемых интенсивностей спектрального излучения [6].

Библиографический список

1. Анализаторы МАЭС и их использование в качестве систем регистрации и обработки атомно-эмиссионных спектров / В. А. Лабусов [и др.] // Аналитика и контроль. – 2005. – Т. 9. – № 2. – С. 110–115.
2. Мосичев, В. И. Металлы и сплавы. Анализ и исследование. Методы атомной спектроскопии. Атомно-эмиссионный, атомно-абсорбционный, рентгено-флуоресцентный анализ: справ. / Г. И. Николаев, Б. Д. Калинин. – СПб.: НПО «Профес-сионал», 2007. – 716 с.
3. Jose A. C. Broekaert. Analytical Atomic Spectrometry with Flames and Plasmas. Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. 2002. 347 p.
4. Многоэлементные твердотельные детекторы излучения большого размера для атомно-эмиссионного спектрального анализа / В. А. Лабусов [и др.] // Аналитика и контроль. – 2005. – Т. 9. – № 2. – С. 104–109.
5. Универсальный генератор с электронным управлением УГЭ-4. М.: Машприборинторг. 1990. – 133 с.
6. Кузнецов, А. А. Способ достижения инвариантности градуировочных графиков при определении количественного состава металлов и сплавов автоматизированными системами АЭСА. материалов / А. А. Кузнецов, О. Б. Мешкова, Д. Е. Зачатый // Омский научный вестник. – 2010. – № 2(90). – С. 169–172.

КУЗНЕЦОВ Андрей Альбертович, доктор технических наук, доцент (Россия), заведующий кафедрой «Теоретическая электротехника».

МЕШКОВА Ольга Борисовна, старший преподаватель кафедры «Теоретическая электротехника».

СЛЕПТЕРЕВ Виталий Александрович, аспирант кафедры «Теоретическая электротехника».

Адрес для переписки: e-mail: wedal@mail.ru

Статья поступила в редакцию 27.06.2011г.

© А. А. Кузнецов, О. Б. Мешкова, В. А. Слептерев

КОГЕРЕНТНОСТЬ СИГНАЛОВ В ФАЗОВЫХ СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ НЕДОСТУПНЫХ ОБЪЕКТОВ

Приведён анализ и дана оценка различных способов обеспечения когерентности сигналов в фазовых системах радиочастотного отражения. Предложен способ формирования синфазных сигналов, показаны его возможности и результаты моделирования.

Ключевые слова: угол фазового сдвига, фазовая автоподстройка частоты, сверхширокополосное зондирование, астатизм, погрешность задания фазы.

Алгоритм работы системы контроля и диагностики недоступных объектов методом радиочастотного отражения, не требующий калибровки по эталонной цели, управляет параметрами зондирующего сигнала в формирователе импульсов передающей части системы. Меняя фазовый сдвиг излучаемого сигнала относительно опорного сигнала, можно подробно исследовать обнаруженный объект за счёт задания фазы гармоник сверхширокополосного импульсного сигнала. Так как оценка импульсной характеристики среды проводится по изменениям параметров высших гармоник, то необходимо задавать значение приращения фазы $\Delta\varphi$ в диапазоне десятых – сотых долей градуса. Поэтому необходимо рассмотреть потенциальные возможности задания фазового сдвига [1].

В то же время, погрешность задания фазового сдвига, существующая в реальном устройстве по данному способу, является доминирующей и приведёт к искажению информации, получаемой от зондируемого объекта. Поэтому необходимо расценивать эту погрешность как методическую и оценить диапазон её возможных значений.

Анализ результатов теоретических исследований и практических разработок в области задания фазового сдвига подтверждают возможность решения поставленных задач путём применения в устройстве задания приращения фазы систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ): так при тактовой частоте 1 ГГц практически задаётся фазовый сдвиг с погрешностью не более $0,1^\circ$, то есть временной сдвиг задаётся с погрешностью не более 280 фс [2]. Но в системах ФАПЧ используются такой ключевой узел, как фазовый детектор (ФД). Фактически это узел определения значения рассогласования двух сигналов, и он является неотъемлемой частью автоподстройки фазы.

В большинстве ФД заложен принцип фиксации мгновенного значения одного из входных сигналов, в том числе это выполняется и в векторомерных детекторах. Но из-за нелинейности передаточной характеристики в динамическом диапазоне появляется погрешность детектора в определении значения рассогласования сигналов, и она ведёт к фазовой погрешности фазозадающего устройства. Эта погреш-

ность зависит и от величин входных сигналов ФД, и от угла сдвига фаз между ними. В свою очередь, в [3] показано, что система ФАПЧ обладает остаточной статической фазовой погрешностью, а астатизм по фазе выполняется лишь при бесконечно большой величине коэффициента передачи в цепи управления. Таким образом, физическая сущность работы системы ФАПЧ несёт в себе остаточную статическую погрешность в режиме работы автоподстройки фазы. Значение погрешности определяется условием: $F(\varphi_0) = \Omega_H / \Omega_Y$, где Ω_H и Ω_Y — начальная растройка и полоса удержания в системе ФАПЧ.

Анализ механизма возникновения фазовой погрешности за счёт ФД вследствие нелинейности его передаточной характеристики в динамическом диапазоне ($\Delta\Delta$) показывает, что данная составляющая ведёт к изменению значения Ω_Y , и, следовательно, к изменениям начальной статической погрешности. Это важно учитывать, так как начальная погрешность может быть учтена и скомпенсирована, а изменение значения Ω_Y также ведёт и к погрешности задания фазового сдвига. При нормированной характеристике ФД $F(\varphi)$, получим его выходное напряжение в виде:

$$u_{\text{ФД}} = U_{\text{ФДМАХ}} F(\varphi) + \Delta u(\varphi). \quad (1)$$

Паразитная добавка $\Delta u(\varphi)$ приводит к следующему виду известного дифференциального уравнения системы ФАПЧ:

$$p\varphi + \Omega_Y K(p) F(\varphi) + \Delta\Omega_Y K(p) = \Omega_H. \quad (2)$$

То есть в любой момент времени в замкнутой системе ФАПЧ имеется зависящая от φ и амплитуд входных сигналов добавочное изменение полосы удержания $\Delta\Omega_Y = S_{\varphi\Delta} \Delta u(\varphi)$.

Для оценки амплитудно-фазовой погрешности примем, что изменение $F(\varphi)$ на величину $\Delta F_{\text{ФД}}$ не происходит, а смещается аргумент φ на величину $\Delta\varphi_{\text{ФД}}$, что аналогично смещает уровень выходного напряжения ФД на величину $\Delta u_{\text{ФД}}$. Используя функцию, обратную характеристике ФД, выражение для погрешности будет иметь вид:

$$\Delta\varphi_{\text{ФД}} = F^{-1}[(u_{\text{ФД}} + \Delta u_{\text{ФД}}) / U_{\text{ФДМАХ}}] - \varphi. \quad (3)$$

Для определения значения $\Delta u_{\Phi\Delta}$ используем понятие нелинейности амплитудной характеристики γ , определяемым как отношение приращения входного напряжения к приращению выходного. Оценка величины γ для различных типов ФД даёт значения: для кольцевого ФД при $u_c = 50$ мВ и нескомпенсированной остаточной статической погрешности в 60° , величина $\gamma = 3,1\%$ и $\Delta\varphi_{\Phi\Delta} = 1,5^\circ$. При изменении φ в интервале $[30^\circ; 80^\circ]$ погрешность равна $2,9^\circ$.

Существуют фазозадающие устройства [1], использующие кольца ФАПЧ с преобразованием частоты (для задания фазового сдвига на более высоких частотах). В них возникает вопрос минимизации уровня погрешности за счёт флуктуационных и комбинационных составляющих. При проведении параметрической оптимизации широкополосных систем ФАПЧ с привлечением рекомендаций из [4], оптимальный выбор работы смесителя и применение специализированных интегральных схем (двубалансных) позволяет получить уровень побочных составляющих в спектре выходного сигнала преобразователя не более минус 60 дБ.

При разработке устройств задания фазового сдвига может появиться необходимость обеспечения не когерентности, а синфазности выходных сигналов. Для этого необходимо получить астатизм по фазе от системы ФАПЧ. Как указывалось выше, квазиастатические системы с большим коэффициентом усиления в цепи управления использовать сложно с позиции обеспечения устойчивости работы кольца. Поэтому можно предложить строить систему регулирования, в которой мгновенное значение частоты управляемого генератора (УГ) кольца ФАПЧ подстраивается по ускорению изменения информативного параметра сигнала на входах устройства рассогласования [5]. Тогда система будет методически астатической по фазе. Используя в качестве устройства рассогласования широкополосный субстрактор, на входах которого сигналы $u(t)$ с неизменной амплитудой, можно получить методически астатичную по фазе систему:

$$d\omega(t)/dt = d^2\varphi(t)/dt^2 = A(t) + B(t)[du(t)/dt]. \quad (4)$$

В этом случае кольцо автоподстройки частоты (АПЧ) с УГ, субстрактором и фильтром нижних частот (ФНЧ) имеет коэффициент передачи:

$$\Phi(p) = \frac{u_{УГ}(p)}{u_{ОГ}(p)} = \frac{K_{SUB}(p)K_{ФНЧ}(p)K_{УГ}(p)}{1 + K_{SUB}(p)K_{ФНЧ}(p)K_{УГ}(p)}, \quad (5)$$

где $K_{SUB}(p)$, $K_{ФНЧ}(p)$, $K_{УГ}(p)$ — передаточные функции.

Используя в качестве субстрактора дифференциальный усилитель на операционном усилителе с резисторами R_1 на входе и R_2 в обратной связи, и конденсатором C , на выходе диффузителя будем иметь:

$$u_{ВЫХДУ}(p) = (R_2/R_1)[pCR_1/(1 + pCR_1)]. \quad (6)$$

Принимая постоянную времени субстрактора $\tau = CR_1$ и коэффициент усиления $K_{SUB} = R_2/R_1$, получим его передаточную функцию в виде: $K_{SUB}(p) = K_{SUB}/(1 + p\tau)$, которая при больших τ примет вид: $K_{SUB}(p) = K_{SUB}$.

Будем использовать в качестве ФНЧ часто применяемый пропорционально-интегрирующий фильтр (ПИФ) на основе операционного усилителя с коэффициентом усиления $K_{ФНЧ}$ и постоянными времени по входу τ_1 и обратной связи τ_2 , для которого передаточная функция: $K_{ФНЧ}(p) = K_{ФНЧ}[(1 + p\tau_1)/(1 + p\tau_2)]$.

В качестве модели УГ рассмотрим генератор гармонических колебаний с варикапом в качестве управляющего элемента. Его передаточная функция имеет вид: $K_{УГ}(p) = f_{\Gamma}(p)/u_{ВХУГ}(p) = k_{\Gamma}/(1 + \tau_{\Gamma}p)$, где k_{Γ} — статическая характеристика УГ [В/Гц] и τ_{Γ} — постоянная времени УГ.

Так как частота и напряжение выходного сигнала УГ связаны выражением:

$$f_{УГ} = \frac{1}{2\pi} \frac{du_{УГ}}{dt} = \frac{1}{2\pi} p u_{УГ}(p), \quad (7)$$

то передаточная функция УГ примет вид:

$$K_{УГ}(p) = \frac{u_{УГВЫХ}(p)}{u_{УГВХ}(p)} = \frac{2\pi k_{\Gamma}}{p(1 + \tau_{\Gamma}p)}, \quad (8)$$

Таким образом, выражение для $\Phi(p)$ имеет вид:

$$\begin{aligned} \Phi(p) &= \frac{K_{SUB}K_{ФНЧ} \frac{1 + p\tau_1}{1 + p\tau_2} \frac{K_{УГ}}{p(1 + \tau_{\Gamma}p)}}{1 + K_{SUB}K_{ФНЧ} \frac{1 + p\tau_1}{1 + p\tau_2} \frac{K_{УГ}}{p(1 + \tau_{\Gamma}p)}} = \\ &= 1 - \frac{\tau_2\tau_{\Gamma}p^3 + (\tau_{\Gamma} + \tau_2)p^2 + p}{\tau_2\tau_{\Gamma}p^3 + (\tau_{\Gamma} + \tau_2)p^2 + (1 + K\tau_1)p + K} = 1 - N_x(p) \end{aligned} \quad (9)$$

Величина $N_x(p)$ — передаточная функция по остаточной разности напряжений на входах субстрактора системы АПЧ. Разлагая в ряд по степеням p и находя коэффициенты прилагаемых, получим: $N_x(p) = C_0 + C_1p + \dots$, где $C_0 = 0$. То есть статическая погрешность отсутствует, а система является астатичной по напряжению, и без учёта инерционности реальных звеньев может обрабатывать изменения мгновенных значений входного напряжения.

Положение, полученное выше, проверено моделированием в системе MicroCAP. Для аналогового моделирования было разработано устройство, состоящее из субстрактора с собственным коэффициентом усиления k и управляемого генератора. В качестве УГ использовалась схема генератора, состоящего из интегратора и триггера Шмита (на операционных усилителях). Управляющий сигнал подавался на неинвертирующий вход операционного усилителя, на котором собран инвертирующий интегратор. Выход интегратора является выходом всей системы.

На неинвертирующий вход субстрактора подавался сигнал опорного генератора $U_{IN'}$, а на инвертирующий вход — выходной сигнал U_{OUT} . Уравнение для напряжения на выходе интегратора имеет вид:

$$U_{OUT} = -\frac{1}{\tau} \int_0^{t_1} [U_{ТГ} - (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot k] dt, \quad (10)$$

где $U_{ТГ}$ — напряжение на выходе триггера Шмита; t_1 — текущий момент времени; τ — постоянная времени интегратора.

Решение этого уравнения имеет вид:

$$U_{OUT} = \frac{k}{\tau} e^{\frac{kt}{\tau}} \int e^{-\frac{kt}{\tau}} U_{IN} dt - \frac{U_{ТГ}}{k} + C e^{-\frac{kt}{\tau}}, \quad (11)$$

где C — постоянная интегрирования.

Без субстрактора выходные колебания устройства имеют форму треугольника. В ходе моделирования на вход субстрактора подавался опорный гармонический сигнал $U_{IN} = A \sin(2\pi ft + \psi)$. Моделирование показало полную идентичность выходного сигнала входному (при достаточно больших значе-

ниях коэффициента усиления операционного усилителя субтрактора $k > 10\,000$). Имелась лишь разность амплитудных значений опорного входного и выходного сигналов устройства в единицы милливольт. При увеличении значения k эта разность уменьшается.

В ходе моделирования оценивались время вхождения в синхронизм, время переключения с частоты на частоту, диапазон захвата и диапазон удержания сигнала, изменение времени вхождения в синхронизм вдоль диапазона удержания. В целом же, при различных значениях фазы опорного сигнала в момент переключения, время вхождения в синхронизм составляет от 1,5 мкс до 5 мкс, что по сравнению с периодом опорного сигнала (500 мкс) составляет часть от 0,03 до 0,01. Малая величина этого параметра позволяет утверждать, что захват частоты в петле автоматического регулирования по второй производной происходит практически мгновенно. Для АПЧ с системами ФАПЧ это время составляет десятки – сотни периодов опорного сигнала.

В связи с полученными результатами, можно сделать сравнительную оценку описанной системы АПЧ и известных структур ФАПЧ. На ФД системы ФАПЧ поступает опорный сигнал $u_1(t) = U_{m1} \sin \omega_1(t)t$, фаза которого определяется:

$$\varphi_{ог}(t) = \int_0^t \omega_1(t) dt \quad (12)$$

Фаза является информативным параметром в системе, и $\varphi_{ог}$ — задающий параметр в ней. А по цепи обратной связи на ФД поступает сигнал УГ $u_2(t) = U_{m2} \sin \omega_2(t)t$, фаза которого определяется:

$$\varphi_{уг}(t) = \int_0^t \omega_2(t) dt \quad (13)$$

и является управляющей величиной системы.

В общем случае, если $\omega_1(t) = \omega_1 = \text{const}$, то фаза сигнала изменяется по линейному закону: $\varphi_{ог}(t) = \omega_1 t$. Пусть в системе, находящейся в установившемся режиме, возникает отклонение скорости от линейного закона:

$$\varphi_{уст}(t) = (\omega_1 - \omega_2)/K_p \quad (14)$$

где K_p — коэффициент усиления по петле ФАПЧ в разомкнутом состоянии.

Это отклонение по скорости возникает при изменении частоты $\omega_1(t)$ относительно частоты ω_H настройки УГ (оценивается как $\varphi_{уст} = \int_0^t \omega_1(t) dt$):

$$\Delta\omega(t) = \omega_1(t) - \omega_H \quad (15)$$

Известно, что для повышения порядка астатизма в системе ФАПЧ используется первая производная

от задающего воздействия (частота входного сигнала [$d\varphi_{ог}(t)/dt = \omega_1(t)$]) за счёт включения параллельной ветви с частотным дискриминатором. Это система ЧФАПЧ с частотно-фазовым детектором, широко применяемая для работы в большом диапазоне частот и имеющая астатизм по частоте, но статичная по фазе. Это подтверждается выражением из [6] для ЧФАПЧ:

$$\varphi_{уст}(t) = (\omega_1 - \omega_2)/K_p = 0 \text{ при } K_p \rightarrow \infty \quad (18)$$

Таким образом, предложенный алгоритм работы системы АПЧ отличается от известных.

Библиографический список

1. Жилин, Н. С. Принципы фазовой синхронизации в измерительной технике / Н. С. Жилин. — Томск : Радио и связь, 1989. — 384 с.
2. Жилин, Н. С. Сайфутдинов К.Р. Генераторный канал АИС на основе фазовых методов с пикосекундным разрешением / Н. С. Жилин, А. В. Никонов, Г. В. Никонова // Цифровые радиотехн. сист. и приборы : межвуз. сб. / Красноярский ГТУ. — 1996. — С. 151–156.
3. Шахгильдян, В. В. Системы ФАПЧ / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин. — М., Связь. — 1972. — 447 с.
4. А. С. Методы синтеза и измерения параметров гармонических сигналов в режиме когерентной выборки / А. С. Глинченко // Спутниковые системы связи и навигации : Труды МНТК. — Красноярск, 1997. — Т. 3. — С. 304–310.
5. Никонов, А. В. Информативность фазовой компоненты электромагнитной волны при контроле и диагностировании свойств объектов / А. В. Никонов, В. А. Никонов // Системы управления и информационные технологии. — 2010. — № 2 (40). — С. 86–91.
6. Зайцев, Г. Ф. Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности / Г. Ф. Зайцев, В. К. Стеклов. — Киев : Техника, 1988. — 208 с.

НИКОНОВ Александр Васильевич, доктор технических наук, профессор (Россия), профессор кафедры «Автоматизированные системы обработки информации и управления».

НИКОНОВ Василий Александрович, старший преподаватель кафедры «Автоматизированные системы обработки информации и управления».

Адрес для переписки: e-mail: nalva@mail.ru

Статья поступила в редакцию 07.07.2011 г.

© А. В. Никонов, В. А. Никонов

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МАГНИТНОГО ПОЛЯ НАМАГНИЧИВАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА КОНСТРУКЦИИ В. В. ГЕККЕРА

В статье приводятся результаты математического моделирования распределения составляющих магнитного поля седлообразного намагничивающего устройства конструкции В. В. Геккера. Относительная погрешность нормальной и тангенциальной составляющей поля не превышает 3–5%.

Ключевые слова: математическая модель, седлообразное намагничивающее устройство, магнитное поле, виток с током, магнитопорошковый контроль.

Как известно, магнитопорошковый контроль позволяет выявлять поверхностные и подповерхностные дефекты в ферромагнитных материалах с шириной раскрытия порядка одного микрометра. К тому же данный метод не требует больших аппаратных затрат, является наглядным, что способствует широкому распространению магнитопорошкового контроля во всех отраслях техники.

Седлообразное намагничивающее устройство (рис. 1), предложенное Виктором Вениаминовичем Геккером в 1946 году, явилось основой реализации технологии магнитопорошкового контроля ряда деталей сложной формы на подвижном составе железнодорожного транспорта, где применение типовых соленоидов невозможно. Одной из таких деталей является ось колесной пары, как одна из наиболее нагруженных и в наибольшей степени отвечающих за безопасность движения, сохранность перевозимых грузов и жизнь людей.

В настоящее время объем выпуска колесных пар постоянно растет, однако производительность и качество магнитопорошкового контроля осей по штатной деповской технологии остается на прежнем уровне. Одним из путей решения сложившейся ситуации является автоматизация контроля, которая может снять влияние субъективного фактора, снизив нагрузки оператора за счет устранения всех его ручных манипуляций в конвейере ремонта колесных пар. Однако автоматизация здесь невозможна без оптимизации режимов магнитопорошкового контроля на базе математической модели.

В данной статье приведены результаты разработки математической модели распределения составляющих магнитного поля намагничивающего устройства конструкции В. В. Геккера. Совмещение предлагаемой модели с моделями магнитного поля рассеяния дефекта, полученной В. Е. Щербининым и Н. Н. Зацепиным, и влияния размагничивающего поля объекта контроля позволит в результирующей картине изучить динамику формирования индикаторного рисунка и наложить требования к режимам контроля.

В основу расчета положен закон Био-Савара-Лапласа [1]:

$$d\vec{H} = \frac{I}{4\pi} \frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{r^3}, \quad (1)$$

где r — радиус-вектор анализируемой точки, m (рис. 2); $d\vec{l}$ — элемент проводника; I — сила постоянного тока, A .

Выражение (1) в скалярной форме:

$$dH = \frac{1}{4\pi} \frac{Idl}{r^2} \cdot \sin(\alpha), \quad (2)$$

Для определения напряженности поля, образованного проводником конечной длины, необходимо произвести суммирование по всей длине проводника. Рассмотрим случай кругового расположения проводника. Для проекций на декартовы оси координат вектора напряженности (рис. 3) справедливы следующие выражения:

$$dH_z = \frac{1}{4\pi} \frac{Idl}{r^2} \sin(\alpha) \cos(\beta), \quad (3)$$

$$dH_x = \frac{1}{4\pi} \frac{Idl}{r^2} \sin(\alpha) \cos(\beta) (-\cos(\gamma)), \quad (4)$$

Проекция на ось ординат равна нулю из-за симметрии кругового витка.

Для нахождения напряженности поля в точке A необходимо произвести интегрирование по всему витку проводника. Поэтому удобнее заменить переменную интегрирования на угол α в плоскости витка, при этом нижний предел интегрирования будет 0 , а верхний 2π . Исходя из малости угла $d\gamma$ справедливо выражение:

$$dl = R d\gamma. \quad (5)$$

Так как точка A смещена относительно центральной оси на величину c , значения g , r , α , γ являются функциями от угла интегрирования γ . Для составления подынтегральной функции найдём эти зависимости.

Проекция радиус-вектора на плоскость витка выражается по теореме косинусов:

$$g(\gamma)^2 = R^2 + c^2 - 2Rc \cdot \cos(\gamma), \quad (6)$$

где c — координата по оси x , m ; $g(\gamma)$ находим из условия соотношения сторон в прямоугольном треугольнике:

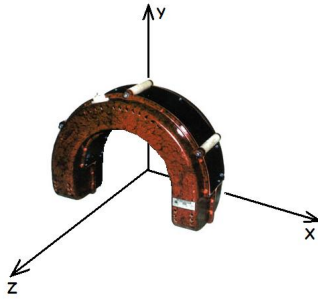


Рис. 1. Расположение координатных осей МД12-ПС

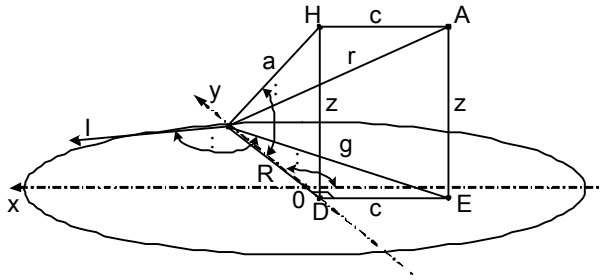


Рис. 3. Виток с током

$$r(\gamma) = (z^2 + g(\gamma)^2)^{\frac{1}{2}}. \quad (7)$$

Для нахождения угла α необходимо построить дополнительную плоскость, которой будут принадлежать отрезки z и ED , при этом ED всегда параллелен вектору тока. Из полученного построения вытекают следующие соотношения:

$$\sin(\alpha) = \frac{\alpha}{r(\gamma)}; \quad (8)$$

$$\beta = \arcsin\left(\frac{z}{\alpha}\right); \quad (9)$$

$$\alpha = \sqrt{(R - c \cdot \cos(\gamma))^2 + z^2}. \quad (10)$$

После подстановки выражений (5), (7), (8), (9) в (3) и (4) и преобразований получаем выражение, описывающее распределение проекций вектора напряженности магнитного поля витка с током:

$$H_z = \frac{IR}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{R - c \cdot \cos(\gamma)}{(z^2 + R^2 + c^2 - 2Rc \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma, \quad (11)$$

$$H_x = \frac{IR}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{z(-\cos(\gamma))}{(z^2 + R^2 + c^2 - 2Rc \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma. \quad (12)$$

Взять такие интегралы в аналитической форме сложно. Поэтому, подставив значения величин, характеризующих виток с током, численно интегрируем эти выражения в заранее заданном интервале координат анализируемых точек поля. Результатом является распределение поля в заранее заданной области.

Для построения математической модели обмотка седлообразного намагничивающего устройства модели МД-12ПС была разбита на участки, представляющие две пары полуокружностей: малые с радиусом R_1 и большие с радиусом R_2 (рис. 4).

Рассмотрим проекцию вектора напряженности, создаваемую витком седлообразного намагничивающе-

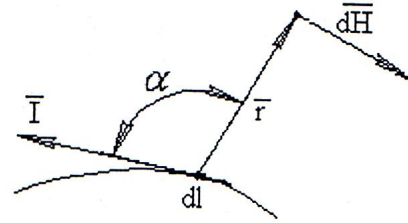


Рис. 2. К закону Био-Савара-Лапласа

го устройства на ось Z . Проекция на ось Z вектора напряженности магнитного поля, создаваемого большими полуокружностями примет следующий вид:

$$H_{z1}(x, z) = \frac{IR_1}{4\pi} \int_0^{\pi} \frac{R_1 - x \cdot \cos(\gamma)}{((z + R_2)^2 + R_1^2 + x^2 - 2R_1 \cdot x \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma \quad (13)$$

$$H_{z2}(x, z) = \frac{-IR_2}{4\pi} \int_0^{\pi} \frac{R_1 - x \cdot \cos(\gamma)}{((z - R_2)^2 + R_1^2 + x^2 - 2R_1 \cdot x \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma \quad (14)$$

$$H_{zr1}(x, z) = H_{z1}(x, z) + H_{z2}(x, z). \quad (15)$$

Для проекции на ось Z вектора напряженности магнитного поля, создаваемого малыми полуокружностями справедливы следующие выражения:

$$H_{\alpha1}(x, z) = \frac{-IR_2}{4\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \frac{(x - R_1) \cdot (-\cos(\gamma))}{((x - R_1)^2 + R_2^2 + z^2 - 2R_2 \cdot z \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma \quad (16)$$

$$H_{\alpha2}(x, z) = \frac{IR_2}{4\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \frac{(x + R_1) \cdot (-\cos(\gamma))}{((x + R_1)^2 + R_2^2 + z^2 - 2R_2 \cdot z \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma \quad (17)$$

$$H_{zr2}(x, z) = H_{\alpha1}(x, z) + H_{\alpha2}(x, z). \quad (18)$$

Проекция на ось Z вектора напряженности магнитного поля, создаваемого витком седлообразной конфигурации будет являться алгебраической суммой проекций малых и больших полуокружностей:

$$H_s(x, z) = H_{zr1}(x, z) + H_{zr2}(x, z). \quad (19)$$

Рассмотрим проекцию вектора напряженности магнитного поля, создаваемого витком седлообразного намагничивающего устройства на ось Y . Проекцию на ось Y вектора напряженности магнитного поля, создаваемого большими полуокружностями находим следующим образом:

$$H_{y1}(x, z) = \frac{IR_1}{4\pi} \int_0^{\pi} \frac{(z + R_2) \cdot (-\cos(\gamma))}{((z + R_2)^2 + R_1^2 + x^2 - 2R_1 \cdot x \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma \quad (20)$$

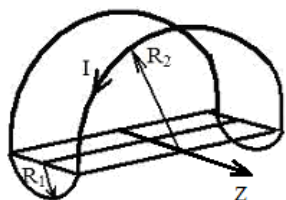


Рис. 4. Разбиение обмотки МД-12ПС на участки

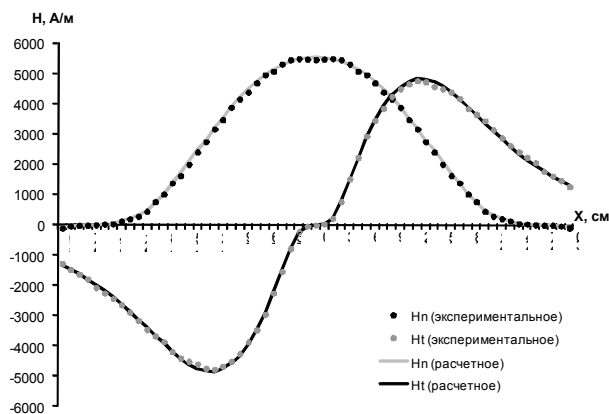


Рис. 6. Расчетные и экспериментальные значения нормальной и тангенциальной составляющих магнитного поля седлообразного намагничивающего устройства

$$H_{y2}(x, z) = \frac{-IR_1}{4\pi} \int_0^{\pi} \frac{(z - R_2) \cdot (-\cos(\gamma))}{((z - R_2)^2 + R_1^2 + x^2 - 2R_1 \cdot x \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma \quad (21)$$

$$H_{yT}(x, z) = H_{y1}(x, z) + H_{y2}(x, z) \quad (22)$$

Для проекции на ось Y вектора напряженности магнитного поля малых полуокружностей также справедливы следующие выражения:

$$H_{a1}(x, z) = \frac{-IR_2}{4\pi} \int_{\frac{7\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{R_2 - z \cdot \cos(\gamma)}{\frac{3}{2}((x - R_1)^2 + R_2^2 + z^2 - 2R_2 \cdot z \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma \quad (23)$$

$$H_{a2}(x, z) = \frac{IR_2}{4\pi} \int_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{R_2 - z \cdot \cos(\gamma)}{\frac{3}{2}((x + R_1)^2 + R_2^2 + z^2 - 2R_2 \cdot z \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma \quad (24)$$

$$H_{yT2}(x, z) = H_{a1}(x, z) + H_{a2}(x, z) \quad (25)$$

Проекцию на ось Y вектора напряженности магнитного поля витка седлообразной конфигурации найдем как алгебраическую сумму проекций составляющих малых и больших полуокружностей:

$$H_s(x, z) = H_{yT1}(x, z) + H_{yT2}(x, z). \quad (26)$$

Конструктивно, обмотка седлообразного соленоида МД-12ПС собрана в жгут квадратного сечения 36×36 мм. Диаметр провода 3,5 мм. Внутренний радиус больших полуокружностей составляет 16,2 см, малых – 6 см. Соленоид содержит 100 витков. Конфигурация обмотки МД-12ПС представлена на рис. 5.

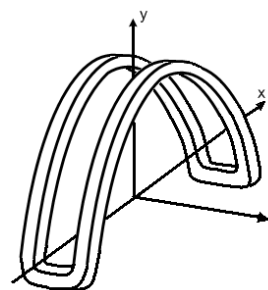


Рис. 5. МД-12ПС без корпуса

Учитывая пространственное распределение витков седлообразного соленоида, из выражения (26) получаем формулу (27) для расчёта нормальной составляющей магнитного поля МД-12ПС (H_y).

$$H_y(x, z) = \sum_{R_1} \sum_{R_2} \left(\frac{IR_1}{4\pi} \int_0^{\pi} \frac{(z + R_2) \cdot (-\cos(\gamma))}{((z + R_2)^2 + R_1^2 + x^2 - 2R_1 \cdot x \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma + \frac{-IR_1}{4\pi} \int_0^{\pi} \frac{(z - R_2) \cdot (-\cos(\gamma))}{((z - R_2)^2 + R_1^2 + x^2 - 2R_1 \cdot x \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma + \frac{-IR_2}{4\pi} \int_{\frac{7\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{R_2 - z \cdot \cos(\gamma)}{\frac{3}{2}((x - R_1)^2 + R_2^2 + z^2 - 2R_2 \cdot z \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma + \frac{IR_2}{4\pi} \int_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{R_2 - z \cdot \cos(\gamma)}{\frac{3}{2}((x + R_1)^2 + R_2^2 + z^2 - 2R_2 \cdot z \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma \right) \quad (27)$$

По результатам расчета построено распределение нормальной составляющей магнитного поля МД-12ПС по оси Z (рис. 6).

Учитывая пространственное распределение витков седлообразного соленоида, из выражения (19) получаем формулу (28) для расчёта тангенциальной составляющей магнитного поля МД-12ПС (H_z).

$$H_z(x, z) = \sum_{R_1} \sum_{R_2} \left(\frac{IR_1}{4\pi} \int_0^{\pi} \frac{R_1 - x \cdot \cos(\gamma)}{((z + R_2)^2 + R_1^2 + x^2 - 2R_1 \cdot x \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma + \frac{-IR_1}{4\pi} \int_0^{\pi} \frac{R_1 - x \cdot \cos(\gamma)}{((z - R_2)^2 + R_1^2 + x^2 - 2R_1 \cdot x \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma + \frac{-IR_2}{4\pi} \int_{\frac{7\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{(x - R_1) \cdot (-\cos(\gamma))}{\frac{3}{2}((x - R_1)^2 + R_2^2 + z^2 - 2R_2 \cdot z \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma + \frac{IR_2}{4\pi} \int_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{(x + R_1) \cdot (-\cos(\gamma))}{\frac{3}{2}((x + R_1)^2 + R_2^2 + z^2 - 2R_2 \cdot z \cdot \cos(\gamma))^{\frac{3}{2}}} d\gamma \right)$$

По результатам расчета построен график пространственного распределения тангенциальной составляющей магнитного поля МД-12ПС по оси Z (рис. 6).

Для подтверждения достоверности математической модели было проведено измерение нормальной и тангенциальной составляющей поля МД-12ПС фер-

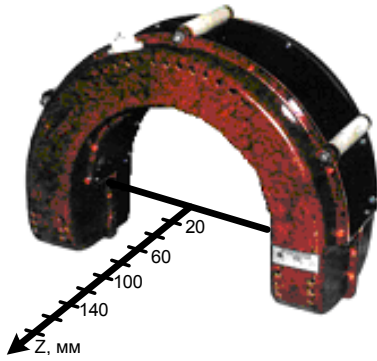


Рис. 7. Схема измерения нормальной и тангенциальной составляющих поля МД-12ПС

розондовым дефектоскопом Ф205.38 каждые 10 мм вдоль оси Z. Схема измерения представлена на рис. 7. Экспериментальные значения нормальной и тангенциальной составляющих поля МД-12ПС представлены на рис. 6.

Относительная погрешность расчетных значений нормальной и тангенциальной составляющих магнитного поля (рис. 8) не превышает 3–5% в зоне контроля по обе стороны МД-12ПС (150 мм) [2]. Отклонение экспериментальных значений от расчетных вызвано тем, что при создании математической модели рассматривалась только обмотка седлообразного намагничивающего устройства и не учитывались металлические вставки внутренних поверхностей корпуса, которые вызывают некоторое искажение магнитного поля. В зоне контроля теоретические значения магнитного поля близки к экспериментальным.

Библиографический список

1. Щербинин, В. Е. Магнитный контроль качества металлов / В. Е. Щербинин, Э. С. Горкунов / Екатеринбург : УрОРАН, 1996. — 263 с.

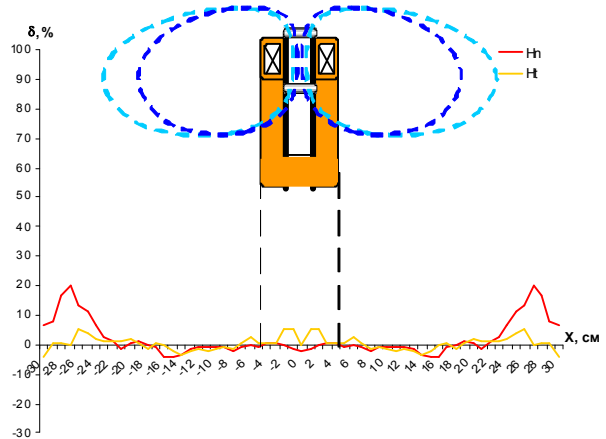


Рис. 8. Относительная погрешность математической модели

2. Руководящий документ РД 32.159-2000. Магнитопорошковый метод неразрушающего контроля деталей вагонов. — М. : ВНИИЖТ, 2000. — 120 с.

АХМЕДЖАНОВ Равиль Абдрахманович, кандидат технических наук, профессор кафедры «Вагоны и вагонное хозяйство».

ТИХОНОВ Александр Викторович, аспирант кафедры «Вагоны и вагонное хозяйство».

Адрес для переписки: 644046, г. Омск, пр. Маркса, 35.

Статья поступила в редакцию 30.06.2011 г.

© Р. А. Ахмеджанов, А. В. Тихонов

Книжная полка

Ризин, А. И. Терминология ядерного приборостроения : справ. пособие. В 2 т. Т. 2. Ядерное приборостроение. Измерение ионизирующих излучений / А. И. Ризин, Д. Е. Фертман. — М. : Группа ИДТ, 2008. — 264 с. — ISBN: 978-5-94833-064-8.

Пособие разработано с учетом терминологии действующих международных документов и соглашений, а также законодательной базы Российской Федерации в области атомной энергии и радиационной безопасности, национальных норм и стандартов в указанных областях и, в первую очередь, НРБ-99, ОСПОРБ-99, СП АЭС-99. При составлении пособия авторами была принята за основу идеология обновленной редакции главы 394 Международного электротехнического словаря. При составлении пособия авторами учтен опыт многолетней деятельности в данной области одного из ведущих национальных центров ядерного приборостроения — ФГУП «Научно-инженерный центр «СНИИП». Пособие предназначено для унификации и разъяснения терминологии ядерного приборостроения.

Галимов, Э. Р. Материалы приборостроения : учебники и учебные пособия для студентов высших учебных заведений / Э. Р. Галимов, А. С. Маминов, А. Г. Аблясова. — М. : КолосС, 2010. — 284 с. — Гриф УМО МО РФ. — ISBN 978-5-9532-0743-0.

Приводятся общие сведения о строении, составе, структуре, технологических, эксплуатационных и специальных свойствах широкого круга электротехнических, конструкционных и других видов материалов, используемых при разработке и эксплуатации приборов, автоматов и электронных устройств. Рассматриваются способы целенаправленного регулирования структуры и свойств материалов, а также методы переработки (обработки) с учетом их функционального назначения. Рекомендовано для подготовки бакалавров, магистров и дипломированных специалистов всех форм обучения по направлениям «Приборостроение», а также «Химическая технология высокомолекулярных соединений», «Материаловедение».