

Министерство науки и образования Российской Федерации
Федеральное агентство по образованию

Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Ивановский государственный энергетический университет
имени В.И. Ленина»

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ЭНЕРГОСИСТЕМ

ТРУДЫ ИГЭУ

Выпуск VII

Под редакцией

*доктора технических наук, профессора В.А. Шуина,
доктора технических наук, профессора М.Ш. Мисриханова,
доктора технических наук, профессора А.В. Мошкарина*

Москва
Энергоатомиздат
2004

УДК 621.311

ББК 31.37

П 42

Повышение эффективности работы энергосистем: Тр. ИГЭУ. Вып. VII / Под ред. В.А. Шуина, М.Ш. Мисриханова, А.В. Мошкарин. – М.: Энергоатомиздат, 2004. — 548 с.

ISBN 5-283-02596-9

Редакционная коллегия:

д-р техн. наук, проф. В.Н. Нуждин, д-р техн. наук, проф. М.Ш. Мисриханов,
д-р техн. наук, проф. Б.М. Ларин, д-р техн. наук, проф. А.В. Мошкарин,
д-р техн. наук, проф. В.А. Савельев, д-р техн. наук, проф. В.А. Строев,
д-р техн. наук, проф. С.В. Тарарыкин, д-р техн. наук, проф. В.А. Шуин,
д-р техн. наук, проф. А.В. Шунтов, д-р техн. наук, проф. Ю.Я. Щелькалов,
д-р техн. наук, проф. И.В. Якимец

Рецензенты:

д-р техн. наук, проф. В.А. Семенов (СО-ЦДУ ЕЭС России);
д-р техн. наук, проф. А.В. Шунтов (Информационно-вычислительный
центр Мосэнерго);
д-р техн. наук, проф. Ю.А. Митькин (ГОУВПО «Ивановский
государственный энергетический университет им. В.И. Ленина»)

В предлагаемой читателю книге представлены статьи, являющиеся результатами разработок, теоретических и экспериментальных исследований в области теплоэнергетики, электроэнергетики, систем управления и автоматизации, выполненных сотрудниками Ивановского государственного энергетического университета, МЭС Центра ОАО «ФСК ЕЭС», а также других вузов, научно-исследовательских, проектных и эксплуатационных организаций, сотрудничающих с ИГЭУ и МЭС Центра.

Книга предназначена для специалистов, занимающихся исследованием, разработкой, проектированием и эксплуатацией энергетических систем, электрических станций и сетей, комплексов и устройств их автоматического управления.

ISBN 5-283-02596-9

© Авторы, 2004

УДК 681.511

**О параметризации динамического закона управления
в частотной области**

М.Ш. Мисриханов, д-р техн. наук

Изучается проблема параметризации динамического закона управления в частотной области и процедура вычисления двойного взаимно простого дробного разложения передаточной матрицы линейной системы.

Будем полагать, что линейная стационарная многомерная по входу и выходу система описывается в пространстве состояний стандартными уравнениями:

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad y = Cx, \quad (1)$$

где $x \in R^n$ – вектор состояния, $u \in R^s$ – вектор входа, $y \in R^m$ – вектор выхода и A, B, C – постоянные матрицы соответствующих размерностей. При этом будем считать, что $\text{rank } C = m$, $\text{rank } B = s$ (отсутствуют избыточные выходы и входы), а рассматриваемая система (1) является полностью управляемой и наблюдаемой, т.е. [1]

$$\text{rank} \left[B \mid AB \mid \dots \mid A^{n-s}B \right] = n, \quad (2)$$

$$\text{rank} \begin{bmatrix} C \\ \hline CA \\ \hline \vdots \\ \hline CA^{n-m} \end{bmatrix} = n \quad (3)$$

или эквивалентно [2]

$$\text{rank} \begin{bmatrix} LA & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ L & LA & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & L & LA & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & L \end{bmatrix}_{(n-s+1)(n-s) \times (n-s+1)(n-1)} = (n-s+1)(n-s), \quad (4)$$

$$\text{rank} \begin{bmatrix} AR & R & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & AR & R & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & AR & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & R \end{bmatrix}_{(n-m+1)(n-1) \times (n-m+1)(n-m)} = (n-m+1)(n-m). \quad (5)$$

Здесь L , R – неединственные матрицы (так называемые делители нуля), удовлетворяющие однородным линейным уравнениям и условиям

$$\begin{aligned} LB &= 0, \quad \text{rank} L + s = n, \\ CR &= 0, \quad \text{rank} R + m = n. \end{aligned}$$

Заметим, что ленточные критерии (4), (5) были широко опубликованы совсем недавно. Можно перечислить основные характерные черты этих критериев:

1. Отсутствует операция взятия степеней матриц.
2. Делители нуля L и R не единственны. Выбором подходящих представителей делителей нуля L и R можно получать ленточные матрицы управляемости и наблюдаемости с минимальным числом обусловленности (делители нуля вещественных матриц легко определяются с помощью известных методов QR и SVD разложений [3; 4]).
3. Ленточные матрицы управляемости и наблюдаемости сильно разрежены, имеют простую структуру с повторяющимися блоками. Использование аппарата ленточных матриц позволяет существенно снизить вычислительные затраты.

В частотной области система (1) при нулевых начальных условиях описывается соотношением

$$y(p) = F(p)u(p)$$

с передаточной матрицей типа «вход – состояние – выход»

$$F(p) = C(pI_n - A)^{-1}B \quad (6)$$

(здесь I_n – единичная матрица размерности n).

Известно [5], что передаточная матрица $F(p)$ может быть представлена как в виде справа взаимно простой матричной дроби (факторизация RCF – Right Coprime Factorization)

$$F(p) = B_R(p)A_R^{-1}(p), \quad (7)$$

где $B_R(p)$ и $A_R(p)$ являются полиномиальными $(m \times p)$ - и $(p \times p)$ -матрицами соответственно, так и в виде слева взаимно простой матричной дроби (факторизация LCF – Left Coprime Factorization)

$$F(p) = A_L^{-1}(p)B_L(p), \quad (8)$$

где $B_L(p)$ и $A_L(p)$ являются полиномиальными $(m \times p)$ - и $(m \times m)$ -матрицами соответственно.

Предполагается также, что матрица знаменателя $A_R(p)$ является собственной по столбцам, а матрица знаменателя $A_L(p)$ – собственной по строкам [5]. Условие собственности непосредственно связано с каузальностью передаточной матрицы $F(p)$.

Отметим, что факторизации RCF и LCF связаны между собой условием О. Оре [6]

$$B_L(p)A_R(p) = A_L(p)B_R(p).$$

Характеристический полином системы (1) с учетом (6) – (8) определяется известным выражением [5]

$$\det(pI_n - A) = \det A_R(p) = \det A_L(p), \quad (9)$$

а нулями системы [7] являются те значения комплексной переменной p , для которых матрицы $B_R(p)$, $B_L(p)$ и матрица Розенброка [8]

$$\left[\begin{array}{c|c} A - pI_n & B \\ \hline C & 0 \end{array} \right]$$

имеют потерю нормального ранга [9].

Практический алгоритм построения RCF и LCF представлений для линейных систем приведен, например, в работе [10].

Исследуем управление состоянием рассматриваемой системы в сочетании с наблюдателями редуцированного порядка [11 – 13].

Закон статической линейной обратной связи по состоянию для системы (1) обычно записывается в виде

$$u = -Kx + r, \quad (10)$$

где K представляет собой постоянную $(p \times n)$ -матрицу, а $r \in R^s$ – векторный задающий вход. Выбор sn элементов матрицы K (10) позволяет назначить произвольным образом нули характеристического полинома

$$\det(pI_n - A + BK)$$

(полюсы системы [15]), а $(s-1)n$ степеней свободы сохранить для того, чтобы оказать влияние на другие характеристики замкнутой системы (например, качество переходных процессов, робастность, инвариантность и т.д., см., например, [2; 13]).

Матричное дробное выражение (7) позволяет представить контур обратной связи по состоянию в частотной области в виде, изображенном на рис. 1.

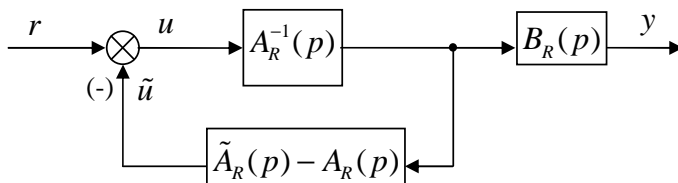


Рис. 1. Система в форме RCF с обратной связью

Представления контура обратной связи по состоянию во временной и частотной областях связаны известными соотношениями [5]

$$\left. \begin{aligned} \tilde{A}_R(p) A_R^{-1}(p) &= I_s + K(pI_n - A)^{-1} B, \\ B_R^*(p) &= B_R(p) \tilde{A}_R^{-1}(p) = C(pI_n - A + BK)^{-1} B \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

и

$$A_R^*(p) = A_R(p) \tilde{A}_R^{-1}(p) = I_s - K(pI_n - A + BK)^{-1} B, \quad (12)$$

где (11) и (12) являются двойной взаимно простой факторизацией объекта. При этом матрица $A_R^*(p)$ удовлетворяет тождеству

$$I_s - K(pI_n - A + BK)^{-1} B = \left[I_s + K(pI_n - A)^{-1} B \right]^{-1}$$

и известна как матрица посткомпенсатора [14].

Полиномиальная ($s \times s$)-матрица $\tilde{A}_R(p)$ со свойством

$$\det \tilde{A}_R(p) = \det(pI_n - A + BK)$$

характеризует поведение замкнутой системы в частотной области. Заметим, что справедливыми являются тождества [16 – 18]

$$\Gamma_c[\tilde{A}_R(p)] = \Gamma_c[A_R(p)]$$

и

$$\partial_{c_i}[\tilde{A}_R(p)] = \partial_{c_i}[A_R(p)], \quad i = 1, 2, \dots, s,$$

где Γ_c представляет собой матрицу коэффициентов при наивысших степенях по столбцам, а ∂_{c_i} – степень i -го столбца. Полиномиальная матрица $\tilde{A}_R(p)$ содержит то же число sn степеней свободы, что и K , поэтому уравнение с линейной обратной связью по состоянию может быть параметризовано как с помощью ($s \times n$)-матрицы K во временной области, так и с помощью полиномиальной ($s \times s$)-матрицы $\tilde{A}_R(p)$ в частотной области.

Состояние системы (1) может быть реконструировано (восстановлено) с помощью наблюдателя редуцированного порядка, равного $n_c = n - m$. Этот наблюдатель в пространстве состояния описывается дифференциальным уравнением

$$\dot{z} = Gz + Ly + TBu, \quad (13)$$

а в установившемся состоянии – алгебраическим уравнением

$$z = Tx ,$$

где матрица T удовлетворяет уравнению Сильвестра [2; 20]

$$TA - GT = LC .$$

Если строки матриц C и T линейно независимы, т.е. выполняется, например, тождество для делителя нуля R

$$\text{rank}TR = \text{rank}R ,$$

то уравнением наблюдаемого состояния является соотношение

$$x = \begin{bmatrix} C \\ T \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix} = [\Psi \mid \Theta] \begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix} . \quad (14)$$

Уравнение (14) позволяет представить наблюдатель (13) в виде

$$\dot{z} = (TA\Theta)z + (TA\Psi)y + (TB)u .$$

Следствием уравнения (14) являются соотношения

$$\begin{bmatrix} C \\ T \end{bmatrix} [\Psi \mid \Theta] = \begin{bmatrix} I_m & 0 \\ 0 & I_{n-m} \end{bmatrix}$$

и

$$\Psi C + \Theta T = I_n .$$

Поскольку в установившемся режиме выполняется равенство

$$\hat{y} = C\hat{x} = y ,$$

то ошибка наблюдения выхода

$$\varepsilon = y - \hat{y}$$

является нулевой. Тем не менее наблюдатель редуцированного порядка может быть представлен в виде, изображенном на рис. 2, где ошибка ε

модели объекта полного порядка включена в обратную связь так, как и в случае наблюдателя полного порядка.

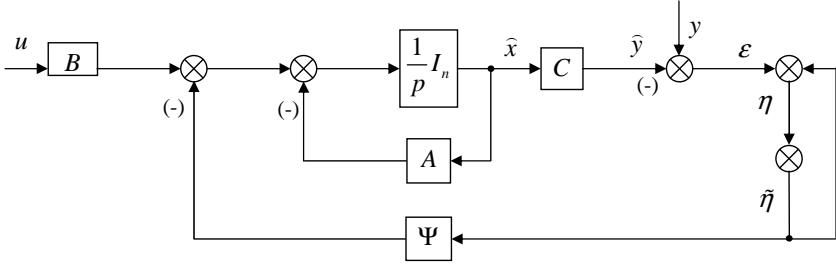


Рис. 2. Эквивалентная схема редуцированного наблюдателя

Однако в силу положительной обратной связи от $\tilde{\eta}$ к η коэффициент усиления обратной связи оказывается бесконечно большим. Коэффициент усиления наблюдателя в разомкнутом состоянии между вспомогательными переменными η и $\tilde{\eta}$ определяется соотношением

$$\eta = [I_m - C(pI_n - A)^{-1}\Psi] \tilde{\eta}.$$

Путем преобразования схемы, представленной на рис. 2, можно показать (см., например, [19]), что бесконечный коэффициент усиления обратной связи перемещает m полюсов в бесконечность, а $n_c = n - m$ полюсов остаются конечными и являются решением полиномиального уравнения

$$\det(pI_{n_c} - TA\Theta) = \det(pI_{n_c} - G) = 0.$$

Результирующая схема редуцированного наблюдателя представлена на рис. 3. Очевидна справедливость следующих сигнальных соотношений:

$$\begin{cases} \xi = \zeta = C[I_n - (pI_n - A)]\Psi y + (CA\Theta)z + (CB)u, \\ \eta = y - \zeta = C(pI_n - A)\Psi y - (CA\Theta)z - (CB)u, \\ [pI_{n_c} - (TA\Theta)]z = +(TA\Psi)y + (TB)u, \end{cases}$$

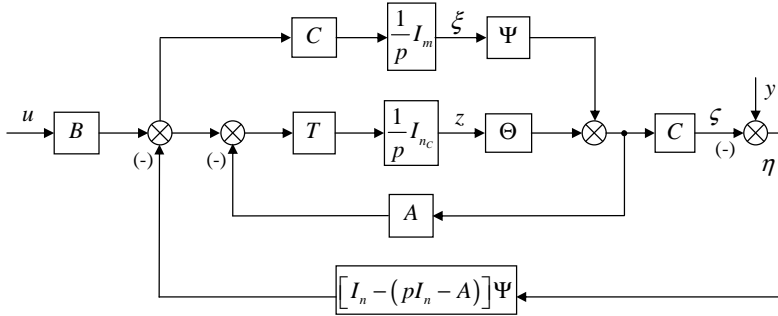


Рис. 3. Результирующая схема редуцированного наблюдателя

Поведение наблюдателя, показанного на рис. 2 и 3, описывается уравнением

$$\eta = [C(pI_n - A)\Psi - CA\Theta(pI_{n_c} - TA\Theta)]^{-1} TA\Psi y - [CA\Theta(pI_{n_c} - TA\Theta)]^{-1} TB + CB]u. \quad (15)$$

Матричное дробное выражение (8) позволяет представить наблюдатель редуцированного порядка в частотной области так, как это изображено на рис. 4.

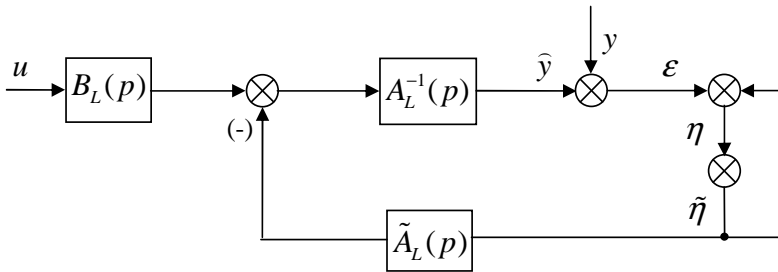


Рис. 4. Система в форме LCF с редуцированным наблюдателем

Поведение в разомкнутом состоянии наблюдателя, представленного на рис. 4, описывается в виде

$$\eta = [I_m - A_L^{-1}(p)\tilde{A}_R(p)]\tilde{\eta}$$

или в виде

$$\eta = -A_L^{-1}(p) [\tilde{A}_L(p) - A_L(p)] \tilde{\eta}.$$

Коэффициенты усиления и собственные значения наблюдателя для схем, представленных на рис. 2 и 4, совпадают, если выполняется тождество

$$A_L^{-1}(p) \tilde{A}_L(p) = C(pI_n - A)^{-1} \Psi. \quad (16)$$

Не составляет труда показать, что всегда существует полиномиальная матрица $\tilde{A}_L(p)$, для которой соотношение (16) удовлетворяется. Действительно, из (16) следует, что

$$\tilde{A}_L(p) = A_L(p) C(pI_n - A)^{-1} \Psi$$

и на основании (6), (8) и (9) $\tilde{A}_L(p)$ оказывается полиномиальной.

Введение слева взаимно простого матричного дробного представления

$$C(pI_n - A)^{-1} = A_L^{-1}(p) \Xi_x(p)$$

позволяет представить соотношение (16) в виде

$$A_L^{-1}(p) \Xi_x(p) \Psi = A_L^{-1}(p) \tilde{A}_L(p).$$

Поведение в замкнутом состоянии структуры, представленной на рис. 4, описывается соотношением

$$\eta = -\tilde{A}_L^{-1}(p) A_L(p) y - \tilde{A}_L^{-1}(p) \hat{B}_L u. \quad (17)$$

Сравнение соотношений (15) и (17) показывает, что

$$B_L^*(p) = \tilde{A}_L^{-1}(p) B_L(p) = C [I_n + A\Theta(pI_{n_c} - TA\Theta)^{-1} T] B \quad (18)$$

и

$$A_L^*(s) = \tilde{A}_L^{-1}(p) A_L(p) = C [(pI_n - A) - A\Theta(pI_{n_c} - TA\Theta)^{-1} TA] \Psi. \quad (19)$$

При этом

$$\det \tilde{A}_L(p) = \det(pI_{n_c} - TA\Theta) = \det(pI_{n_c} - G)$$

является характеристическим полиномом наблюдателя редуцированного порядка. Выражения (18) и (19) представляют собой двойное взаимно простое матричное дробное представление $F(p)$ (6), связанное с наблюдателем редуцированного порядка.

В случае полного порядка детерминант полиномиальной $(m \times m)$ -матрицы $\tilde{A}_L(p)$ имеет порядок, равный n , а матрица $\tilde{A}_L(p)$ содержит nm коэффициентов, которые полностью параметризуют наблюдатель. В случае редуцированного порядка $\tilde{A}_L(p)$ имеет порядок, равный n_c .

Поскольку (16) является строго собственной, то

$$\partial_{r_j} [\tilde{A}_L(p)] < \partial_{r_j} [A_L(p)], \quad j = 1, 2, \dots, m, \quad (20)$$

где ∂_{r_j} является степенью j -й строки.

Рациональная матрица

$$A_L^{-1}(p)[p\tilde{A}_L(p) - A_L(p)] = pC(pI_n - A)^{-1}\Psi - I_m \quad (21)$$

является строго собственной, поскольку полиномиальная часть $pC(pI_n - A)^{-1}\Psi$ определяется выражением $C\Psi = I_m$. Из соотношений (20) и (21) следует, что

$$\partial_{r_j} [\tilde{A}_L(p)] = \partial_{r_j} [A_L(p)] - 1, \quad j = 1, 2, \dots, m \quad (22)$$

и

$$\Gamma_r [\tilde{A}_L(p)] < \Gamma_r [A_L(p)], \quad (23)$$

где Γ_r представляет собой матрицу коэффициентов при наивысших степенях по строкам.

Можно показать, что при выполнении ограничений (22) и (23) полиномиальная $(m \times m)$ -матрица $\tilde{A}_L(p)$, характеризующая динамическое поведение наблюдателя редуцированного порядка в частотной области, содержит mn_c свободных параметров.

Рассмотрим во временной области замкнутую систему, включающую в себя объект, наблюдатель редуцированного порядка и обратную связь по состоянию и представленную на рис. 5.

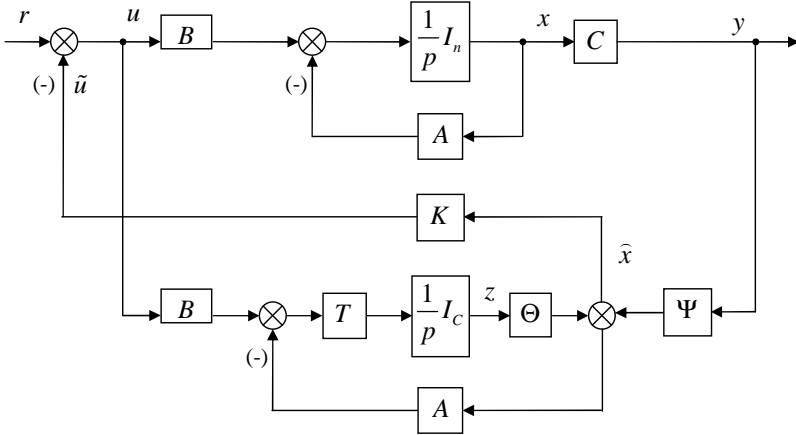


Рис. 5. Управление системой во временной области с редуцированным наблюдателем

Внешним входом здесь является p -мерный задающий вектор r . Для исследования поведения контура управления отсоединим его от входа и выхода объекта. Дополнительное прерывание обратной связи от \tilde{y} к u позволяет описать этот контур в виде соотношения

$$\tilde{y} = K \left\{ \left[\Theta (pI_{n_c} - TA\Theta)^{-1} TA + I_n \right] \Psi y + \Theta (pI_{n_c} - TA\Theta)^{-1} TBu \right\}.$$

Введение таких слева взаимно простых матричных дробных представлений как

$$K \left[\Theta (pI_{n_c} - TA\Theta)^{-1} TA + I_n \right] \Psi = \Delta^{-1}(p) \Sigma_c(p)$$

и

$$K \Theta (pI_{n_c} - TA\Theta)^{-1} TB = \Delta^{-1}(p) \Sigma_u(p),$$

что

$$\Delta^{-1}(p) \left[\Sigma_c(p) \quad \Sigma_u(p) \right]$$

является слева взаимно простой парой, позволяет представить контур, изображенный на рис. 5, в виде схемы, показанной на рис. 6.

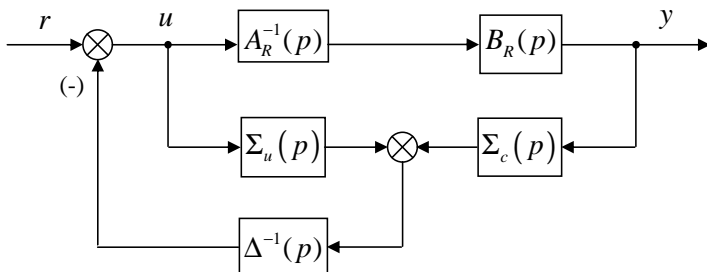


Рис. 6. Система в форме RCF с редуцированным наблюдателем

Из условий (2) – (5) полной управляемости и наблюдаемости системы (1) и использования редуцированного наблюдателя ($n_c < n$) следует отсутствие в замкнутой системе скрытых мод. Следовательно,

$$\det \Delta(p) = \det(pI_{n_c} - TA\Theta)$$

является характеристическим полиномом наблюдателя редуцированного порядка.

Прерывая обратную связь от \tilde{y} к u , определим соотношение между u и \tilde{y} в виде

$$\tilde{y} = \Delta^{-1}(p) [\Sigma_c(p)y + \Sigma_u(p)u] = \Delta^{-1}(p) [\Sigma_c(p)B_R(p)A_R^{-1}(p) + \Sigma_u(p)]u. \quad (24)$$

Известно из [5], что при выполнении условия

$$\tilde{y} = [\tilde{A}_R(p) - A_R(p)]A_R^{-1}(p)u = [\tilde{A}_R(p)A_R^{-1}(p) - I_s]u \quad (25)$$

можно обеспечить желаемые полюсы управляемого объекта. Здесь $\tilde{A}_R(p)$ представляет собой полиномиальную ($s \times s$)-матрицу, характеризующую динамическое поведение замкнутой системы с контуром обратной связи по состоянию. Сравнение уравнений (24) и (25) приводит к уравнению вида

$$\Sigma_c(p)B_R(p) + \Sigma_u(p)A_R(p) = \Delta(p) [\tilde{A}_R(p) - A_R(p)], \quad (26)$$

которое соответствует конфигурации, представленной на рис. 6.

Введение матрицы знаменателя наблюдателя

$$\Omega_c(p) = \Sigma_u(p) + \Delta(p)$$

приводит к структуре с двумя степенями свободы. При этом уравнение (26) сводится к следующему:

$$\Sigma_c(p)B_R(p) + \Omega_c(p)A_R(p) = \Delta(p)\tilde{A}_R(p),$$

а канал управления по задающему сигналу описывается соотношением

$$u = \Omega_c^{-1}(p)\Delta(p)r.$$

Поведение обоих контуров по задающему сигналу описывается соотношениями

$$y = B_R(p)\tilde{A}_R^{-1}(p)r$$

и

$$u = A_R(p)\tilde{A}_R^{-1}(p)r,$$

которые соответствуют поведению контура с идеальной обратной связью по состоянию без наблюдателя.

Рассмотрим далее управление в структуре наблюдателя. На рис. 7 в модифицированном виде представлен замкнутый контур, изображенный на рис. 5, на котором вместо задающего входа введены векторы входного и выходного возмущений ω и ν соответственно.

Для изолированного управления с дополнительным прерыванием связи между η и $\tilde{\eta}$ получаем

$$\eta = [I_m - C(pI_n - A + BK)^{-1}\Psi]\tilde{\eta}$$

и

$$u = -K(pI_n - A + BK)^{-1}\eta - \Psi\tilde{\eta}.$$

Если ввести взаимно простые справа матричные дробные представления

$$C(pI_n - A + BK)^{-1}\Psi - I_m = \Xi_y(p)\delta^{-1}(p)$$

и

$$K(pI_n - A + BK)^{-1} \Psi = \Xi_c(p) \delta^{-1}(p),$$

что

$$\begin{bmatrix} \Xi_y(p) \\ \Xi_c(p) \end{bmatrix} \delta^{-1}(p)$$

является взаимно простой справа парой, то контур, представленный на рис. 7, можно изобразить в виде схемы на рис. 8.

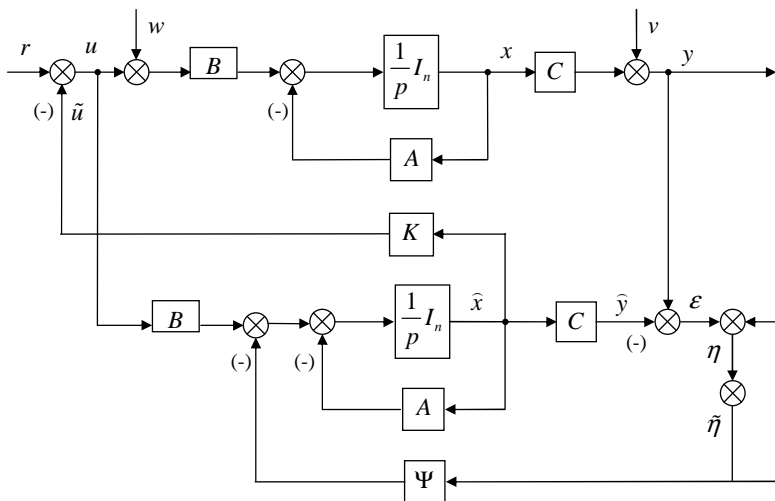


Рис. 7. Результирующая схема системы во временной области с редуцированным наблюдателем

Из-за указанного выше отсутствия скрытых мод следует, что

$$\det \delta(p) = \det(pI_n - A + BK)$$

является характеристическим полиномом управляемой системы (1).

Размыкая η и $\tilde{\eta}$ и полагая $w = v = 0$, определим коэффициент усиления от $\tilde{\eta}$ к η . Получим

$$\eta = -\Xi_y(p) \delta^{-1}(p) \eta + y = -[\Xi_y(p) + A_L^{-1}(p) B_L(p) \Xi_c(p)] \delta^{-1}(p) \tilde{\eta}. \quad (27)$$

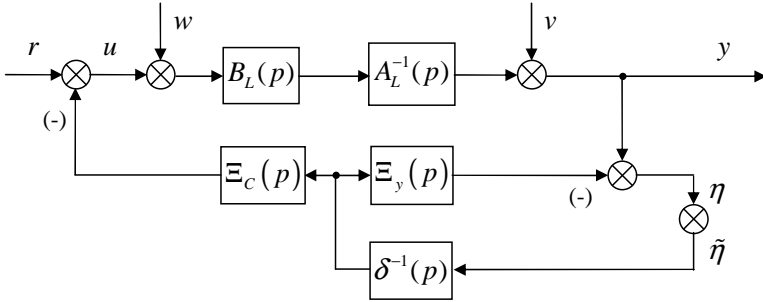


Рис. 8. Результирующая схема системы в форме LCF с редуцированным наблюдателем

Желаемое динамическое поведение наблюдателя можно обеспечить при выполнении условия

$$\eta = -A_L^{-1}(p) [\tilde{A}_L(p) - A_L(p)] \tilde{\eta} = -[A_L^{-1}(p) \tilde{A}_L(p) - I_m] \tilde{\eta}. \quad (28)$$

Сравнение уравнений (27) и (28) приводит к уравнению вида

$$B_L(p) \Xi_c(p) + A_L(p) \Xi_y(p) = [\tilde{A}_L(p) - A_L(p)] \delta(p), \quad (29)$$

которое соответствует конфигурации, представленной на рис. 8. По аналогии с предыдущим введение матрицы-знаменателя

$$\Upsilon_c(p) = \Xi_y(p) + \delta(p)$$

также приводит к структуре с двумя степенями свободы. Теперь уравнение (29) записывается в виде

$$B_L(p) \Xi_c(p) + A_L(p) \Xi_y(p) = \tilde{A}_L(p) \delta(p),$$

а $\eta(p)$ определяется соотношением

$$\eta = \delta(p) \Upsilon_c^{-1}(p) y.$$

Переходное поведение в замкнутом контуре от $w(p)$ и $v(p)$ к $\eta(p)$ можно определить соотношениями

$$\eta = \tilde{A}_L^{-1}(p)B_L(p)w$$

и

$$\eta = \tilde{A}_L^{-1}(p)A_L(p)v$$

соответственно. Эти отношения также описывают переходное поведение от u и y к η в наблюдателях, представленных на рис. 3, 4. Это означает, что переходное поведение от w и v к η в замкнутом контуре совпадает с переходным поведением от u и y к η в изолированном наблюдателе.

В заключение остановимся на процедурах решений для полиномиальных матриц $\Sigma_c(p)$ и $\Omega_c(p)$ или $\Xi_c(p)$ и $\Upsilon_c(p)$ соответственно [22; 23].

Рассмотрим любые полиномиальные решения $X_L(p)$ и $Y_L(p)$ линейного диофантова уравнения [21]

$$Y_L(p)B_R(p) + X_L(p)A_R(p) = \tilde{A}_R(p), \quad (30)$$

где $\tilde{A}_R(p)$ характеризует динамическое поведение управляемого объекта. Поскольку $B_R(p)$ и $A_R(p)$ являются взаимно простыми, то полиномиальные матрицы $X_L(p)$ и $Y_L(p)$ действительно существуют [24 – 26].

Введем обозначения Π и CC для полиномиальной части и строго собственной части соответственно рациональной матрицы. Для заданной передаточной матрицы $F(p)$ справедливо соотношение

$$F(p) = \Pi[F(p)] + CC[F(p)].$$

Рассмотрим передаточную матрицу системы в форме (7), решение $Y_R(s)$ уравнения (30) и полиномиальную $(m \times m)$ -матрицу $\tilde{A}_R(p)$, характеризующую динамическое поведение наблюдателя. Тогда строго собственная часть матрицы $Y_L(p)A_L^{-1}(p)\tilde{A}_L(p)$ определяется в виде

$$CC[Y_L(p)A_L^{-1}(p)\tilde{A}_L(p)] = K(pI_n - A)^{-1}\Psi.$$

Это утверждение позволяет сформулировать процедуру решения для двойной слева взаимно простой факторизации закона управления в виде следующего алгоритма.

Для полиномиальной матрицы

$$V_L(p) = \Pi \left[Y_L(p) A_L^{-1}(p) \tilde{A}_L(p) \right]$$

двойная слева взаимно простая факторизация (DLCF) закона управления определяется соотношениями

$$\Sigma_c^*(p) = \Delta^{-1}(p) \Sigma_c(p) = Y_L(p) - V_L(p) \tilde{A}_L^{-1}(p) A_L(p) \quad (31)$$

и

$$\Omega_c^*(p) = \Delta^{-1}(p) \Omega_c(p) = X_L(p) + V_L(p) \tilde{A}_L^{-1}(p) B_L(p). \quad (32)$$

Из (31), (32) видно, что множество законов управления в форме LCF определяется (параметризуется) множеством решений диофантова уравнения (30). Слева взаимно простое матричное дробное представление закона управления может быть определено путем простой факторизации вида

$$\left[\Sigma_c^*(p) \mid \Omega_c^*(p) \right] = \Delta^{-1}(p) \left[\Sigma_c(p) \mid \Omega_c(p) \right].$$

Рассмотрим теперь любые полиномиальные решения $Y_R(p)$ и $X_R(p)$ диофантова уравнения

$$B_L(p) Y_R(p) + A_L(p) X_R(p) = \tilde{A}_L(p), \quad (33)$$

где $\tilde{A}_L(p)$ характеризует динамическое поведение наблюдателя. Поскольку $A_L(p)$ и $B_L(p)$ являются взаимно простыми по постановке задачи, то полиномиальные решения $Y_R(p)$ и $X_R(p)$ уравнения (33) всегда существуют.

Обратимся к передаточной матрице системы в форме (8), решению $Y_R(p)$ уравнения (33) и полиномиальной ($s \times s$)-матрице $\tilde{A}_L(p)$, характеризующей динамическое поведение управляемого объекта. Строго собственная часть матрицы $\tilde{A}_R(p) A_R^{-1}(p) Y_R(p)$ определяется в виде

$$\mathcal{C} \left[\tilde{A}_R(p) A_R^{-1}(p) Y_R(p) \right] = K (pI_n - A)^{-1} \Psi.$$

Это утверждение позволяет сформулировать процедуру решения для двойной справа взаимно простой факторизации закона управления.

Для полиномиальной матрицы

$$V_R(p) = \Pi \left[\tilde{A}_R(p) A_R^{-1}(p) Y_R(p) \right]$$

двойная справа взаимно простая факторизация (DRCF) закона управления определяется соотношениями

$$\Xi_c^*(p) = \Xi_c(p) \delta^{-1}(p) = Y_R(p) - A_R(p) \tilde{A}_R^{-1}(p) V_R(p)$$

и

$$\Upsilon_c^*(p) = \Upsilon_c(p) \delta^{-1}(p) = X_R(p) + B_R(p) \tilde{A}_R^{-1}(p) V_R(p).$$

Как и в предыдущем случае, множество законов управления в форме RCF параметризуется множеством решений диофантова уравнения (33). Справа взаимно простое матричное дробное представление компенсатора может быть определено путем простой факторизации

$$\begin{bmatrix} \Xi_c^*(p) \\ \Upsilon_c^*(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Xi_c(p) \\ \Upsilon_c(p) \end{bmatrix} \delta^{-1}(p).$$

Таким образом, в работе рассмотрена параметризация динамического закона управления линейной системы с представлениями RCF и LCF в частотной области и процедура, позволяющая вычислять двойное взаимно простое дробное представление передаточной матрицы (DRCF и/или DLCF).

Библиографический список

1. Калман Р., Фалб П., Арбиб М. Очерки по математической теории систем. – М.: Мир, 1971.
2. Мисриханов М.Ш. Инвариантное управление многомерными системами. Алгебраический подход. – М.: Энергоатомиздат, 2003.
3. Голуб Дж., Ван Лоун Ч. Матричные вычисления. – М.: Мир, 1999.
4. Деммель Дж. Вычислительная линейная алгебра. Теория и приложения. – М.: Мир, 2001.

5. **Kailath T.** Linear Systems. – Prentice Hall. Englewood Cliffs, NJ, 1980.
6. **Оре О.** Графы и их применение. – М.: Едиториал УРСС, 2002.
7. **Смагина Е.М.** Вычисление и задание нулей линейной многомерной системы // А и Т. – 1987. – № 12. – С. 165–173.
8. **Rosenbrock H.H.** State space and multivariable theory. – New York. J. Wiley, 1970.
9. **Смагина Е.М.** Вопросы анализа линейных многомерных объектов с использованием понятия нуля системы. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990.
10. **Basilio J.S., Kouvaritakis B.** An algorithms for coprime matrix fraction description using Sylvester matrices // Linear Algebra and its Applications. – 1997. – Vol. 266. – P. 107–125.
11. **Кузовков Н.Т.** Модальное управление и наблюдающие устройства. – М.: Машиностроение, 1976.
12. **Zhou K., Doyle J.C.** Essentials of robust control. – Upper Saddle River, New Jersey, Prentice Hall, 1998.
13. **Косьянчук В.В.** Вложение систем. Управление с редуцированным наблюдателем // А и Т. – 2002. – № 6. – С. 23–35.
14. **Посткомпенсация** и биспектральное управление электроэнергетическими системами / В.Н. Буков, М.Ш. Мисриханов, В.Н. Рябченко, В.Е. Петров // Современные методы управления многосвязными динамическими системами. – Вып.1. – М.: Энергоатомиздат, 2003. – С. 579–644.
15. **Воронов А.А.** Введение в динамику сложных управляемых систем. – М.: Наука, 1985.
16. **Morse A. S.** Structural invariants of linear multivariable systems // SIAM J. Control. – 1973. – №11. – P. 446–465.
17. **Aling A., Schumacher J. M.** A nine fold canonical decomposition for linear system // Int. J. Control. – 1984. – №39. – P. 779–805.
18. **Осетинский Н. Н.** Обзор некоторых результатов и методов в современной теории линейных систем // Теория систем. Математические методы и моделирование. – М.: Мир, 1989. – С. 328–379.
19. **Sebakhy O.A., El Singaby M.I., Arabawy I.F.** Computation of finite and infinite zeros of linear multivariable systems: a state space approach // Int. J. Contr. – 1987. – Vol. 46. – №4. – P. 1171–1186.
20. **Икрамов Х.Д.** Численное решение матричных уравнений / Под ред. Д.К. Фаддеева. – М.: Наука, 1984.
21. **Башмакова И.Г.** Диофант и диофантовы уравнения. – М.: Наука, 1972.
22. **Hippe P.** Reduced-order compensator in the frequency domain // Int. J. Contr. – 1989. – Vol. 49. – №4. – P. 1143–1162.
23. **Schuster A., Hippe P.** Inversion of polynomial matrices by interpolation // IEEE Trans. Automat. Control. – 1992. – Vol. 37. – № 3. – P. 363–365.
24. **Youla D.C., Jabr H.A., Bongiorno J.J.** Modern Wiener-Hopf design of optimal controllers. Pt. 2. Multivariable case // IEEE Trans. Automat. Control. – 1976. – V.21. – №3. – P. 319–338.
25. **Волгин Л.Н.** Оптимальное дискретное управление динамическими системами. – М.: Наука, 1986.
26. **Розенвассер Е.Н.** Синтез многомерных линейных систем с заданным характеристическим полиномом // А и Т. – 1996. – №8. – С. 35–55.

УДК 621.311.016.35.001.24

Функция Ляпунова при учете действия регуляторов скорости в сложных энергосистемах

М.Ш. Мисриханов, д-р техн. наук, Ю. В. Морошкин, канд. техн. наук

Известны функции Ляпунова для системы уравнений, описывающей электромеханические переходные процессы при представлении нагрузок статическими характеристиками [1] и учете процессов в контурах ротора [2]. Рассмотрена более подробная математическая модель сложных энергосистем, в которой учитывается действие регуляторов скорости турбин. Применительно к этой модели выявлена возможность использовать второй метод Ляпунова для исследования устойчивости установившихся режимов.

Для облегчения выкладок рассматривается система уравнений общего вида:

$$\begin{cases} T_i \ddot{\delta}_i = y_i + \frac{\partial V}{\partial \delta_i}; & N_i \dot{y}_i = -y_i - \frac{\delta_i}{\sigma_i}; & (i = 1, \dots, n_1); \\ \frac{\partial V}{\partial \psi_k} = 0 & (k = 1, \dots, n_2); & \frac{\partial V}{\partial x_s} = 0 & (s = 1, \dots, n_3); \\ M_r \dot{z}_r = \frac{\partial V}{\partial z_r} & (r = 1, \dots, n_4), \end{cases} \quad (1)$$

где функция V имеет вполне определенный характер зависимости от переменных $\delta_i, \psi_k, x_s, z_r$:

$$V = \sum_{i=1}^{n_1} A_i \delta_i + \sum_{i=1}^{n_2} B_i \delta_k + V_2(\delta_1 - \delta_2, \dots, \delta_1 - \delta_{n_1}, \delta_1 - \psi_1, \dots, \delta_1 - \psi_{n_2}, x_1, \dots, x_{n_3}, z_1, \dots, z_{n_4}). \quad (2)$$

Система уравнений электромеханических переходных процессов в энергосистеме из n узлов, среди которых m генераторных, получается из (1), (2), если в соответствии с принятыми обозначениями физических величин [2, 3] записать

$$\begin{aligned}
 x_i &= E_i; \quad z_i = E'_{qi}; \quad y_i = P_{Ti} - P_{Ti0}; \quad A_i = P_{Ti0}; \\
 N_i &= T_{Pi}; \quad T_i = T_{Ji}; \quad M_i = \frac{T_{d0i}}{x_{di} - x'_{di}} \quad (i = 1, \dots, m); \\
 x_k &= u_k \quad (k = m+1, \dots, n+m); \quad \psi_k = \varphi_{k+m}; \quad B_k = P_{k+m} \quad (k = 1, \dots, n); \\
 n_1 &= n_4 = m; \quad n_2 = n; \quad n_3 = n+m
 \end{aligned} \tag{3}$$

и задать функцию V_2 в соответствии с [2].

Предположим наличие у системы (1) решений, для которых сохраняют постоянные значения переменные

$$\delta_{li} = \delta_i - \delta_i, \quad \dot{\delta}_i, \quad y_i, \quad \delta_i - \psi_k, \quad x_s, \quad z_r. \tag{4}$$

Эти решения имеют вид

$$\delta_i = \omega t + \delta_{i0}; \quad y_i = -\frac{\omega}{\sigma_i}; \quad \psi_k = \omega t + \psi_{k0}; \quad x_s = x_{s0}; \quad z_r = z_{r0}, \tag{5}$$

где ω , δ_{i0} , ψ_{k0} , x_{s0} , z_{r0} – постоянные, подлежащие определению.

При исследовании энергосистем решения вида (5) соответствуют установившимся режимам их работы.

Искомые постоянные в (5) удовлетворяют системе

$$\begin{cases}
 -\frac{\omega}{\sigma_i} + \frac{\partial V}{\partial \delta_i} = 0 \quad (i = 1, \dots, n_1); & \frac{\partial V}{\partial z_r} = 0 \quad (r = 1, \dots, n_4); \\
 \frac{\partial V}{\partial \psi_k} = 0 \quad (k = 1, \dots, n_2); & \frac{\partial V}{\partial x_s} = 0 \quad (s = 1, \dots, n_3),
 \end{cases} \tag{6}$$

которая в теории энергосистем является системой уравнений установившегося режима. Система (6) получается в результате подстановки (5) в (1) и рассматривается относительно неизвестных ω , $\delta_{i0} - \delta_{i0}$, $\delta_{i0} - \psi_{k0}$, x_{s0} , z_{r0} .

Поскольку

$$\sum_{i=1}^{n_1} \frac{\partial V_2}{\partial \delta_i} + \sum_{k=1}^{n_2} \frac{\partial V_2}{\partial \psi_k} \equiv 0,$$

из (6) и (2) следует, что

$$\omega = \frac{\sum_{i=1}^{n_1} A_i + \sum_{k=1}^{n_2} B_k}{\sum_{i=1}^{n_1} \frac{1}{\sigma_i}}. \quad (7)$$

Применительно к энергосистемам исследование устойчивости решения (5) ведется по отношению к переменным (4). В дальнейшем, чтобы иметь менее громоздкие обозначения, вместо уравнений в возмущениях рассматривается система уравнений, связывающая переменные (4). Для получения этой системы сделаем в (1) замену части неизвестных.

$$\delta_i = \delta'_i - \omega t; \quad \psi_k = \psi'_k - \omega t; \quad y_i = y'_i + \frac{\omega}{\sigma_i},$$

где штрихом помечены старые неизвестные. В результате получаем систему

$$\begin{cases} T_i \ddot{\delta}_i = y_i + \frac{\partial W}{\partial \delta_i}; & N_i \dot{y}_i = -y_i - \frac{\dot{\delta}_i}{\sigma_i}; & (i = 1, \dots, n_1); \\ \frac{\partial W}{\partial \psi_k} = 0 & (k = 1, \dots, n_2); & \frac{\partial W}{\partial x_s} = 0 & (s = 1, \dots, n_3); \\ M_r \dot{z}_r = \frac{\partial W}{\partial z_r} & (r = 1, \dots, n_4), \end{cases} \quad (8)$$

где функция W имеет вид

$$W = V - \omega \sum_{i=1}^{n_1} \frac{\delta_i}{\sigma_i}. \quad (9)$$

В отличие от (2) функция (9) зависит от переменных δ_i , ψ_k лишь через посредство разностей δ_{1i} , $\delta_1 - \psi_k$. Чтобы убедиться в этом, достаточно к правой части (9) прибавить величину

$$\left(\omega \sum_{i=1}^{n_1} \frac{1}{\sigma_i} - \sum_{i=1}^{n_1} A_i - \sum_{k=1}^{n_2} B_k \right) \delta_1,$$

которая в силу (7) тождественно равняется нулю.

От системы (8) нетрудно перейти к системе уравнений относительно переменных (4), которая с учетом обозначения $\delta_i = \omega_i$ имеет вид

$$\left\{ \begin{array}{l} N_i \dot{y}_i = -y_i - \frac{\omega_i}{\delta_i} \quad (i = 1, \dots, n_1); \\ T_1 \dot{\omega}_1 = y_1 + \sum_{i=2}^{n_1} \frac{\partial W}{\partial \delta_{1i}}; \\ T_1 \dot{\omega}_i = y_i - \frac{\partial W}{\partial \delta_{1i}}; \quad \dot{\delta}_i = \omega_i - \omega_1 \quad (i = 1, \dots, n_1); \\ \frac{\partial W}{\partial (\delta_1 - \psi_k)} = 0 \quad (k = 1, \dots, n_2); \quad \frac{\partial W}{\partial x_s} = 0 \quad (s = 1, \dots, n_3); \\ M_r \dot{z}_r = \frac{\partial W}{\partial \dot{z}_r} \quad (r = 1, \dots, n_4), \end{array} \right. \quad (10)$$

поскольку

$$\begin{aligned} \frac{\partial W}{\partial \delta_1} &= \sum_{i=2}^{n_1} \frac{\partial W}{\partial \delta_{1i}} + \sum_{k=1}^{n_2} \frac{\partial W}{\partial (\delta_1 - \psi_k)}; \\ \frac{\partial W}{\partial \delta_i} &= -\frac{\partial W}{\partial \delta_{1i}}; \quad \frac{\partial W}{\partial \psi_k} = -\frac{\partial W}{\partial (\delta_1 - \psi_k)}. \end{aligned}$$

Решению (5) исходной системы (1) в (10) соответствует стационарная точка с координатами

$$\begin{aligned} \delta_{1i} &= \delta_{10} - \delta_{i0}; \quad y_i = 0; \quad \omega_i = 0; \\ \delta_1 - \psi_k &= \delta_{10} - \psi_{k0}; \quad x_s = x_{s0}; \quad z_r = z_{r0}. \end{aligned} \quad (11)$$

Обозначим через $W^{(0)}$ значение функции (9) в точке (11). О характере устойчивости решения (5) можно судить по характеру экстремума функции (9) в точке (11), поскольку производная по t от функции Ляпунова

$$W_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n_1} T_i \omega_i^2 - W + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n_1} \delta_i N_i y_i^2 + W^{(0)},$$

взятая в силу уравнений (10), имеет вид

$$\frac{\alpha W_1}{\alpha t} = - \sum_{i=1}^{n_1} \delta_i y_i^2 - \sum_{r=1}^{n_4} M_r \dot{z}_r^2$$

и оказывается знакоотрицательной при $\sigma_i > 0$, $M_r > 0$.

Применительно к исследованию устойчивости электрических систем необходимо в (9) сделать подстановку (3) и задать функцию V_2 из (2) в соответствии с [2].

Библиографический список

1. **Васин В.П.** Интеграл энергии для уравнений переходных процессов электроэнергетической системы при учете нагрузок статическими характеристиками // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. – 1974. – №6. – С. 26–35.
2. **Морошкин Ю.В.** Функции Ляпунова для математических моделей электрических систем при учете нагрузок статическими характеристиками и учете переходных процессов в контурах ротора // Электричество. – 1977. – №10. – С. 13–19.
3. **Веников В.А.** Переходные электромеханические процессы в электрических системах. – М.: Высш. шк., 1970. – 472 с.

УДК 621.316.925

Особенности выполнения микропроцессорной дистанционной защиты для сетей 35 кВ

*Е.А. Аржанников, д-р техн. наук,
В.Ю. Лукоянов, Д.Б. Антонов, инженеры*

Устройство микропроцессорной защиты «Сириус-ДЗ-35», разработанное фирмой ЗАО «РАДИУС Автоматика» совместно с Ивановским государственным энергетическим университетом, предназначено для выполнения функций основной защиты воздушных или кабельных линий класса напряжения 35 кВ с изолированной нейтралью, а также выполнения функций управления, автоматики и сигнализации высоковольтного выключателя с трехфазным управлением.

Устройство реализует следующие функции:

– трехступенчатую дистанционную защиту (ДЗ) с независимой выдержкой времени от междуфазных коротких замыканий, а также от двой-

ных замыканий на землю с обеспечением отключения одной точки короткого замыкания не менее чем в 67 % случаев;

– токовую отсекку (ТО) для резервирования действия ДЗ при неисправностях в цепях напряжения с контролем токов в двух фазах и возможностью вводить направленность, которая будет автоматически отключена при неисправности цепей напряжения. ТО может находиться постоянно в работе либо использоваться в качестве ускоряющей (вводится на 1 с при включении выключателя) или аварийной ступени (вводится в действие только при неисправностях в цепях напряжения);

– максимальную токовую защиту (МТЗ) с независимой выдержкой времени, с возможностью вводить направленность с контролем токов трех фаз. МТЗ может находиться постоянно в работе либо действовать как аварийная (вводится в действие при неисправностях в цепях напряжения с автоматическим исключением направленности);

– защиту от обрыва фаз (ЗОФ) и «перекоса» нагрузки по току обратной последовательности с независимой выдержкой времени с действием на сигнал или на отключение;

– сигнализацию замыкания на землю на основе контроля напряжения $3U_0$, которое измеряется с помощью аналогового входа либо рассчитывается на основе фазных напряжений;

– неселективную отсекку по току нулевой последовательности для отключения обеих точек двойных замыканий на землю;

– два вида ускорения второй и третьей ступеней ДЗ, а также ступени МТЗ – ускорение при включении и оперативное ускорение (по дискретному входу либо от тумблера «оперативное ускорение»);

– резервирование отказа выключателя. При отказе «своего» выключателя устройство вырабатывает отключающий сигнал УРОВ, подаваемый на смежные выключатели. Также устройство выполняет роль приемника сигнала УРОВ при отказах смежных выключателей. Как прием, так и выработка сигнала УРОВ производится с контролем по току для уменьшения вероятности ложного отключения;

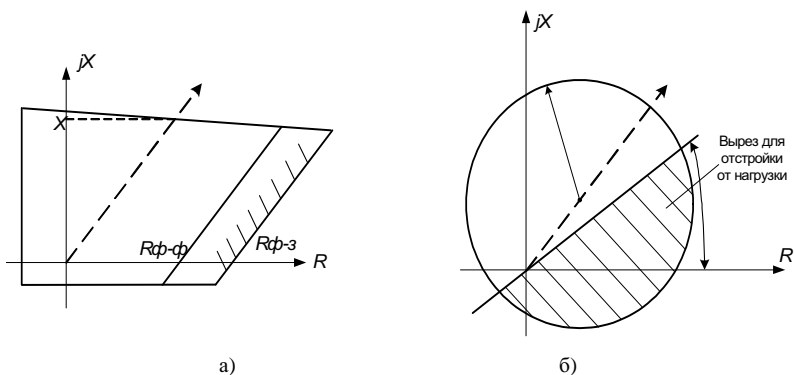
– программируемое одно- или двукратное АПВ с возможностью контроля линейных напряжений либо напряжения нулевой последовательности на объекте.

Дистанционная защита, входящая в состав терминала, построена по многосистемному принципу, то есть одновременно рассчитываются контуры «фаза – фаза» и «фаза – земля». Исключение составляет петля «фаза В – земля», которая не контролируется. Это сделано для отключения только

одной точки замыкания в 67 % случаев двойных замыканий на землю. С этой же целью выполнен контроль двух фаз (А и С) в токовой отсечке.

Первая и вторая ступени выполнены с пуском по току от независимого пускового органа, который контролирует токи трех фаз. Третья ступень ДЗ может выполняться как с пуском по току, так и без пускового органа (с контролем снижения сопротивления). В последнем случае третья ступень контролируется лишь органом контроля исправности цепей напряжения. Режим без пуска по току рекомендуется использовать только на сильно нагруженных линиях, где не удастся обеспечить необходимую чувствительность пускового органа по току.

Характеристики срабатывания 1-й и 2-й ступеней ДЗ имеют одинаковую форму, изображенную на рисунке (а). Уставки характеристики по оси активного сопротивления задаются отдельно для междуфазных замыканий (« $R\phi-\phi$ ») и для двойных замыканий на землю (« $R\phi-з$ »), что позволяет обеспечить срабатывание при наличии переходных сопротивлений в месте повреждения.



Характеристики срабатывания органов сопротивления
1-й, 2-й ступеней (а) и 3-й ступени (б) ДЗ

Характеристика 3-й ступени ДЗ изображена на рисунке (б). Ступень предназначена для выполнения функций дальнего резервирования. По этой причине петли «фаза – земля» данной ступенью не контролируются.

В целях обеспечения строгой направленности ступеней ДЗ используется орган направления мощности (ОНМ), включенный по 90-градусной схеме с углом максимальной чувствительности 45° . Данный орган контролирует направление повреждения и блокирует

срабатывание ступеней ДЗ при КЗ «за спиной». Реализован «контур памяти», который обеспечивает правильную работу ОНМ при близких повреждениях с просадкой напряжения.

Выполнение условия направленности ступеней ДЗ возможно двумя основными способами. Это:

- использование строго направленных характеристик срабатывания ступеней (под термином «строго направленный» понимается выполнение характеристики таким образом, что она не смещена в третий квадрант в плоскости сопротивлений, то есть не захватывает какую-либо часть линий «за спиной»);

- использование независимого органа направления мощности.

Второй метод, принятый в данном устройстве, имеет ряд преимуществ:

- опыт использования ОНМ, включенных по 90-градусной схеме, показывает, что это достаточно надежный метод. Кроме того, по принципу действия ОНМ «мертвая» зона возникает лишь при близких трехфазных КЗ;

- появляется возможность сдвинуть характеристику срабатывания ДЗ в третий квадрант и тем самым устранить «мертвую» зону по величинам сопротивлений в начале линии;

- значительно упрощается реализация контура памяти, т.к. теперь необходимо восстанавливать с помощью памяти только направление повреждения;

- этот же ОНМ может использоваться для реализации направленности токовых ступеней, входящих в устройство (в данном случае ТО и МТЗ).

Для исключения ложного срабатывания ступеней ДЗ при неисправностях в цепях ТН используется специальный орган, который блокирует ступени ДЗ при появлении признаков неисправностей.

Нужно отметить, что широко используются схемы контроля исправности цепей напряжения, основанные на контроле напряжений от двух источников (обычно это обмотки ТН, соединенные в звезду и разомкнутый треугольник). Для сетей 35 кВ это не совсем приемлемо, т.к. зачастую нет возможности подключиться к двум источникам напряжения (например, может отсутствовать обмотка ТН, соединенная в разомкнутый треугольник). Кроме того, дополнительные аналоговые входы увеличивают сложность и стоимость устройства.

В разработанном термине «Сириус-ДЗ-35» орган блокировки при неисправностях в цепях ТН опирается только на подведенные «основные» цепи тока и напряжения.

Контроль производится по трем параметрам, таким как:

- контроль тока и напряжения обратной последовательности;
- контроль состояния автомата ТН;
- контроль пропадания напряжения всех трех фаз с контролем приращения токов в фазах.

Для выявления замыканий на землю и перехода первых двух ступеней ДЗ на контроль петель «фаза – земля» в устройстве реализован специальный чувствительный орган тока нулевой последовательности. Для исключения ложных срабатываний органа от тока небаланса используется торможение от фазных токов. Тормозная характеристика имеет два участка. На первом участке торможение отсутствует. Это позволяет не загроублять орган в режимах, когда токи в фазах незначительные и небаланс имеет малую величину.

«Сириус-ДЗ-35» имеет расширенные возможности по управлению и контролю за высоковольтным выключателем с трехфазным управлением.

Для этого в устройстве реализованы следующие функции:

- операция отключения и включения выключателя по внешним командам с блокировкой от многократного включения выключателя;
- контроль целостности катушек отключения и включения;
- контроль состояния выключателя по ряду входных дискретных сигналов;
- контроль прохождения команд отключения и включения на «затягивание» по времени и неисполнение команды;
- возможность полного запрета управления выключателем по дискретному сигналу.

Наличие большого числа контролируемых и управляющих сигналов позволяет сопрягать устройство «Сириус-ДЗ-35» с выключателями любого типа (масляные, воздушные, элегазовые, вакуумные) с любым приводом (например, пружинный или электромагнитный).

Устройство имеет две группы уставок, в состав которых входят как сами уставки защит, так и программные переключатели, задающие режим работы терминала. Выбор текущей группы производится с помощью дискретного сигнала либо по линии связи. Это позволяет более гибко адаптировать защиты к изменению режима сети.

Терминал предоставляет большое количество современных сервисных функций – определение места повреждения (ОМП), аварийный осциллограф, регистратор событий, сохранение параметров аварийных отключений и т.д.

УДК 621.316.925

Опыт эксплуатации микропроцессорных индикаторов и цифровых регистраторов для задач определения места повреждения на линиях электропередачи

*А.С. Саухатас, М.Ш. Мисриханов, доктора техн. наук,
И.А. Иванов, Д.Р. Любарский, кандидаты техн. наук,
И.Д. Панасюк, С.Ю. Степаньян, Д.В. Ясько, инженеры*

Оперативное определение мест повреждений (ОМП) высоковольтных линий электропередачи является важной задачей, успешное решение которой способствует повышению надежности электроснабжения потребителей [1]. Важность задачи ОМП в «Кубаньэнерго» усиливается географическими и климатическими условиями эксплуатации линий электропередачи (горные трассы, морской климат, болотистые участки), приводящими к повышенной интенсивности повреждений и затрудняющими отыскание места повреждения. Для повышения точности и надежности ОМП в «Кубаньэнерго» в течение последних 12 лет реализован ряд технических и организационных мероприятий.

В системе ОМП завершается переход от использования морально и физически устаревших приборов типа ФИП-1, ФИП-2, ЛИФП, ФПТ-ФПН, ФИС [1,2] к микропроцессорным индикаторам прямого отсчета типа МФИ-1 [3] (12 приборов введены в эксплуатацию в 1992 году), МИР-1 [4] (118 приборов введены в эксплуатацию в период с 1993 по 1997 г.) и цифровым регистраторам РЕМИ, РЕМИ-К, РЕМИ-16/12 и РЕМИ-16/12-К [5] (16 устройств введены в эксплуатацию в период с 1997 г. по настоящее время) с программами одностороннего и двустороннего ОМП, устанавливаемых, как правило, на опорных подстанциях 110 – 220 кВ с обеих сторон ВЛ и транзитов.

Начато внедрение регистраторов РЕМИ-16/12 со встроенной программой ОМП (34 прибора), в 2004 г. планируется освоить еще 30 приборов, в том числе 14 устройств РЕМИ-32/15.

На одной из ВЛ 220 кВ с 2001 г. в опытной эксплуатации имеется микропроцессорная защита со встроенной функцией ОМП РЕДИ-110.

В 1998 году приборы МФИ-1 и МИР-1 модернизированы в целях запоминания нескольких коротких замыканий (КЗ) и отстройки от срабатывания при КЗ на низкой стороне (внутри) силовых трансформаторов.

В настоящее время сбор данных в основном происходит с участием дежурного персонала. Случаются ошибки при устной телефонной передаче как индцированных на приборе (расстояния, поврежденной фазы), так и дополнительных данных (знаков углов фазных токов и напряжений, тока параллельной линии). В целях повышения достоверности и оперативности получения аварийной информации диспетчерами ОДС Кубанского РДУ и ОДС предприятия электрических сетей внедряется система автоматизированной передачи данных (расстояния, поврежденных фаз, токов и напряжений) от фиксирующих приборов МИР, работающих совместно с цифровым регистратором-концентратором РЕМИ-К, а также осциллограмм для использования программ ОМП при уточнении места повреждения в случаях сложных повреждений.

Такая система позволяет ввести двухуровневый доступ к информации ОМП.

Первый уровень: оперативная информация, получаемая непосредственно для дежурного персонала подстанций и оперативно-выездных бригад – ОВБ (вывод информации на табло прибора или через ПЭВМ на подстанции); для диспетчеров ОДС предприятия электрических сетей и ОДС Кубанского РДУ.

Второй уровень: уточнение данных и более глубокий анализ аварийного процесса на основе осциллограмм и показаний приборов типа МИР, получаемых с регистратора РЕМИ или РЕМИ-К – для персонала МСРЗА предприятия электросетей, ЦСРЗА «Кубаньэнерго» и СРЗА РДУ (передача по модему). Структурная реорганизация в связи с созданием Кубанского РДУ – филиала ОАО «СО-ЦДУ ЕЭС» не внесла критичных изменений в систему организации ОМП.

Для получения информации используется модемная связь и программное обеспечение, поставляемое с цифровым регистратором РЕМИ. Однако развитие этой системы сбора данных тормозится «плохим» качеством используемых каналов ВЧ связи (высокий уровень помех, низкая скорость передачи и т.п.)

В ОАО «Кубаньэнерго» достаточно большое количество приборов с непосредственной фиксацией расстояния в километрах типа МИР, МФИ и ИМФ, и, как правило, дополнительно не требуется специальной обработки показаний. Однако фиксируемые приборами типа МИР (как и у ФИП-1, ФИП-2, ЛИФП) параметры аварийного режима позволяют дополнительно производить уточненный расчет ОМП, используя программные комплексы ОМП ТКЗ-3000 (НТК «Бриз», г. Но-

восибирск), V-VI-50П2 (Институт электродинамики АН Украины, г. Киев), а также программу для двустороннего ОМП Vestroid. Разработанная Рижским техническим университетом (РТУ) программа Vestroid основана на использовании токов и напряжений обратной последовательности, вычисляемых автоматически по показаниям индикаторов МИР и МФИ, что дает возможность учитывать сложную конфигурацию сети (наличие отпаечных подстанций, влияние взаимоиндукции и т.д.). Каждый случай КЗ и работы (или несрабатывания) индикаторов МИР анализируется с помощью названных программ.

Применение рекомендаций разработчиков программно-технических средств позволило в 2000 году значительно повысить точность и достоверность показаний индикаторов МИР. Одной из наиболее трудно контролируемых проблем точной работы индикаторов МИР было правильное подключение тока нулевой последовательности параллельной линии к прибору. Как правило, схемный контроль не давал абсолютной уверенности в этом. Сравнение расчетных величин и фаз токов по результатам обратной задачи программы ОМП комплекса ТКЗ-3000 с величинами, замеренными индикатором, позволило быстро выявить ошибки в подключении.

Другими факторами, влияющими на точность показаний приборов, остаются правильное чередование фаз подключаемых токов и напряжений, соответствие уставки коэффициента трансформатора тока K_{TT} и реального K_{TT} , выполнение требования о соответствии K_{TT} своей и параллельной линии. Большинство причин повышенной погрешности прибора по отношению к нормируемой (более 1,5 %) связано именно с несоблюдением оговоренных инструкцией условий подключения.

В целях повышения точности показаний индикаторов МИР для линий, имеющих участки с проводом различного сечения и опорами нескольких типов, в качестве уставок более целесообразно выбирать удельные параметры наибольшего однородного участка, примыкающего к месту установки прибора. Тогда в случае замера с повышенной погрешностью при КЗ на данном участке можно исключить как фактор погрешности усредненные уставки, а искать иные причины. Для участков линии, имеющих отличные от выбранных удельные сопротивления, предусматривается расширенная зона обхода, т.е. более 1,5 %, или более 1 км.

Проведенный расчет токов при КЗ за силовыми трансформаторами ввиду резко отличающейся мощности трансформаторов показал неоптимальность жесткого задания одной величины уставки. Это часто приводит к нечувствительности прибора в конце линии (транзита) в минимальном режиме.

Опыт применения приборов МФИ, МИР с 1992 года показал их достаточно высокую эффективность, но при этом выявил и ряд организационно-технических проблем.

Одни из них связаны с необходимостью совершенствования аппаратно-программных решений микропроцессорных устройств ОМП, а именно:

- с защитой приборов МИР-1, ИМФ-3 и т.п. от электромагнитных полей, бросков напряжения или высших гармоник в оперативных цепях, особенно при отключении вводного автомата АБ, включении тяжелых выключателей и т.п.;

- возможностью отстройки пуска приборов МИР, ИМФ от КЗ за трансформаторами с фиксацией замера при включении короткозамыкателя после работы защиты трансформаторов (АТ).

Вторая группа проблем связана с организацией эксплуатации микропроцессорных устройств ОМП, которую можно проиллюстрировать на основе оценки погрешности замеров при ОМП в 1997 – 2004 гг., приведенной в нижеследующей таблице (анализировалась работа 165 приборов).

Распределение погрешностей при ОМП за период 1997 – 2004 гг.

Год	Погрешность					всего случаев
	до 1,5 %	от 1,5 до 3 %	от 3 до 5 %	от 5 до 10 %	более 10 %	
1997	31,7	24,4	15,1	16,1	12,7	205
1998	35,6	33,6	9,0	11,1	10,7	234
1999	41,3	24,5	9,7	18,1	6,4	298
2000	63,9	25,7	8,7	1,7	–	241
2001	63,4	26,6	9,0	1,0	–	199
2002	65,1	26,8	4,8	3,3	–	251

В 2004 г. число учтенных случаев с погрешностью до 1,5 % составило 58,3 % всех учтенных случаев, число случаев с погрешностью от 1,5 до 3 % составило 41,7 % всех учтенных случаев, случаи с погрешностью более 3 % отсутствуют. Отличие данных 2004 г. от показателей изменения погрешности в последние предшествующие годы связано с меньшим числом рассмотренных в текущем году случаев выявленных КЗ.

Положительный в целом опыт эксплуатации приборов типа МИР-1 выявил ограниченные в ряде случаев функциональные возможности встроенной в них программы ОМП. Реальные условия первичной сети 110 – 220 кВ «Кубаньэнерго» (неоднородность параметров линий: участки с проводом различного сечения, взаимоиндукция лишь на части ли-

нии – число таких линий около 3/4 от общего количества линий, оборудованных индикаторами МИР; необходимость отстройки от КЗ на низкой стороне силовых трансформаторов различной мощности и, значит, сопротивления; отсутствие промежуточных трансформаторов тока для согласования токов своей и параллельной линий) привели по инициативе ЦСРЗА «Кубаньэнерго» к дальнейшему совершенствованию приборов.

При модернизации микропроцессорных индикаторов одностороннего и двустороннего определения расстояния (МИР-3, МИР-Р, РЕМИ-16/12) была обеспечена возможность их работы с программой автоматического (по телефонным каналам и каналам телемеханики) и ручного ввода данных от индикаторов МИР для двустороннего определения места повреждения программы Vectroid. В этой программе реализованы: учет взаимоиндукции на части линии, гибкое регулирование коэффициента отстройки от КЗ за (внутри) трансформатором, программное согласование коэффициентов трансформации трансформаторов тока без установки промежуточных ТТ и т.п.

Использование программы Vectroid позволило снизить отклонение расчетного места повреждения от действительной длины до 0,1 – 1,0 % (70 – 400 метров). Применение в 2000 – 2002 гг. программы ОМП по показаниям приборов МИР с обоих концов в значительной степени повысило точность определения расстояния до места КЗ.

Так, при определении расстояния до места КЗ на ВЛ 220 кВ длиной 132,93 км, имеющей параллельные заходы с взаимоиндукцией по концам линии (рис. 1), когда причиной КЗ явилось горение камыша (с оплавлением нижней фазы), по программе Vectroid (рис. 2) было рассчитано: $L_{расч} = 60,96$ км от ПС В, $L_{расч} = 71,97$ км от ПС К, при действительных расстояниях $L_{действ} = 61,1$ км от ПС В, $L_{действ} = 71,83$ км от ПС К.

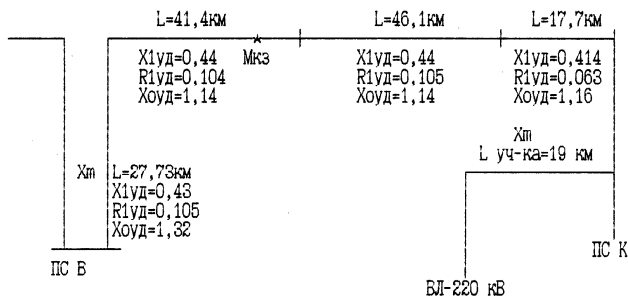


Рис. 1. Схема сети

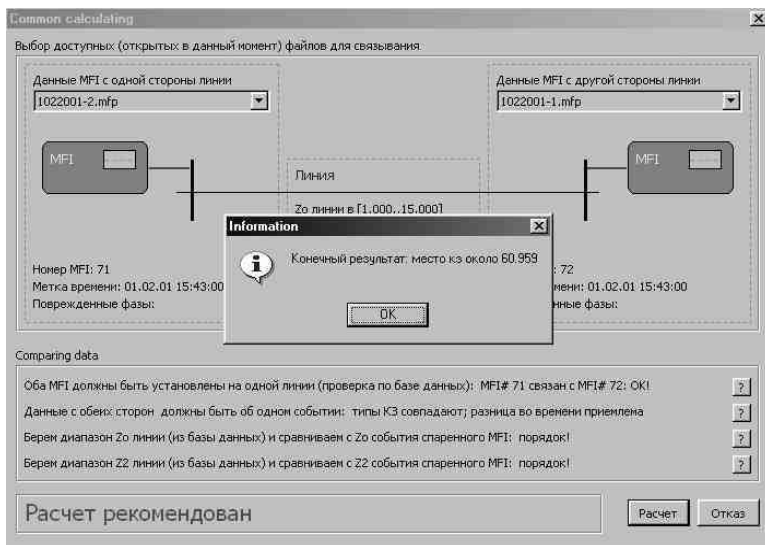


Рис. 2. Сообщение о расчетном расстоянии в программе Vectroid

Однако применение программы Vectroid требует абсолютной достоверности получаемых от приборов МИР или ИМФ величин векторов токов и напряжений, а именно результатов синхронно произведенных измерений. К сожалению, при передаче показаний по телефону диспетчерам совершаются частые ошибки.

Основным фактором, ограничивающим дальнейшее повышение точности показаний приборов, является неопределенность действительной длины линии и, значит, точного расстояния до места повреждения. Отклонения длины линии по информации ОДС, службы линий и ЦСРЗА, как правило, составляют не менее 2 %. Но на отдельных линиях эти отклонения могут превышать данную величину. В результате зону обхода для диспетчерского и линейного персонала приходится указывать, как правило, не менее $\pm 2 - 2,5$ %. Корректировка величины зоны обхода производится по результатам статистики ОМП на данной линии и работы конкретного прибора МИР (рис. 3).

В ОАО «Кубаньэнерго» для определения места повреждения также используются и цифровые регистраторы РЕМИ-К.

В поставляемом для аварийного регистратора РЕМИ программном обеспечении имеется возможность наглядного отображения авто-

*Опыт эксплуатации микропроцессорных индикаторов
и цифровых регистраторов для задач определения
места повреждения на линиях электропередачи*

матически получаемой информации от приборов типа МИР (место КЗ, поврежденная фаза, время КЗ, величины токов и напряжений, векторная диаграмма). Также имеется возможность производить расчет двусторонним методом, получая данные с обоих концов ВЛ автоматически или вводя их вручную. На основе осциллограмм аварийных процессов можно производить расчет ОМП. Эта возможность обусловлена программным обеспечением, предназначенным для отображения и анализа осциллограмм.

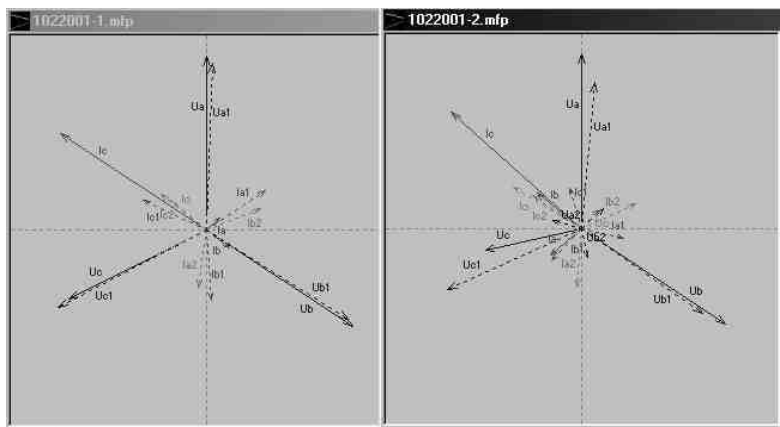


Рис. 3. Векторные диаграммы токов и напряжений, замеренных индикаторами МИР, установленными по концам линии

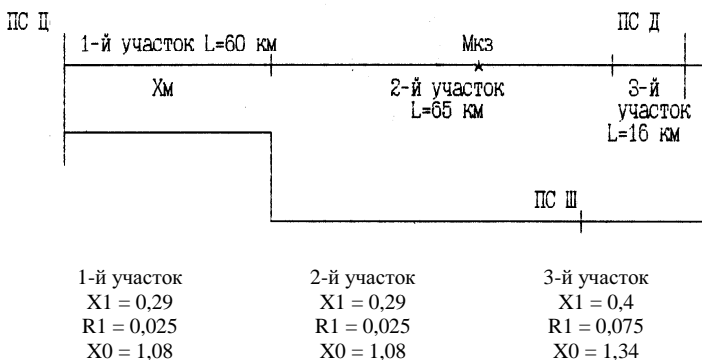


Рис. 4. Схема сети

Так, при КЗ через переходное сопротивление (на дерево) на ВЛ 220 кВ (рис. 4) расчет ОМП по данным осциллограммы в установившемся режиме (рис. 5) дал отклонение от фактического расстояния 1 %, в то время как показания ИМФ-3С на подстанции Ц (при пяти замерах КЗ) имели погрешность от 11 до 27 % (замеренное прибором расстояние изменялось от 103,6 до 133 км).

Так как прибор ОМП производит замер в диапазоне от 50 до 80 мс, а ток нарастает в течение 600 мс, то эти обстоятельства обуславливают большую погрешность прибора. В рассматриваемом случае прибор ИМФ-3 на подстанции Д зафиксировал расстояние 999 км.

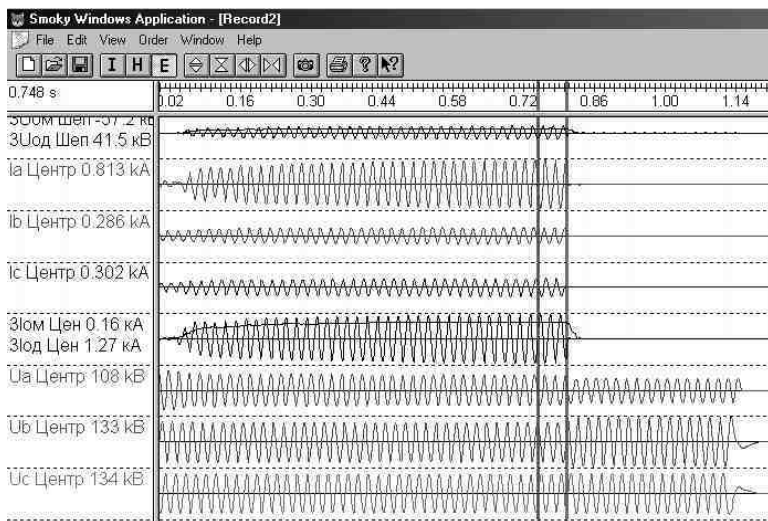


Рис. 5. Осциллограмма КЗ

Расчет в программе ОМП Smoky по осциллограмме дал результат около 44,45 км (рис. 6) от ПС Д (действительное расстояние 45 км от подстанции Д и 96 км от подстанции Ц).

Система автоматического сбора и регистрации информации об аварийных событиях и организации автоматического определения места повреждения «цифровой регистратор РЕМИ-К – МИР» была разработана с участием ЦСРЗА «Кубаньэнерго» в 1997 – 98 гг. и используется в «Кубаньэнерго» как на уровне ЦСРЗА, ЦДС, так и на уровне ОДС, МСРЗАИ – подстанция.

Input Fields		Result	
Line	2	Type of fault	AD
Time	5.8e-002 s	Distance	44.4552
Name	Центр	Precision	0.
from	Bookmark 1		
to	Bookmark 2		

Рис. 6. Сообщение о результатах ОМП по осциллограмме

Как показывает опыт эксплуатации, основные причины возникающих проблем в определении мест повреждения следующие:

- Как правило, погрешности в замерах более 5 % вызваны ошибками персонала при подключении приборов (не подключен $3I_0$ параллельной линии или не соблюдена полярность этого подключения; подключен $3I_0$ собственной линии; перепутана фазировка токов $3I_0$ соседней линии; прибор подключен не на сумму токов секционного масляного выключателя (СМВ) и силового трансформатора для «мостиковых» подстанций; фактический K_{TT} не соответствует заданному) или недостаточным уровнем подготовки персонала при снятии и анализе показаний приборов.

- Имеющиеся данные по ВЛ не соответствуют действительным параметрам из-за недостоверности передаваемой информации с мест (длин, коридоров взаимоиндукции и т.д.).

- Отсутствуют пикетажи большинства ВЛ 110 кВ, длины линий по данным различных служб за различные годы часто не совпадают.

- Дежурными подстанций, диспетчерами ОДС и ЦДС не во всех случаях производятся полные записи работы и показаний фиксирующих приборов, в первую очередь показаний токов и напряжений приборов типа МИР, не всегда также записываются поврежденная фаза и расстояние. Иногда отсутствуют даже записи при устойчивых КЗ.

В результате несвоевременности снятия показаний вызывает сомнения их достоверность. Задержка в получении сведений об отключениях после выходных дней ведет к потере показаний при КЗ, произошедших более чем за 32 часа.

Выводы

Опыт эксплуатации программно-технических средств ОМП, безусловно, положителен, но для повышения эффективности таких средств необходимо:

- повысить качество и надежность каналов связи, а также обеспечить их достаточное количество для целей ОМП и РЗА с использованием ВОЛС, беспроводных, в том числе спутниковых (с учетом последующего внедрения цифровой РЗА);

- произвести уточнение параметров ВЛ;

- обеспечить защиту микропроцессорных устройств ОМП от электромагнитных полей, бросков напряжения или высших гармоник в оперативных цепях, особенно при отключении вводного автомата аккумуляторной батареи, включении тяжелых выключателей и т.п.;

- обеспечить возможность отстройки пуска микропроцессорных устройств ОМП от КЗ за трансформаторами с фиксацией замера при включении короткозамыкателя после работы защиты трансформаторов (АТ);

- обеспечить компенсацию влияния взаимоиндукции с параллельной линией не на всей длине линии, а только на участке, имеющем взаимоиндукцию;

- обеспечить возможность задания в качестве уставок величин удельных сопротивлений для нескольких участков линии со значительно отличающимися параметрами.

Библиографический список

1. Шалыт Г.М. Определение мест повреждения на воздушных линиях электропередачи. – М.: Энергоиздат, 1982. – 312 с.
2. Шалыт Г.М., Айзенфельд А.И., Малый А.С. Определение мест повреждения линий электропередачи по параметрам аварийного режима. – М.: Энергоиздат, 1983.
3. Алгоритмы функционирования и опыт эксплуатации микропроцессорных устройств определения мест повреждения линий электропередачи / А.К. Белотелов, А.-С.С. Саухатас, И.А. Иванов, Д.Р. Любарский // Электр. станции. – 1997. – №12. – С. 7–12.
4. Аржанников Е.А., Чухин А.М. Методы и приборы определения мест повреждения на линиях электропередачи. – М.: НТФ «Энергопрогресс», 1998.
5. System for electrical power processes recording / A. Sauhatas, T. Loman, A. Utan, A. Dolgicer, L. Leite. – Aktualne Problemy w Electroenergetyce, Gdansk, Jurata, 1997.

УДК 621.391.26(075): 621.316.925

**Реализация цифровых фильтров измерительного органа
микропроцессорной защиты от замыканий на землю
методом дискретизации дифференциальных
уравнений аналоговой цепи**

А.В. Гусенков, канд. техн. наук

Постановка задачи. Применение средств микропроцессорной техники позволяет улучшить технические характеристики и расширить функциональные возможности элементов устройств релейной защиты (УРЗ), особенно их измерительной части, и тем самым повысить техническое совершенство элементов УРЗ и в целом эффективность функционирования РЗ. Указанные преимущества достигаются за счет:

- лучшей отстроенности от режимов внешних коротких замыканий (КЗ) и режимов без КЗ;
- повышения устойчивости быстроты срабатывания и чувствительности при внутренних КЗ;
- предельного быстродействия измерительного органа УРЗ и предельной защитоспособности РЗ;
- повышенной аппаратной надежности;
- самоконтроля и эффективной диагностики УРЗ;
- возможности дистанционного контроля и оперативного изменения технических характеристик;
- интеграции в автоматизированные системы управления технологическими процессами электроэнергетического объекта.

Кроме этого, использование микропроцессорной техники позволяет реализовать в защите развитые сервисные функции, упростить обслуживание и наладку УРЗ.

Разработка микропроцессорной защиты от однофазных замыканий на землю (ОЗЗ) для электрических кабельных сетей 6 – 10 кВ подразумевает решение, в первую очередь, следующих двух основных задач [1, 2]:

- 1) Разработка алгоритмов цифровой фильтрации входных величин.
- 2) Разработка алгоритма идентификации ОЗЗ.

Процедура синтеза цифровых фильтров защиты от ОЗЗ состоит из двух этапов – аппроксимации частотных характеристик фильтра и их последующей реализации.

На первом этапе разработки алгоритмов цифровой фильтрации необходимо получить передаточную характеристику цифрового фильтра (ЦФ), удовлетворяющую заданным требованиям прежде всего в части частотных характеристик, и выбрать оптимальный с точки зрения требуемых вычислительных ресурсов и обеспечения заданной точности (погрешности) обработки входных сигналов тип фильтра (БИХ- или КИХ-фильтр).

Методы построения алгоритмов цифровой фильтрации сигналов. Передаточная функция цифрового фильтра $H(z)$ может определяться следующими способами:

- 1) по заданным параметрам частотных характеристик ЦФ;
- 2) по передаточной функции аналогового фильтра-прототипа.

В последнем случае по известной передаточной функции аналогового фильтра-прототипа в p -плоскости (s -плоскости) строится его дискретная модель, что позволяет широко использовать накопленный опыт проектирования аналоговых фильтров и обеспечивает наиболее быстрое и оптимальное получение ЦФ с требуемыми характеристиками.

При разработке алгоритмов цифровой фильтрации входных сигналов микропроцессорной защиты от ОЗЗ будем исходить из второго варианта получения модели цифрового фильтра.

Передаточная характеристика цифрового фильтра определяется по известной передаточной функции аналогового фильтра-прототипа, заданной в виде отношения двух полиномов:

$$H(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}, \quad (1)$$

где коэффициенты a_i и b_i заданы в виде числовых констант.

Алгоритмы цифровой фильтрации входных сигналов могут быть реализованы на основе следующих методов [3 – 5]:

- метода численного интегрирования;
- метода инвариантности импульсной характеристики;
- метода дискретизации дифференциальных уравнений аналоговой цепи (метод разложения передаточной функции на отдельные компоненты);
- метода билинейного преобразования.

Более предпочтительным представляется использование методов разложения системной функции на отдельные компоненты и билинейного преобразования.

Использование этих методов практически исключает эффект наложения (взаимного перекрытия в цифровом фильтре АЧХ соседних пе-

риодов) и позволяет получить передаточную функцию заведомо устойчивого цифрового фильтра.

Оба метода связаны с вычислением нулей и полюсов передаточной функции $H(s) = \frac{y(s)}{x(s)}$.

Если числитель $y(s)$ и знаменатель $x(s)$ передаточной функции аналогового фильтра-прототипа – полиномы высокой степени, что и имеет место в нашем случае, задача отыскания их нулей оказывается достаточно сложной процедурой. По этой причине определение нулей передаточной функции целесообразно вести с использованием средств вычислительной техники.

Передаточная функция $H(z)$ в целом всего сложного аналогового фильтра-прототипа с использованием метода разложения системной функции на отдельные компоненты определяется по передаточным функциям $H_i(s)$ ее отдельных относительно простых звеньев, полюсы которых достаточно легко находятся.

Для реализации данного метода будем считать, что связь входной и выходной переменных передаточной функции не изменяется при подключении других звеньев (т.е. отдельные звенья аналоговой системы обладают свойством однонаправленности). Далее полагаем, что каждому звену с передаточной функцией $H_i(s)$ сопоставлен элементарный цифровой фильтр с передаточной функцией $H_i(z)$. Тогда при параллельном соединении элементарных цифровых фильтров получим

$$H(z) = H_1(z) + H_2(z) + \dots + H_i(z). \quad (2)$$

При последовательном соединении элементарных звеньев выходная переменная предыдущего звена является входной для последующего. Очевидно, что при этом передаточная функция $H(z) = H_1(z) * H_2(z) * \dots * H_i(z)$.

Реализация цифрового фильтра методом дискретизации дифференциальных уравнений аналоговой цепи. Исходную передаточную функцию (1) аналогового фильтра-прототипа с сосредоточенными параметрами можно представить в виде суммы простых дробей. Каждая простая дробь соответствует определенной передаточной функции, которая может быть дискретизирована и воспроизведена в виде соответствующего цифрового фильтра.

При отсутствии кратных корней у знаменателя исходной передаточной функции разложение ее на элементарные дроби приводит к следующей общей форме записи:

$$H(s) = \frac{r_n}{s - p_n} + \frac{r_{n-1}}{s - p_{n-1}} + \frac{r_{n-2}}{s - p_{n-2}} + \dots + \frac{r_1}{s - p_1} + C_0, \quad (3)$$

где p_i – полюсы функции передачи; r_i – вычеты; C_0 – целая часть функции передачи, отличная от нуля только в случае равенства степеней полиномов числителя и знаменателя.

Полюсы функции передачи могут быть вещественными либо составлять комплексно-сопряженные пары. Вычеты, соответствующие комплексно-сопряженным полюсам, также являются комплексно-сопряженными.

При наличии кратных полюсов функции передачи разложение ее на простые дроби становится сложнее. Каждый m -кратный полюс p_i дает m слагаемых следующего вида:

$$\frac{r_{i1}}{s - p_i} + \frac{r_{i2}}{(s - p_i)^2} + \frac{r_{i3}}{(s - p_i)^3} + \dots + \frac{r_{im}}{(s - p_i)^m}. \quad (4)$$

Для преобразования функции передачи заданной отношением (1) в сумму простых дробей воспользуемся функцией *residue* системы визуального моделирования *MATLAB* [6].

$$[r, p, k] = \text{residue}(b, a), \quad (5)$$

где b и a – коэффициенты полиномов соответственно числителя и знаменателя исходной функции передачи аналогового фильтра.

Выходными параметрами функции *residue* являются векторы-столбцы полюсов p и соответствующих им вычетов r , а также строка коэффициентов целой части k .

Используя функцию (5) и рассчитанные ранее коэффициенты a_i и b_i передаточной характеристики аналогового фильтра-прототипа, получим:

```
format long e
B = [-0.0000000000000000e+0, -4.80505581305422593e-4,
      -5.68780280901305192e-2, -4.7424000000000000e+1,
      -5.61363636363636403e+3, -0.0000000000000000e+0];
A = [ 8.55961359410469336e-8,  2.47144488639159923e-4,
      9.86663646588724506e-1,  1.35602248552192968e+3,
      3.08939644377660928e+5,  9.10684607153427715e+6];
```

```

[R,P,K]= residue(B,A)
R =
-2.106569428131935e+003 -1.863226891333264e+003i
-2.106569428131935e+003 +1.863226891333264e+003i
-1.412978422608639e+003
1.184446337486845e+001
6.364518612761897e-001
P =
-6.005509641873280e+002 +2.957394902773040e+003i
-6.005509641873280e+002 -2.957394902773040e+003i
-1.412614411514863e+003
-2.390141787611782e+002
-3.460178814148103e+001
K =
[]

```

Результаты преобразования показывают, что рассматриваемая функция аналогового фильтра-прототипа имеет пару комплексно-сопряженных полюсов, равных $-6,005509641873280 \cdot 10^2 \pm j2,957394902773040 \cdot 10^3$, три вещественных полюса, равных $-1,412614411514863 \cdot 10^3$, $-2,390141787611782 \cdot 10^2$, $-3,460178814148103 \cdot 10^1$ и соответствующие им вычеты. Поскольку степень полинома числителя функции передачи меньше, чем степень полинома знаменателя, целая часть их отношения равна нулю и в параметре k функция *residue* возвращает пустую матрицу.

Таким образом, рассчитанные значения полюсов и соответствующих им вычетов позволяют записать представление функции передачи аналогового фильтра-прототипа в следующем виде:

$$H(s) = \frac{r_1}{s - p_1} + \frac{r_2}{s - p_2} + \frac{r_3}{s - p_3} + \frac{r_4}{s - p_4} + \frac{r_5}{s - p_5}, \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned}
 r_1 &= -2,106569428131935 \cdot 10^3 - j1,863226891333264 \cdot 10^3, \\
 r_2 &= -2,106569428131935 \cdot 10^3 + j1,863226891333264 \cdot 10^3, \\
 r_3 &= -1,412978422608639 \cdot 10^3, \\
 r_4 &= 1,184446337486845 \cdot 10^1, \\
 r_5 &= 6,364518612761897 \cdot 10^1, \\
 p_1 &= -6,005509641873280 \cdot 10^2 + j2,957394902773040 \cdot 10^3, \\
 p_2 &= -6,005509641873280 \cdot 10^2 - j2,957394902773040 \cdot 10^3, \\
 p_3 &= -1,412614411514863 \cdot 10^3, \\
 p_4 &= -2,390141787611782 \cdot 10^2, \\
 p_5 &= -3,460178814148103 \cdot 10^1.
 \end{aligned}$$

Введем следующие обозначения:

$$r_1 = k + jl; \quad (7)$$

$$r_2 = k - jl; \quad (8)$$

$$p_1 = m + jn; \quad (9)$$

$$p_2 = m - jn. \quad (10)$$

Просуммируем два первых члена в выражении (6), соответствующих комплексно-сопряженным полюсам передаточной функции:

$$\begin{aligned} H_1(s) &= \frac{r_1}{s - p_1} + \frac{r_2}{s - p_2} = \frac{k + jl}{s - (m + jn)} + \frac{k - jl}{s - (m - jn)} = \\ &= \frac{2ks}{s^2 - 2ms + (m^2 + n^2)} - \frac{2(km + ln)}{s^2 - 2ms + (m^2 + n^2)}. \end{aligned} \quad (11)$$

Каждая из полученных дробей соответствует определенной передаточной функции, поэтому выражение (11) можно переписать в следующем виде:

$$H_1(s) = H_2(s) + H_3(s), \quad (12)$$

где

$$H_2(s) = \frac{2ks}{s^2 - 2ms + (m^2 + n^2)}, \quad (13)$$

$$H_3(s) = -\frac{2(km + ln)}{s^2 - 2ms + (m^2 + n^2)}. \quad (14)$$

Дальнейший синтез цифрового фильтра будем осуществлять с использованием метода дискретизации дифференциальных уравнений аналоговой цепи, описывающих аналоговый фильтр-прототип. Суть метода заключается в замене производных в дифференциальных уравнениях, описывающих работу аналогового фильтра-прототипа, при известном шаге дискретизации и наличии дискретных отсчетов входной воздействующей величины, их конечно-разностными выражениями. Получаемое при этом разностное уравнение для выходной величины фильтра задает алгоритм работы цифрового фильтра, который моделирует по существу аналоговую колебательную систему. При соответствующем выборе коэффициентов такой цифровой фильтр может играть роль частотно-избирательного фильтра, подобного колебательному контуру.

Таким образом, для получения алгоритма цифровой фильтрации необходимо на основе известных передаточных характеристик построить эквивалентную электрическую схему, работа которой описывается системой дифференциальных уравнений.

Передаточные функции $H_2(s)$ и $H_3(s)$ являются звеньями второго порядка, и каждой из них можно поставить в соответствие свою эквивалентную электрическую схему.

Проанализируем функцию $H_3(s)$. Функция $H_3(s)$ не имеет конечных нулей (все нули лежат в бесконечности), поэтому продольными элементами эквивалентной электрической схемы цепи должны быть индуктивности, а поперечными – емкости. Число реактивных элементов цепи должно соответствовать порядку рассматриваемой функции. С учетом вышеизложенного функция $H_3(s)$ соответствует схеме, приведенной на рис. 1.

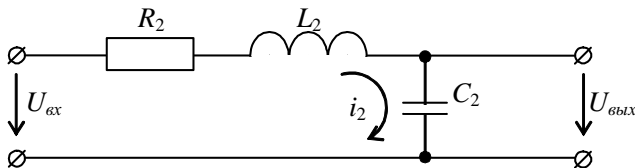


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема звена, соответствующая функции $H_3(s)$

$$\text{Действительно, } Z(p) = R_2 + pL_2 + \frac{1}{pC_2}, \quad (15)$$

$$U_{\text{вх}}(p) = I_1 \cdot Z(p), \quad (16)$$

$$U_{\text{вых}}(p) = I_2 \cdot X_{C_2} = I_2 \frac{1}{pC}, \quad (17)$$

$$W_3(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{1}{L_2 C_2 p^2 + R_2 C_2 p + 1}, \quad (18)$$

что соответствует характеристике вида

$$W_3(p) = \frac{1}{T_2 p^2 + T_1 p + T_0}, \quad (19)$$

где $T_2 = L_2 C_2$, $T_1 = R_2 C_2$, $T_0 = 1$.

Применяя аналогичный подход к анализу функции $H_2(s)$ и учитывая, что она имеет единственный нуль передачи при $s = 0$, а ее знаменатель является функцией первого порядка, а это соответствует наличию в эквивалентной электрической схеме поперечного резистора, получим схему звена, приведенную на рис. 2.

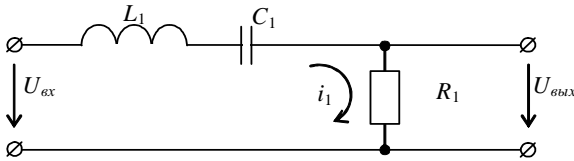


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема звена, соответствующая функции $H_2(s)$

$$\text{Действительно, } Z(p) = R_1 + pL_1 + \frac{1}{pC_1}, \quad (20)$$

$$U_{\text{вх}}(p) = I_1 \cdot Z(p), \quad (21)$$

$$U_{\text{вых}}(p) = I_1 \cdot R_1, \quad (22)$$

$$W_2(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{R_1 C_1 p}{L_1 C_1 p^2 + R_1 C_1 p + 1}, \quad (23)$$

что соответствует характеристике вида

$$W_2(p) = \frac{T_3 p}{T_2 p^2 + T_1 p + T_0}, \quad (24)$$

где $T_1 = T_3 = R_1 C_1$, $T_2 = L_1 C_1$, $T_0 = 1$.

Функции $W_2(p)$ и $W_3(p)$ соответствуют так называемым нормализованным функциям передачи, для которых характерно равенство $T_0 = 1$.

Для определения значений сопротивления R_1 , емкости C_1 и индуктивности L_1 эквивалентной схемы рис. 2 приведем характеристическое уравнение $H_2(s)$ к виду $W_2(p)$, разделив числитель и знаменатель $H_2(s)$ на свободный член $(m^2 + n^2)$.

$$H_2(s) = \frac{\frac{2k \cdot s}{m^2 + n^2}}{\frac{s^2}{m^2 + n^2} - \frac{2m}{m^2 + n^2} \cdot s + 1} = -\frac{k}{m} \cdot \frac{\left(-\frac{2m}{m^2 + n^2} s\right)}{\left(\frac{1}{m^2 + n^2}\right) s^2 + \left(-\frac{2m}{m^2 + n^2}\right) s + 1}. \quad (25)$$

Выражение (25) перепишем в следующем виде:

$$H_2(s) = K_1 \frac{T_3 s}{T_2 s^2 + T_1 s + T_0}, \quad (26)$$

где
$$T_1 = T_3 = -\frac{2m}{m^2 + n^2}, \quad (27)$$

$$T_2 = \frac{1}{m^2 + n^2}, \quad (28)$$

$$T_0 = 1, \quad (29)$$

$$K_1 = -\frac{k}{m}. \quad (30)$$

Приравнивая коэффициенты T_i в выражениях (24) и (26), получим

$$R_1 C_1 = -\frac{2m}{m^2 + n^2}; \quad (31)$$

$$L_1 C_1 = \frac{1}{m^2 + n^2}. \quad (32)$$

Для упрощения дальнейших расчетов принимаем $R_1 = 1$ Ом. Тогда из выражений (31) и (32) можно определить значения емкости C_1 и индуктивности L_1 :

$$C_1 = -\frac{2m}{m^2 + n^2}, \quad (33)$$

$$L_1 = \frac{1}{m^2 + n^2} \cdot \frac{1}{C} = \frac{1}{m^2 + n^2} \cdot \frac{m^2 + n^2}{-2m} = -\frac{1}{2m}. \quad (34)$$

Аналогично определяем параметры эквивалентной схемы рис. 1, описываемой функцией $H_3(s)$. Приводим $H_3(s)$ к виду $W_3(p)$:

$$H_3(s) = -\frac{2(km + ln)}{m^2 + n^2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{m^2 + n^2}\right)s^2 + \left(-\frac{2m}{m^2 + n^2}\right)s + 1}. \quad (35)$$

Перепишем выражение (35) в следующем виде:

$$H_3(s) = K_2 \frac{1}{T_2 s^2 + T_1 s + T_0}, \quad (36)$$

где T_2, T_1, T_0 – такие же, как в выражении (26), а следовательно, и значения C_2 и L_2 (при $R_2 = 1$ Ом) соответствуют значениям, определяемым по формулам (33) и (34). Таким образом, можно записать, что $L_2 = L_1$, $C_2 = C_1$, $R_2 = R_1$, а значение коэффициента K_2 определяется по формуле

$$K_2 = -\frac{2(km + ln)}{m^2 + n^2}. \quad (37)$$

Рассмотрим оставшиеся три члена разложения на простые дроби исходной передаточной функции аналогового фильтра-прототипа:

$$H_4(s) = \frac{r_3}{s - p_3} + \frac{r_4}{s - p_4} + \frac{r_5}{s - p_5}. \quad (38)$$

Обозначим

$$r_3 = k_3 + j0, \quad (39)$$

$$r_4 = k_4 + j0, \quad (40)$$

$$r_5 = k_5 + j0, \quad (41)$$

$$p_3 = m_3 + j0, \quad (42)$$

$$p_4 = m_4 + j0, \quad (43)$$

$$p_5 = m_5 + j0. \quad (44)$$

Все три рассматриваемые простейшие дроби одинаковы по структуре, являются звеньями первого порядка, не содержат мнимых частей, нули передачи лежат в бесконечности. В соответствие этим элементарным дробям может быть поставлена эквивалентная электрическая схема, приведенная на рис. 3.

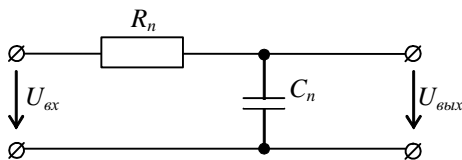


Рис. 3. Эквивалентная электрическая схема звена первого порядка

Передаточная характеристика такой схемы определяется выражением

$$W(p) = \frac{1}{T_n p + 1} = \frac{1}{R_n C_n p + 1}. \quad (45)$$

Приведем каждую из элементарных дробей, входящую в выражение (38), к виду (45).

$$\frac{r_3}{s-p_3} = \frac{k_3}{s-m_3} = \frac{-\frac{k_3}{m_3}}{-\frac{s-m_3}{m_3}} = -\frac{k_3}{m_3} \cdot \frac{1}{-\frac{1}{m_3}s+1}. \quad (46)$$

В целях упрощения принимаем $R_3 = R_4 = R_5 = 1$ Ом, и, следовательно,

$$C_3 = -\frac{1}{m_3}; \quad (47)$$

$$K_3 = -\frac{k_3}{m_3}. \quad (48)$$

Аналогично выражению (46) можно записать

$$\frac{r_4}{s-p_4} = \frac{k_4}{s-m_4} = \frac{k_4}{m_4} \cdot \frac{1}{-\frac{1}{m_4}s+1}. \quad (49)$$

Откуда можно определить значения C_4 и K_4 :

$$C_4 = -\frac{1}{m_4}; \quad (50)$$

$$K_4 = -\frac{k_4}{m_4}. \quad (51)$$

Для последней дроби справедливы следующие соотношения:

$$\frac{r_5}{s-p_5} = \frac{k_5}{s-m_5} = \frac{k_5}{m_5} \cdot \frac{1}{-\frac{1}{m_5}s+1}, \quad (52)$$

$$C_5 = -\frac{1}{m_5}, \quad (53)$$

$$K_5 = -\frac{k_5}{m_5}. \quad (54)$$

Таким образом, передаточной характеристике исходного аналогового фильтра-прототипа $H(s)$ поставлена в соответствие эквивалентная схема, составленная из RLC -элементов.

Каждой элементарной дроби соответствует своя простейшая передаточная функция, а полная передаточная характеристика фильтра является суммой простейших передаточных функций отдельных ее звеньев, поэтому эквивалентная электрическая схема содержит пять параллельных ветвей, соответствующих пяти членам разложения исходной передаточной функции на элементарные дроби.

Следовательно, выходы всех пяти параллельных ветвей через соответствующие усилители с коэффициентами передачи $K_1 - K_5$ должны соединяться с общим для всех ветвей сумматором. Все пять ветвей имеют один общий вход, на который и подается входной сигнал.

Эквивалентная схема фильтра приведена на рис. 4. Значения исходных коэффициентов, полученные посредством функции *residue* системы моделирования *MATLAB*, сведены в табл. 1.

Значения коэффициентов K_i и R - L - C -параметры эквивалентной схемы фильтра, рассчитанные по приведенным выше выражениям (30), (33), (34), (37), (47), (48), (50), (51), (53), (54), сведены в табл. 2.

Таблица 1. Значения исходных коэффициентов фильтра

Расчетное выражение		Значения коэффициентов	
Вычеты функции передачи	$r_1 = k_1 + jl_1$	$k_1 = -2,106569428131935e+003$	$l_1 = -1,863226891333264e+003$
	$r_2 = k_2 + jl_2$	$k_2 = -2,106569428131935e+003$	$l_2 = 1,863226891333264e+003$
	$r_3 = k_3 + jl_3$	$k_3 = -1,412978422608639e+003$	$l_3 = 0$
	$r_4 = k_4 + jl_4$	$k_4 = 1,184446337486845e+001$	$l_4 = 0$
	$r_5 = k_5 + jl_5$	$k_5 = 6,364518612761897e-001$	$l_5 = 0$
Полосы функции передачи	$p_1 = m_1 + jn_1$	$m_1 = -6,005509641873280e+002$	$n_1 = 2,957394902773040e+003$
	$p_2 = m_2 + jn_2$	$m_2 = -6,005509641873280e+002$	$n_2 = -2,957394902773040e+003$
	$p_3 = m_3 + jn_3$	$m_3 = -1,412614411514863e+003$	$n_3 = 0$
	$p_4 = m_4 + jn_4$	$m_4 = -2,390141787611782e+002$	$n_4 = 0$
	$p_5 = m_5 + jn_5$	$m_5 = -3,460178814148103e+001$	$n_5 = 0$

*Реализация цифровых фильтров измерительного органа
микропроцессорной защиты от замыканий на землю методом
дискретизации дифференциальных уравнений аналоговой цепи*

**Таблица 2. Значения коэффициентов K_i и R - L - C -параметры эквивалентной
схемы цифрового фильтра**

Цепь	Расчетное выражение	Расчет
R_1 - L_1 - C_1	$K_1 = -\frac{k_1}{m_1}$ $R_1 = 1$ $L_1 = -\frac{1}{2m_1}$ $C_1 = -\frac{2m_1}{m_1^2 + n_1^2}$	$K_1 = -3,507727993$ $R_1 = 1,0 \text{ Ом}$ $L_1 = 0,000832569 \text{ Гн}$ $C_1 = 0,00013189 \text{ Ф}$
R_2 - L_2 - C_2	$K_2 = -\frac{2(k_2m_2 + l_2 n_2)}{m_2^2 + n_2^2}$ $R_2 = R_1$ $L_2 = L_1$ $C_2 = C_1$	$K_2 = 0,93230859$ $R_2 = 1,0 \text{ Ом}$ $L_2 = 0,000832569 \text{ Гн}$ $C_2 = 0,00013189 \text{ Ф}$
R_3 - C_3	$K_3 = -\frac{k_3}{m_3}$ $R_3 = 1 \text{ Ом}$ $C_3 = -\frac{1}{m_3}$	$K_3 = -1,000257686$ $R_3 = 1,0 \text{ Ом}$ $C_3 = 0,000707907 \text{ Ф}$
R_4 - C_4	$K_4 = -\frac{k_4}{m_4}$ $R_4 = 1$ $C_4 = -\frac{1}{m_4}$	$K_4 = 0,049555484$ $R_4 = 1 \text{ Ом}$ $C_4 = 0,004183852 \text{ Ф}$
R_5 - C_5	$K_5 = -\frac{k_5}{m_5}$ $R_5 = 1$ $C_5 = -\frac{1}{m_5}$	$K_5 = 0,018393612$ $R_5 = 1,0 \text{ Ом}$ $C_5 = 0,028900241 \text{ Ф}$

Напряжения $U_1 \div U_5$ на выходах RLC -цепей умножаются на соответствующие коэффициенты усиления $K_1 - K_5$, складываются на сумматоре, и в результате получается эквивалентное выходное напряжение, определяемое передаточной характеристикой $H(s)$. Таким образом, рассматриваемая схема реализует схему требуемого фильтра для микропроцессорной защиты от замыканий на землю.

Для получения алгоритма цифровой фильтрации воспользуемся методом дискретизации дифференциальных уравнений полученной эквивалентной аналоговой цепи (рис. 4).

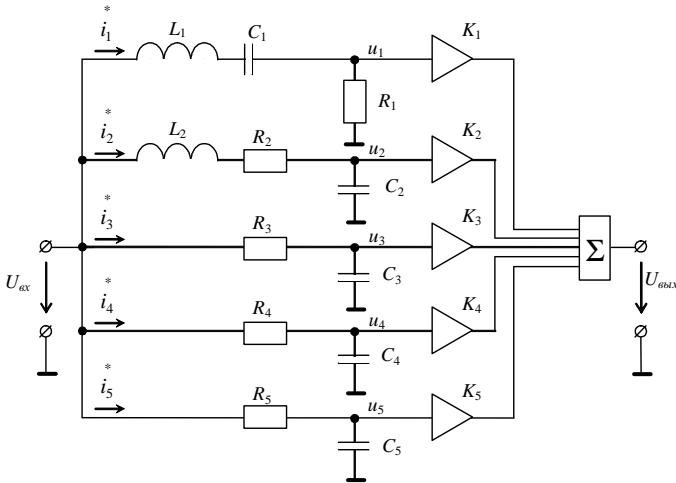


Рис. 4. Эквивалентная схема фильтра

Рассмотрим работу схемы во временной области в случае использования для преобразования входного аналогового сигнала в цифровую форму аналого-цифрового преобразователя с частотой дискретизации f_D .

Период дискретизации АЦП

$$dT = \frac{1}{f_D}. \quad (55)$$

В соответствии с законами Кирхгофа составим уравнения соединений цепи. Считая усилительные элементы $K_1 - K_5$ идеальными ($R_{вн} = \infty$), получим

$$\left. \begin{aligned} I_{L1} = I_{C1} = I_{R1} = I_1; \\ I_{L2} = I_{C2} = I_{R2} = I_2; \\ I_{R3} = I_{C3} = I_3; \\ I_{R4} = I_{C4} = I_4; \\ I_{R5} = I_{C5} = I_5, \end{aligned} \right\} \quad (56)$$

где $-I_i$ ток соответствующего контура.

Применяя к контурам цепи закон напряжения Кирхгофа, получаем

$$\begin{aligned} U_{ex} &= U_{L1} + U_{C1} + U_{R1}; \\ U_{ex} &= U_{L2} + U_{C2} + U_{R2}; \\ U_{ex} &= U_{R3} + U_{C3}; \\ U_{ex} &= U_{R4} + U_{C4}; \\ U_{ex} &= U_{R5} + U_{C5}. \end{aligned}$$

Напряжение на выходе схемы $U_{вых}$ определяется по выражению

$$U_{вых} = K_1 \cdot U_1 + K_2 \cdot U_2 + K_3 \cdot U_3 + K_4 \cdot U_4 + K_5 \cdot U_5. \quad (57)$$

В соответствии с законами электротехники запишем уравнения элементов цепи:

$$U_{Ri} = i_{Ri} \cdot R_i; \quad (58)$$

$$U_{Li} = L \frac{di_{Li}}{dt}; \quad (59)$$

$$U_{Ci} = \frac{1}{C_i} \int i_{Ci} dt \quad \text{или} \quad i_{Ci} = C_i \frac{dU_{Ci}}{dt}, \quad (60)$$

где $i = 1 - 5$ – порядковый номер цепи, $dt = dT$ – период дискретизации АЦП.

Для сокращения числа простейших математических операций при реализации алгоритма цифровой фильтрации входного сигнала и повышения скорости обработки сигналов целесообразно использовать нормализованные значения емкостей и индуктивностей, которые с учетом равенства $dt = dT$ могут быть определены из следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned} C_{1н} &= \frac{C_1}{dT}; \\ C_{2н} &= \frac{C_2}{dT}; \\ C_{3н} &= \frac{C_3}{dT}; \\ C_{4н} &= \frac{C_4}{dT}; \\ C_{5н} &= \frac{C_5}{dT}; \\ L_{1н} &= \frac{L_1}{dT}; \\ L_{2н} &= \frac{L_2}{dT}. \end{aligned} \right\} \quad (61)$$

В случае если микропроцессорное ядро системы цифровой обработки сигналов выполняет операции умножения быстрее, чем операции деления, можно операцию нормализации C и L выполнить по следующим выражениям:

$$C_{in} = \frac{dT}{C_i} = \frac{1}{C_i \cdot f}; \quad (62)$$

$$L_{in} = \frac{dT}{L_i} = \frac{1}{L_i \cdot f}. \quad (63)$$

С учетом операции нормирования можно записать, что

$$U_{Li} = L_{in} \cdot di_{Li}; \quad (64)$$

$$I_{Ci} = C_{in} \cdot dU_{Ci}. \quad (65)$$

Из уравнения (64) находим приращение тока в индуктивности di_{Li} при изменении U_{ax} за время dT :

$$di_{Li} = \frac{U_{Li}}{L_{in}}. \quad (66)$$

Аналогично из выражения (65) можно определить приращение напряжения на конденсаторе за то же самое время:

$$dU_{Ci} = \frac{i_{Ci}}{C_{in}}. \quad (67)$$

Зададим начальные условия, полагая, что в начальный момент времени $t_0 = 0$ токи в элементах эквивалентной схемы фильтра и напряжения в узлах схемы равны нулю ($i_i = 0$, $U_i = 0$). При этих условиях для цепи L_1 - C_1 - R_1 являются справедливыми следующие соотношения:

$$\begin{aligned} i_1 &= i_{R1} = i_{L1} = i_{C1}, \\ U_1 &= U_{R1} = i_1 \cdot R_1. \end{aligned}$$

При $R_1 = 1$ Ом получим $U_1 = U_{R1} = i_1$. Тогда в процессе изменения входного напряжения $U_{ax}(t)$ мгновенное значение тока в цепи R_1 - L_1 - C_1 в момент времени t_n составит

$$i_1^{(t_n)} = i_1^{(t_{n-1})} + di_1^{(t_n - t_{n-1})}, \quad (68)$$

где t_n – текущий момент времени; t_{n-1} – предыдущий момент времени; di_1 – приращение тока за время $t = t_n - t_{n-1}$.

Учитывая, что $i_1 = i_{L1}$ и принимая во внимание (66), можно записать

$$di_1 = di_{L1} = \frac{U_{L1}}{L_{1н}}.$$

С другой стороны, по закону напряжения Кирхгофа из (56) можно получить

$$U_{L1} = U_{ex} - U_{C1} - U_{R1},$$

и следовательно, $di_1 = \frac{U_{ex} - U_{C1} - U_{R1}}{L_{1н}}$. Откуда с учетом (68) и равенства

$U_{R1} = i_1$ при $R_1 = 1$ Ом получаем

$$\begin{aligned} i_1^{(t_n)} &= i_1^{(t_{n-1})} + di_1^{(t_n - t_{n-1})} = i_1^{(t_{n-1})} + \frac{u_{ex}^{(t_n)} - u_{C1}^{(t_{n-1})} - u_{R1}^{(t_{n-1})}}{L_{1н}} = \\ &= i_1^{(t_{n-1})} + \frac{u_{ex}^{(t_n)} - u_{C1}^{(t_{n-1})} - i_1^{(t_{n-1})}}{L_{1н}}. \end{aligned} \quad (69)$$

С учетом (67) и (69) новое напряжение на емкости C_1

$$U_{C1}^{(t_n)} = U_{C1}^{(t_{n-1})} + dU_{C1}^{(t_n - t_{n-1})} = U_{C1}^{(t_{n-1})} + \frac{i_1^{(t_n)}}{C_{1н}}. \quad (70)$$

Так как $L_1 = L_2$, $C_1 = C_2$ и $R_1 = R_2 = 1$ Ом, в цепи L_2 - R_2 - C_2 будут действовать такие же токи и напряжения, как и в контуре L_1 - R_1 - C_1 , и, следовательно,

$$i_2^{(t_n)} = i_1^{(t_n)}, \quad (71)$$

$$U_{C2}^{(t_n)} = U_{C1}^{(t_n)}. \quad (72)$$

Находим ток в цепи $R_3 - C_3$:

$$i_3^{(t_n)} = \frac{U_{ex}^{(t_n)} - U_3^{(t_{n-1})}}{R_3}. \quad (73)$$

С учетом $R_3 = 1$ Ом можно записать:

$$i_3^{(t_n)} = U_{ex}^{(t_n)} - U_3^{(t_{n-1})}. \quad (74)$$

Новое напряжение на конденсаторе C_3

$$U_{C3}^{(t_n)} = U_{C3}^{(t_{n-1})} + \frac{i_3^{(t_n)}}{C_{3H}}. \quad (75)$$

Аналогично определяются токи и напряжения в цепях R_4 - C_4 и R_5 - C_5 :

$$i_4^{(t_n)} = U_{ex}^{(t_n)} - U_4^{(t_{n-1})}, \quad (76)$$

$$U_{C4}^{(t_n)} = U_{C4}^{(t_{n-1})} + \frac{i_4^{(t_n)}}{C_{4H}}, \quad (77)$$

$$i_5^{(t_n)} = U_{ex}^{(t_n)} - U_5^{(t_{n-1})}, \quad (78)$$

$$U_{C5}^{(t_n)} = U_{C5}^{(t_{n-1})} + \frac{i_5^{(t_n)}}{C_{5H}}, \quad (79)$$

Складывая в соответствии с (57) выходные напряжения для пяти ветвей с учетом $U_{R1} = \frac{i_1}{R_1} \Big|_{R_1=1\text{Ом}} = i_1$ и равенства напряжения $U_{C2} = U_{C1}$ получим для каждого нового момента времени t_n

$$U_{вых}^{(t_n)} = k_1 \cdot i_1^{(t_n)} + k_2 \cdot U_{C1}^{(t_n)} + k_3 \cdot U_{C3}^{(t_n)} + k_4 \cdot U_{C4}^{(t_n)} + k_5 \cdot U_{C5}^{(t_n)}. \quad (80)$$

Алгоритм цифрового фильтра по методу дискретизации дифференциальных уравнений аналоговой цепи. На основе уравнений (61), (69) – (80) может быть построен алгоритм цифровой фильтрации входных аналоговых сигналов для микропроцессорной защиты от замыканий на землю. Упрощенная блок-схема алгоритма приведена на рис. 5.

Анализ схемы рис. 4 показывает, что в отличие от аналогового фильтра-прототипа – фильтра с бесконечной импульсной характеристикой, полученный фильтр является нерекурсивным фильтром с конечной импульсной характеристикой, т.к. в схеме отсутствуют обратные связи

(во входных цепях фильтра не используются отсчеты выходного сигнала за предыдущие моменты времени). Ограниченная (конечная) длительность дискретной импульсной характеристики цифрового фильтра является чрезвычайно важной для выполнения быстродействующего алгоритма микропроцессорной защиты от замыканий на землю, поскольку принципиально обеспечивает обработку входных сигналов за фиксированное время.

Порядок полученного фильтра ($N = 7$) выше, чем у аналогового фильтра-прототипа ($N = 5$).

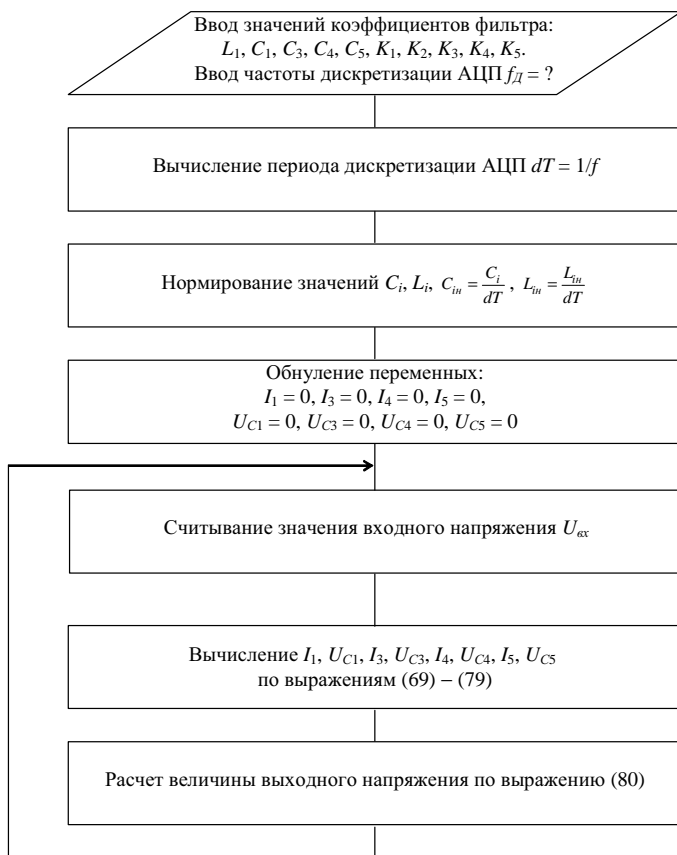


Рис. 5. Блок-схема алгоритма цифрового фильтра по методу дискретизации дифференциальных уравнений аналоговой цепи

Для нормальной работы алгоритма цифрового фильтра необходимо правильно выбрать частоту дискретизации АЦП. Согласно теореме Котельникова любой сигнал на входе цифрового фильтра, спектр которого не содержит составляющих с частотами выше некоторой верхней граничной частоты входного сигнала $\omega_B = 2\pi f_B$, может быть без потерь информации представлен своими дискретными отсчетами, взятыми с интервалом T , удовлетворяющим следующему неравенству: $T \leq 1/2 f_B = \pi/\omega_B$.

Вычисление периода дискретизации АЦП и операцию нормирования значений емкостей и индуктивностей в целях экономии вычислительных ресурсов системы и повышения скорости обработки сигналов следует производить заранее. В памяти процессора хранятся нормированные значения C_i , L_i и значения постоянных коэффициентов K_i . Алгоритм предполагает также организацию в памяти процессора массивов, содержащих промежуточные вещественные значения токов в ветвях и напряжений в узлах эквивалентной схемы фильтра для предшествующего и текущего момента времени.

Вычислительный процесс начинается с задания начальных условий. В момент старта алгоритма предшествующие значения токов и напряжений в схеме фильтра неизвестны, поэтому принимаются нулевые значения указанных величин. Это приводит к возникновению в цифровом фильтре собственного переходного процесса. На время существования переходного процесса, возникающего в момент старта алгоритма цифрового фильтра, должна предусматриваться блокировка запуска алгоритма идентификации ОЗЗ для исключения неправильных действий защиты.

Заключение

1. Методом разложения передаточной функции аналогового фильтра-прототипа получена модель цифрового фильтра микропроцессорной защиты от замыканий на землю.

2. Рассчитаны коэффициенты цифрового фильтра.

3. Полученный цифровой фильтр является КИХ-фильтром, достоинство которого – отсутствие накопления ошибки в выходном сигнале (по сравнению с БИХ-фильтрами) и простота реализации (для получения выходного сигнала значения входного сигнала умножаются на соответствующие коэффициенты).

4. В цифровом фильтре отсутствует эффект наложения – взаимное перекрытие АЧХ соседних периодов.

5. Разработан алгоритм цифровой фильтрации сигналов измерительного органа микропроцессорной защиты от ОЗЗ.

Библиографический список

1. **Гусенков А.В., Мурзин А.Ю.** Цифровые фильтры для микропроцессорной защиты от однофазных замыканий на землю в кабельных сетях 6 – 10 кВ // Тр. ИГЭУ. Вып. 2. – Иваново, 1998. – С. 204–207.
2. **Шуин В.А., Гусенков А.В., Мурзин А.Ю.** Синтез цифровых фильтров для измерительных органов микропроцессорных устройств релейной защиты // Тр. ИГЭУ. Вып. 4. – Иваново, 2001. – С. 391–399.
3. **Овчаренко Н.И.** Аналоговые и цифровые элементы автоматических устройств энергосистем. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 320 с.
4. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высш. шк., 2000. – 462 с.
5. **Сергиенко А.Б.** Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
6. **Дьяконов В.** Матлаб 6: учебный курс. – СПб.: Питер, 2001. – 592 с.

УДК 621.391.26(075): 621.316.925

Реализация цифровых фильтров измерительного органа микропроцессорной защиты от замыканий на землю методом билинейного преобразования

А.В. Гусенков, канд. техн. наук

Постановка задачи. Анализ работы цифровых фильтров, полученных методом дискретизации дифференциальных уравнений аналоговой цепи (метод разложения исходной передаточной функции аналогового фильтра-прототипа на отдельные компоненты), показывает, что для рассматриваемых фильтров характерными являются следующие основные достоинства:

- простота реализации (практически используются только простейшие арифметические операции);
- отсутствие накопления ошибки в выходном сигнале – фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ);
- отсутствие эффекта взаимного наложения амплитудно-частотных характеристик.

В то же время цифровые фильтры, полученные методом разложения передаточной функции аналогового фильтра-прототипа на отдельные компоненты, имеют существенный недостаток. Для их реализации требу-

ется более высокая частота дискретизации входного аналогового сигнала по сравнению с фильтрами, имеющими бесконечную импульсную характеристику (БИХ). Это в свою очередь требует наличия более производительного микропроцессора. Поэтому для получения оптимальных цифровых фильтров (высокое качество фильтрации входного сигнала при минимально возможных вычислительных ресурсах и производительности микропроцессорной системы) следует рассмотреть несколько способов их реализации.

Метод билинейного z -преобразования. Наиболее простым и эффективным методом синтеза рекурсивных дискретных фильтров по аналоговому прототипу является метод билинейного z -преобразования.

Метод основан на аппроксимации оператора p в передаточной функции $H(p)$ аналоговой цепи с сосредоточенными параметрами, представляющей собой дробно-рациональную функцию. Чтобы получить функцию передачи цифрового фильтра, необходимо перейти из p -области в z -область, причем дробно-рациональный характер функции должен сохраниться. Поэтому замена переменной p представляет собой также дробно-рациональную функцию переменной z . Чтобы частотные характеристики аналогового и цифрового фильтров были связаны простой зависимостью, искомая переменная должна отображать мнимую ось в p -области на единичную окружность в z -области. В этом случае частотные характеристики аналогового и цифрового фильтров будут связаны лишь трансформацией частотной оси, а искажений по амплитуде не будет [1, 2].

Связь между z и p ($z = e^{pT}$ или $p = \frac{1}{T} \ln z$) непосредственно не может быть использована для построения $H(z)$ по $H(p)$. Это связано с тем, что при замене $p = \frac{1}{T} \ln z$ выражение для передаточной функции цифрового фильтра $H(z)$ не является рациональной функцией (при рациональной $H(p)$) и, следовательно, не может быть реализовано. По этой причине решение будем искать разложением функции \ln в степенной ряд. Для этого представим оператор p в виде ряда [3]:

$$p = \frac{1}{T} \ln z = \frac{2}{T} \left\{ x + \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} + \frac{x^7}{7} + \dots + \frac{x^{2n+1}}{2n+1} \right\},$$

$$\text{где } x = \frac{z-1}{z+1} = \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}.$$

Первое приближение для p

$$p = \frac{2}{T} x = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

является дробно-рациональной функцией от z^{-1} и может быть использовано для записи приближенного выражения

$$H(z) = K \left(\frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right).$$

Выражение $H(z)$ можно получить, используя не только первое приближение для p , но и более высокие приближения. Однако заметного выигрыша в точности это не дает, но приводит к резкому усложнению структуры цифрового фильтра.

Таким образом, для получения z -передаточной функции цифрового фильтра будем использовать следующую замену (т.н. билинейное преобразование) переменной p передаточной функции аналогового фильтра-прототипа:

$$p \approx \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad (1)$$

где $T = 1/f_d$ – интервал дискретизации входных сигналов; z^{-1} – оператор единичной задержки – комплексная переменная, символизирующая задержку сигнала на один интервал дискретизации T в z -области.

Применение такой аппроксимации существенно упрощает решение задачи построения передаточной функции $H(z)$ цифрового фильтра, эквивалентного сложному аналоговому фильтру-прототипу.

Реализация цифрового фильтра методом билинейного Z-преобразования. В общем случае с учетом наличия дифференциатора в схеме канала производной напряжения нулевой последовательности dU_0/dt микропроцессорной защиты от ОЗЗ передаточная характеристика аналогового фильтра-прототипа может быть представлена в виде отношения двух полиномов пятой степени:

$$H(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + a_4 p^4 + a_5 p^5}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + b_4 p^4 + b_5 p^5}. \quad (2)$$

На основе передаточной характеристики аналогового фильтра вида (2) может быть получен его цифровой вариант – цифровой рекурсивный (с бесконечной импульсной характеристикой) фильтр.

Для получения такого фильтра необходимо выполнить преобразование исходной p -передаточной функции аналогового фильтра в Z -передаточную функцию цифрового фильтра. Полученная при этом Z -передаточная функция используется затем для реализации алгоритма функционирования соответствующего цифрового фильтра во временной области.

Для получения Z -передаточной функции цифрового фильтра могут быть использованы три основных метода: численное интегрирование, метод инвариантности импульсной характеристики или рассмотренный ранее метод билинейного преобразования [1]. Более предпочтительным является использование метода билинейного преобразования, что позволяет практически исключить эффект наложения – эффекты взаимного перекрытия в цифровом фильтре амплитудно-частотных характеристик соседних периодов при недостаточно высокой частоте дискретизации аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

Кроме того, если аналоговый фильтр-прототип является устойчивым, то билинейное преобразование позволяет однозначно получить передаточную характеристику устойчивого цифрового фильтра. При этом частотные характеристики аналогового и дискретного фильтров будут связаны лишь трансформацией частотной оси, и никаких искажений по амплитуде не будет.

Для получения передаточной функции цифрового фильтра [4, 5] выполним замену переменной p в передаточной функции аналогового фильтра на рассмотренное ранее соотношение (1).

В целях упрощения рассмотрим отдельно числитель и знаменатель выражения (2):

$$Y(p) = a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + a_4 p^4 + a_5 p^5, \quad (3)$$

$$X(p) = b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + b_4 p^4 + b_5 p^5. \quad (4)$$

Обозначим

$$1 - Z^{-1} = c, \quad (5)$$

$$1 + Z^{-1} = d. \quad (6)$$

Тогда с учетом (5) и (6)

$$Y(Z) = a_0 + a_1 \frac{2}{T} \cdot \frac{c}{d} + a_2 \left(\frac{2}{T}\right)^2 \left(\frac{c}{d}\right)^2 + a_3 \left(\frac{2}{T}\right)^3 \left(\frac{c}{d}\right)^3 + \\ + a_4 \left(\frac{2}{T}\right)^4 \left(\frac{c}{d}\right)^4 + a_5 \left(\frac{2}{T}\right)^5 \left(\frac{c}{d}\right)^5.$$

Раскрывая скобки и приводя к общему знаменателю, получим

$$Y(Z) = a_0 + a_1 \frac{2}{T} \cdot \frac{c}{d} + a_2 \frac{4}{T^2} \cdot \frac{c^2}{d^2} + a_3 \frac{8}{T^3} \cdot \frac{c^3}{d^3} + a_4 \frac{16}{T^4} \cdot \frac{c^4}{d^4} + a_5 \frac{32}{T^5} \cdot \frac{c^5}{d^5} = \\ = \frac{a_0 T^5 d^5 + 2a_1 T^4 d^4 c + 4a_2 T^3 d^3 c^2 + 8a_3 T^4 d^2 c^3 + 16a_4 T d c^4 + 32a_5 c^5}{T^5 d^5}. \quad (7)$$

Вычислим коэффициенты при a_i и T^j , где $i = 0 \div 5, j = 5 \div 0$:

$$d^5 = (1 + Z^{-1})^5 = a + 5Z^{-1} + 10Z^{-2} + 10Z^{-3} + 5Z^{-4} + Z^{-5}, \quad (8)$$

$$d^4 c = (1 + Z^{-1})^4 (1 - Z^{-1}) = 1 + 3Z^{-1} + 2Z^{-2} - 2Z^{-3} - 3Z^{-4} - Z^{-5}, \quad (9)$$

$$d^3 c^2 = (1 + Z^{-1})^3 (1 - Z^{-1})^2 = 1 + Z^{-1} - 2Z^{-2} - 2Z^{-3} + Z^{-4} + Z^{-5}, \quad (10)$$

$$d^2 c^3 = (1 + Z^{-1})^2 (1 - Z^{-1})^3 = 1 - Z^{-1} - 2Z^{-2} + 2Z^{-3} + Z^{-4} - Z^{-5}, \quad (11)$$

$$d c^4 = (1 + Z^{-1}) (1 - Z^{-1})^4 = 1 - 3Z^{-1} + 2Z^{-2} + 2Z^{-3} - 3Z^{-4} + Z^{-5}, \quad (12)$$

$$c^5 = (1 - Z^{-1})^5 = 1 - 5Z^{-1} + 10Z^{-2} - 10Z^{-3} + 5Z^{-4} - Z^{-5}. \quad (13)$$

Подставим выражения (8) – (13) в (7) и раскроем скобки:

$$Y(Z) = \left\{ a_0 T^5 (1 + 5Z^{-1} + 10Z^{-2} + 10Z^{-3} + 5Z^{-4} + Z^{-5}) + \right. \\ + 2a_1 T^4 (1 + 3Z^{-1} + 2Z^{-2} - 2Z^{-3} - 3Z^{-4} - Z^{-5}) + \\ + 4a_2 T^3 (1 + Z^{-1} - 2Z^{-2} - 2Z^{-3} + Z^{-4} + Z^{-5}) + \\ + 8a_3 T^2 (1 - Z^{-1} - 2Z^{-2} + 2Z^{-3} + Z^{-4} - Z^{-5}) + \\ + 16a_4 T (1 - 3Z^{-1} + 2Z^{-2} + 2Z^{-3} - 3Z^{-4} + Z^{-5}) + \\ \left. + 32a_5 (1 - 5Z^{-1} + 10Z^{-2} - 10Z^{-3} + 5Z^{-4} - Z^{-5}) \right\} / T^5 d^5. \quad (14)$$

Группируя коэффициенты при Z^i (где $i = 0 \div 5$), получим

$$\begin{aligned}
 Y(Z) = & \left\{ \left(a_0 T^5 + 2a_1 T^4 + 4a_2 T^3 + 8a_3 T^2 + 16a_4 T + 32a_5 \right) + \right. \\
 & + \left(5a_0 T^5 + 6a_1 T^4 + 4a_2 T^3 - 8a_3 T^2 - 48a_4 T - 160a_5 \right) Z^{-1} + \\
 & + \left(10a_0 T^5 + 4a_1 T^4 - 8a_2 T^3 - 16a_3 T^2 + 32a_4 T + 320a_5 \right) Z^{-2} + \\
 & + \left(10a_0 T^5 - 4a_1 T^4 - 8a_2 T^3 + 16a_3 T^2 + 32a_4 T - 320a_5 \right) Z^{-3} + \\
 & + \left(5a_0 T^5 - 6a_1 T^4 + 4a_2 T^3 + 8a_3 T^2 - 48a_4 T + 160a_5 \right) Z^{-4} + \\
 & \left. + \left(a_0 T^5 - 2a_1 T^4 + 4a_2 T^3 - 8a_3 T^2 + 16a_4 T - 32a_5 \right) Z^{-5} \right\} / T^5 d^5.
 \end{aligned} \tag{15}$$

Обозначим	$A_0 = a_0 T^5,$	(16)
	$A_1 = a_1 T^4,$	(17)
	$A_2 = a_2 T^3,$	(18)
	$A_3 = a_3 T^2,$	(19)
	$A_4 = a_4 T,$	(20)
	$A_5 = a_5.$	(21)

Тогда выражение (15) можно переписать в следующем виде:

$$\begin{aligned}
 Y(Z) = & \left\{ \left(A_0 + 2A_1 + 4A_2 + 8A_3 + 16A_4 + 32A_5 \right) + \right. \\
 & + \left(5A_0 + 6A_1 + 4A_2 - 8A_3 - 48A_4 - 160A_5 \right) Z^{-1} + \\
 & + \left(10A_0 + 4A_1 - 8A_2 - 16A_3 + 32A_4 + 320A_5 \right) Z^{-2} + \\
 & + \left(10A_0 - 4A_1 - 8A_2 + 16A_3 + 32A_4 - 320A_5 \right) Z^{-3} + \\
 & + \left(5A_0 - 6A_1 + 4A_2 + 8A_3 - 48A_4 + 160A_5 \right) Z^{-4} + \\
 & \left. + \left(A_0 - 2A_1 + 4A_2 - 8A_3 + 16A_4 - 32A_5 \right) Z^{-5} \right\} / T^5 d^5.
 \end{aligned} \tag{22}$$

Обозначим	$\alpha_0 = A_0 + 2A_1 + 4A_2 + 8A_3 + 16A_4 + 32A_5,$	(23)
-----------	--------------------------------------------------------	------

	$\alpha_1 = 5A_0 + 6A_1 + 4A_2 - 8A_3 - 48A_4 - 160A_5,$	(24)
--	----------------------------------------------------------	------

	$\alpha_2 = 10A_0 + 4A_1 - 8A_2 - 16A_3 + 32A_4 + 320A_5,$	(25)
--	------------------------------------------------------------	------

	$\alpha_3 = 10A_0 - 4A_1 - 8A_2 + 16A_3 + 32A_4 - 320A_5,$	(26)
--	------------------------------------------------------------	------

	$\alpha_4 = 5A_0 - 6A_1 + 4A_2 + 8A_3 - 48A_4 + 160A_5,$	(27)
--	----------------------------------------------------------	------

	$\alpha_5 = A_0 - 2A_1 + 4A_2 - 8A_3 + 16A_4 - 32A_5.$	(28)
--	--------------------------------------------------------	------

С учетом выражений (23) – (28) уравнение (22) запишется в виде

$$Y(Z) = \{\alpha_0 + \alpha_1 Z^{-1} + \alpha_2 Z^{-2} + \alpha_3 Z^{-3} + \alpha_4 Z^{-4} + \alpha_5 Z^{-5}\} / T^5 d^5. \quad (29)$$

Применяя аналогичный подход к преобразованию знаменателя (3) передаточной характеристики (1) исходного аналогового фильтра-прототипа, получим выражение для входного сигнала $X(Z)$.

$$\text{Обозначив} \quad B_0 = b_0 T^5, \quad (30)$$

$$B_1 = b_1 T^4, \quad (31)$$

$$B_2 = b_2 T^3, \quad (32)$$

$$B_3 = b_3 T^2, \quad (33)$$

$$B_4 = b_4 T, \quad (34)$$

$$B_5 = b_5, \quad (35)$$

получим, что

$$X(Z) = \{\beta_0 + \beta_1 Z^{-1} + \beta_2 Z^{-2} + \beta_3 Z^{-3} + \beta_4 Z^{-4} + \beta_5 Z^{-5}\} / T^5 d^5, \quad (36)$$

где

$$\beta_0 = B_0 + 2B_1 + 4B_2 + 8B_3 + 16B_4 + 32B_5, \quad (37)$$

$$\beta_1 = 5B_0 + 6B_1 + 4B_2 - 8B_3 - 48B_4 - 160B_5, \quad (38)$$

$$\beta_2 = 10B_0 + 4B_1 - 8B_2 - 16B_3 + 32B_4 + 320B_5, \quad (39)$$

$$\beta_3 = 10B_0 - 4B_1 - 8B_2 + 16B_3 + 32B_4 - 320B_5, \quad (40)$$

$$\beta_4 = 5B_0 - 6B_1 + 4B_2 + 8B_3 - 48B_4 + 160B_5, \quad (41)$$

$$\beta_5 = B_0 - 2B_1 + 4B_2 - 8B_3 + 16B_4 - 32B_5. \quad (42)$$

Разделив выражение (29) на выражение (36), получим передаточную характеристику цифрового фильтра в следующем виде:

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 Z^{-1} + \alpha_2 Z^{-2} + \alpha_3 Z^{-3} + \alpha_4 Z^{-4} + \alpha_5 Z^{-5}}{\beta_0 + \beta_1 Z^{-1} + \beta_2 Z^{-2} + \beta_3 Z^{-3} + \beta_4 Z^{-4} + \beta_5 Z^{-5}}. \quad (43)$$

Для получения алгоритма, по которому будет осуществляться вычислительный процесс в цифровом фильтре во времени, решим уравнение (43) относительно выходной величины $Y(Z)$. В результате получим следующее выражение для модели цифрового фильтра в Z -форме:

$$\begin{aligned}
 Y(Z) \cdot (\beta_0 + \beta_1 Z^{-1} + \beta_2 Z^{-2} + \beta_3 Z^{-3} + \beta_4 Z^{-4} + \beta_5 Z^{-5}) = \\
 = X(Z) \cdot (\alpha_0 + \alpha_1 Z^{-1} + \alpha_2 Z^{-2} + \alpha_3 Z^{-3} + \alpha_4 Z^{-4} + \alpha_5 Z^{-5}).
 \end{aligned}
 \tag{44}$$

Раскроем скобки:

$$\begin{aligned}
 \beta_0 Y(Z) + \beta_1 Y(Z)Z^{-1} + \beta_2 Y(Z)Z^{-2} + \beta_3 Y(Z)Z^{-3} + \beta_4 Y(Z)Z^{-4} + \\
 + \beta_5 Y(Z)Z^{-5} = \alpha_0 X(Z) + \alpha_1 X(Z)Z^{-1} + \alpha_2 X(Z)Z^{-2} + \\
 \alpha_3 X(Z)Z^{-3} + \alpha_4 X(Z)Z^{-4} + \alpha_5 X(Z)Z^{-5}.
 \end{aligned}
 \tag{45}$$

Запишем уравнение (45) в следующем виде:

$$\begin{aligned}
 Y(Z)\beta_0 = \alpha_0 X(Z) + \alpha_1 X(Z)Z^{-1} + \alpha_2 X(Z)Z^{-2} + \alpha_3 X(Z)Z^{-3} + \\
 + \alpha_4 X(Z)Z^{-4} + \alpha_5 X(Z)Z^{-5} - \beta_1 Y(Z)Z^{-1} - \beta_2 Y(Z)Z^{-2} - \\
 - \beta_3 Y(Z)Z^{-3} - \beta_4 Y(Z)Z^{-4} - \beta_5 Y(Z)Z^{-5}.
 \end{aligned}
 \tag{46}$$

Откуда определяем выходной сигнал цифрового фильтра:

$$\begin{aligned}
 Y(Z) = \frac{\alpha_0}{\beta_0} X(Z) + \frac{\alpha_1}{\beta_0} X(Z)Z^{-1} + \frac{\alpha_2}{\beta_0} X(Z)Z^{-2} + \frac{\alpha_3}{\beta_0} X(Z)Z^{-3} + \\
 + \frac{\alpha_4}{\beta_0} X(Z)Z^{-4} + \frac{\alpha_5}{\beta_0} X(Z)Z^{-5} - \frac{\beta_1}{\beta_0} Y(Z)Z^{-1} - \frac{\beta_2}{\beta_0} Y(Z)Z^{-2} - \\
 - \frac{\beta_3}{\beta_0} Y(Z)Z^{-3} - \frac{\beta_4}{\beta_0} Y(Z)Z^{-4} - \frac{\beta_5}{\beta_0} Y(Z)Z^{-5}.
 \end{aligned}
 \tag{47}$$

При переходе к дискретному состоянию во времени из выражения (47) можно получить модель цифрового фильтра, описываемую разностным уравнением пятого порядка:

$$\begin{aligned}
 Y^{(n)} = M_0 X^{(n)} + M_1 X^{(n-1)} + M_2 X^{(n-2)} + M_3 X^{(n-3)} + M_4 X^{(n-4)} + M_5 \\
 - N_1 Y^{(n-1)} - N_2 Y^{(n-2)} - N_3 Y^{(n-3)} - N_4 Y^{(n-4)} - N_5 Y^{(n-5)},
 \end{aligned}
 \tag{48}$$

где $X^{(n)}, Y^{(n)}, X^{(n-1)}, Y^{(n-1)}, \dots, X^{(n-5)}, Y^{(n-5)}$ – соответственно значения входной и выходной величины сигнала для моментов времени на теку-

щей n -й и предыдущих $n-1, n-2, \dots, n-5$ -й выборках сигнала, отстоящих друг от друга на время T , равное шагу дискретизации АЦП,

$$M_i = \frac{\alpha_i}{\beta_0}, \quad N_{i+1} = \frac{\beta_{i+1}}{\beta_0} \quad \text{для } i = 0 \dots 5.$$

Значения коэффициентов M_i и N_i зависят от частоты дискретизации входного сигнала f_d .

Алгоритм цифрового фильтра по методу билинейного преобразования. Для реализации цифрового фильтра, соответствующего уравнению (48), необходимы две линии задержки, одна – для хранения отсчетов входного сигнала $X^{(n-i)}$, вторая – для хранения выходных отсчетов $Y^{(n-i)}$. Получающаяся при этом структура рис. 1 является прямой формой реализации рекурсивного фильтра с бесконечной импульсной характеристикой.

Структурная схема фильтра рис. 1 содержит большое количество элементов задержки.

Практический интерес представляет минимизированная по количеству элементов структурная схема фильтра. Для получения такой схемы разделим общий сумматор в схеме рис. 1 на два отдельных – для рекурсивной и нерекурсивной частей фильтра (рис. 2). В результате получаем два последовательно соединенных фильтра, один из которых является нерекурсивным, а второй содержит только рекурсивную часть.

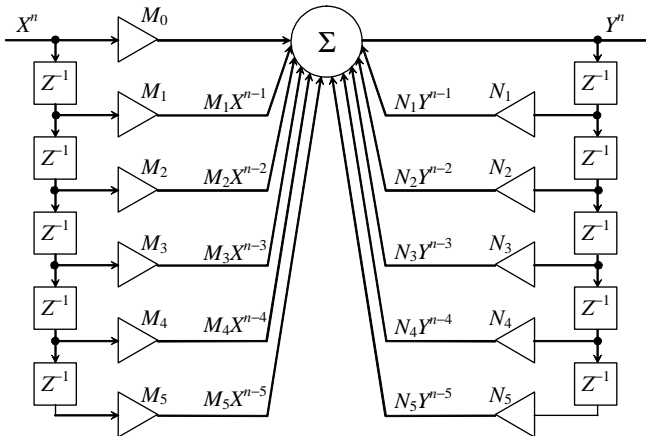


Рис. 1. Структурная схема фильтра, соответствующая прямой форме реализации

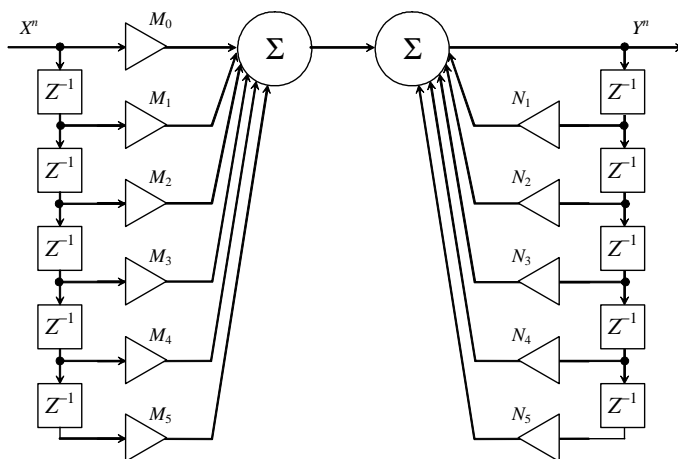


Рис. 2. Разделение схемы фильтра на рекурсивную и нерекурсивную части

Так как результат последовательного прохождения сигнала через ряд линейных стационарных устройств не зависит от последовательности их соединения, можно переставить местами рекурсивную и нерекурсивную части фильтра (рис. 3).

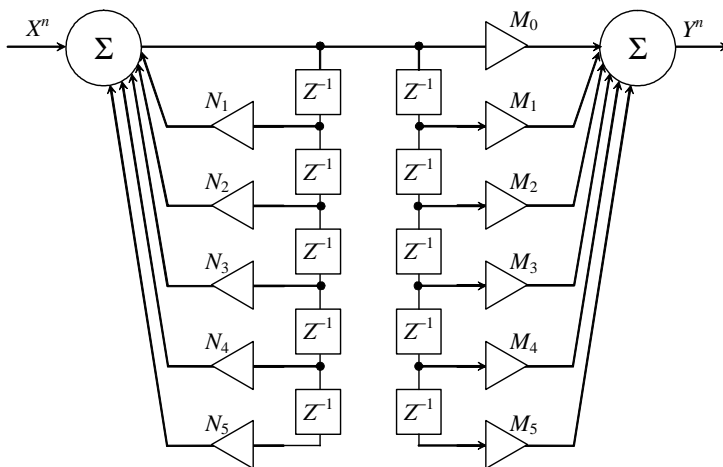


Рис. 3. Перестановка рекурсивной и нерекурсивной частей фильтра

В схеме фильтра рис. 3 в обе линии задержки подается один и тот же сигнал, поэтому на выходе каждого из элементов задержки рекурсивной и нерекурсивной частей фильтра будут присутствовать одни и те же отсчеты. Следовательно, указанные линии задержки можно объединить в одну. Полученная при этом структурная схема фильтра (рис. 4) соответствует канонической форме реализации рекурсивного фильтра [5].

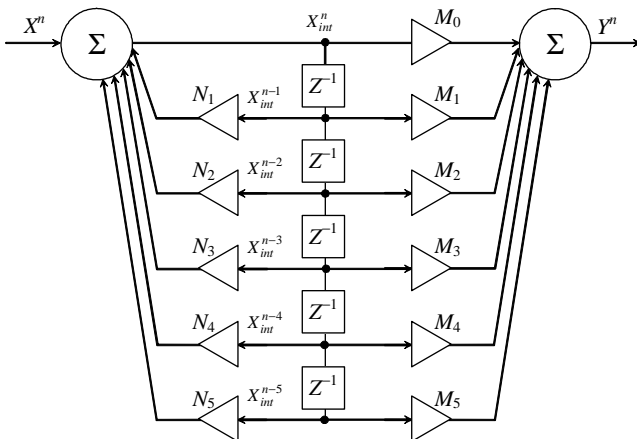


Рис. 4. Каноническая форма реализации рекурсивного фильтра

Приведем разностное уравнение (48) к канонической форме. Для этого введем в уравнение дополнительную переменную X_{int} :

$$X_{int}^n = X^n + N_1 X_{int}^{(n-1)} + N_2 X_{int}^{n-2} + N_3 X_{int}^{n-3} + N_4 X_{int}^{n-4} + N_5 X_{int}^{n-5}. \quad (49)$$

Тогда выражение для выходной переменной $Y^{(n)}$ запишется в следующем виде:

$$Y^{(n)} = M_0 X_{int}^n + M_1 X_{int}^{n-1} + M_2 X_{int}^{n-2} + M_3 X_{int}^{n-3} + M_4 X_{int}^{n-4} + M_5 X_{int}^{n-5}. \quad (50)$$

Следует заметить, что варианты схем при прямой и канонической формах реализации полностью эквивалентны. Однако при практической реализации схем следует учитывать ряд особенностей.

При канонической реализации используется общая линия задержки, позволяющая минимизировать используемую память микропроцессора за

счет уменьшения количества необходимых для хранения промежуточных результатов ячеек памяти. Однако при этом абсолютные величины отсчетов, присутствующие на выходах отдельных элементов линии задержки, могут существенно превосходить амплитуду входного и выходного сигналов. Это в свою очередь требует увеличения разрядности представления чисел в линии задержки по сравнению с разрядностью входного и выходного сигналов и приводит к усложнению устройства.

При прямой реализации в линиях задержки хранятся непосредственно отсчеты входного и выходного сигналов и, следовательно, не требуется повышенная разрядность ячеек памяти, необходимых для хранения промежуточных данных в элементах задержки. Повышенная разрядность представления чисел требуется в данном случае только для сумматора, но это учтено в архитектуре микропроцессоров, специально предназначенных для обработки сигналов в реальном времени.

В соответствии с полученной канонической структурной схемой цифрового фильтра составлен алгоритм цифровой фильтрации.

Разработка и реализация указанного алгоритма во многом определяется типом используемого микропроцессора. Исходя из того, что измерительная и логическая части разрабатываемого микропроцессорного устройства защиты от ОЗЗ выполняются с использованием процессора семейства ADSP, разработан алгоритм фильтрации, приведенный на рис. 5.

Алгоритм предполагает организацию в памяти процессора трех одномерных массивов: двух массивов M и N , хранящих вещественные значения постоянных коэффициентов M_i и N_i , и массива W , содержащего вещественные значения промежуточной переменной X_{int} для пяти предшествующих моментов времени. Для правильной работы алгоритма цифрового фильтра большое значение имеет правильный выбор частоты дискретизации АЦП.

Вычислительный процесс в указанном алгоритме начинается с задания начальных условий. В момент старта алгоритма предшествующие значения промежуточной переменной X_{int} неизвестны, поэтому принимаются нулевые значения указанной переменной. Это приводит к возникновению в цифровом фильтре собственного переходного процесса, обусловленного внутренней моделью фильтра. Наличие переходного процесса необходимо учитывать при реализации алгоритма идентификации ОЗЗ для исключения неправильных действий защиты в моменты ее пуска после отключения питания или рестарта алгоритма.

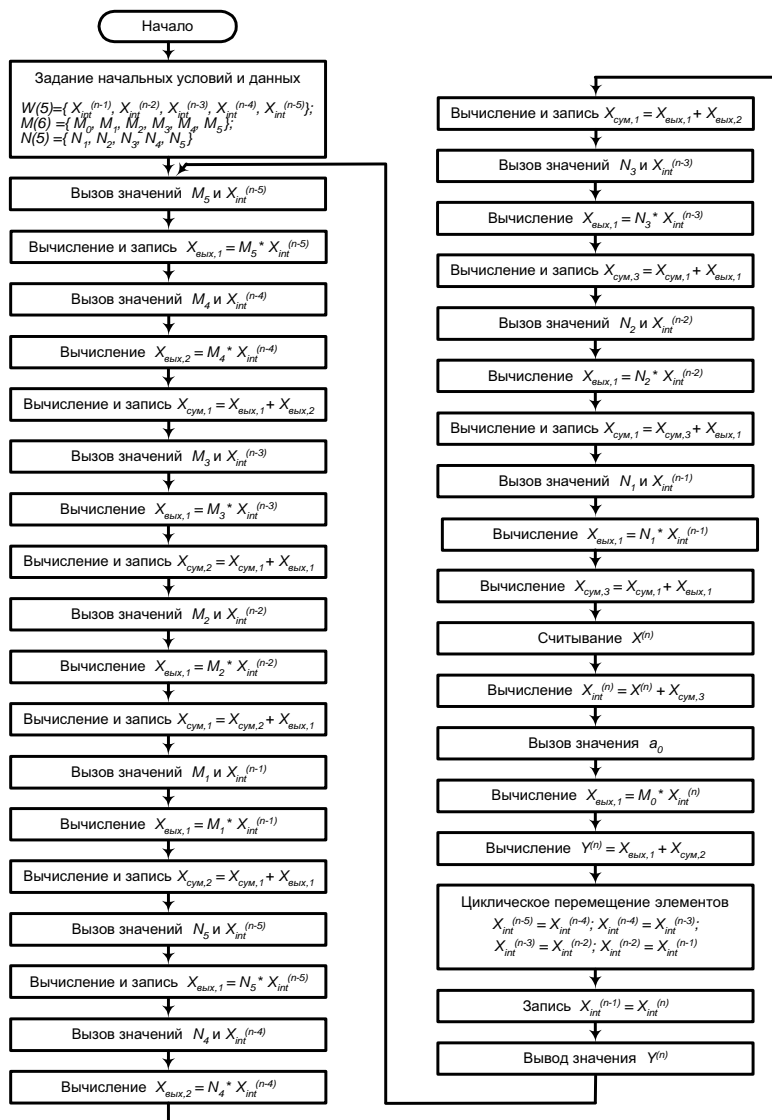


Рис. 5. Блок-схема алгоритма цифровой фильтрации (по методу билинейного преобразования)

Заключение

1. Методом билинейного z -преобразования получен цифровой рекурсивный фильтр с бесконечной импульсной характеристикой.
2. Рассчитаны коэффициенты цифрового фильтра.
3. Рассмотрены различные схемы реализации цифровых рекурсивных фильтров. Показано, что наиболее подходящими для выполнения измерительного органа защиты являются прямая и каноническая формы реализации фильтров.
4. Разработан алгоритм цифровой фильтрации сигналов измерительного органа микропроцессорной защиты от ОЗЗ.

Библиографический список

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
2. Рекурсивные фильтры на микропроцессорах / А.Г. Остапенко, А.Б. Сушков, В.В. Бутенко и др. – М.: Радио и связь, 1988. – 128 с.
3. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Физматгиз. – 1962. – 1108 с.
4. Гусенков А.В., Мурзин А.Ю. Цифровые фильтры для микропроцессорной защиты от однофазных замыканий на землю в кабельных сетях 6 – 10 кВ // Тр. ИГЭУ. Вып. 2. – Иваново, 1998. – С. 204–207.
5. Шуин В.А., Гусенков А.В., Мурзин А.Ю. Синтез цифровых фильтров для измерительных органов микропроцессорных устройств релейной защиты // Тр. ИГЭУ. Вып. 4. – Иваново, 2001. – С. 391–399.

УДК 621.391.26(075): 621.316.925

Частотные характеристики аналогового и цифровых фильтров измерительного органа защиты от замыканий на землю кабельных сетей 6 – 10 кВ

А.В. Гусенков, канд. техн. наук

Постановка задачи. Для выбора оптимального способа цифровой фильтрации входных информационных сигналов измерительного органа микропроцессорной защиты от замыканий на землю компенсированных кабельных сетей 6 – 10 кВ требуется провести анализ работы полученных

цифровых фильтров и, в частности, оценить эффективность подавления промышленной частоты (50 Гц), а также определить частотные характеристики фильтров в полосе пропускания. Наиболее просто задача решается сравнением амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик разработанных цифровых фильтров с соответствующими характеристиками аналогового фильтра-прототипа.

Анализ работы полученных фильтров в частотной области проведем, основываясь на положении о том, что интеграл Фурье есть частный случай преобразования Лапласа при $p = j\omega$ [1].

Частотные характеристики аналогового фильтра-прототипа.

Для физически реализуемого линейного аналогового фильтра с сосредоточенными инвариантными во времени параметрами его передаточная функция $H(p)$ должна представлять собой дробно-рациональную функцию, заданную в общем виде отношением двух полиномов (p -изображений) $A(p)$ и $B(p)$, соответственно степени m и n , причем $m \leq n$ [2].

Полученная ранее передаточная характеристика аналогового фильтра-прототипа $H(p) = H_1(p) \cdot H_2(p)$ удовлетворяет указанному требованию:

$$H(p) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + a_4 p^4 + a_5 p^5}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + b_4 p^4 + b_5 p^5}. \quad (1)$$

Частотные характеристики аналогового фильтра-прототипа получаются из характеристического уравнения (1) при подстановке $p = j\omega$:

$$H(j\omega) = H(p) \Big|_{p=j\omega} = |H(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)} = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)} = \operatorname{Re}(\omega) + j \operatorname{Im}(\omega),$$

где $K(\omega) = |H(j\omega)|$ – амплитудно-частотная; $\varphi(\omega)$ – фазочастотная характеристики аналогового фильтра; $\operatorname{Re}(\omega) = |H(j\omega)| \cos \varphi(\omega)$ – вещественная часть частотной характеристики аналогового фильтра; $\operatorname{Im}(\omega) = |H(j\omega)| \sin \varphi(\omega)$ – мнимая часть частотной характеристики аналогового фильтра.

Для получения амплитудно- и фазочастотной характеристик рассмотрим отдельно числитель и знаменатель выражения (1). Числитель выражения (1) – полином пятой степени $A(p)$:

$$A(p) = a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + a_4 p^4 + a_5 p^5. \quad (2)$$

Подставим в выражение (2) $p = j\omega$, тогда

$$A(j\omega) = a_0 + j\omega a_1 + (j\omega)^2 a_2 + (j\omega)^3 a_3 + (j\omega)^4 a_4 + (j\omega)^5 a_5. \quad (3)$$

Учитывая, что $(j\omega)^2 = -\omega^2$, (4)

$$(j\omega)^3 = -j\omega^3, \quad (5)$$

$$(j\omega)^4 = \omega^4, \quad (6)$$

$$(j\omega)^5 = j\omega^5, \quad (7)$$

и подставляя выражения (4) – (7) в уравнение (3), получим

$$A(j\omega) = a_0 + j\omega a_1 - \omega^2 a_2 - j\omega^3 a_3 + \omega^4 a_4 + j\omega^5 a_5. \quad (8)$$

Обозначим $A_0 = a_0$; (9)

$$A_1 = \omega a_1; \quad (10)$$

$$A_2 = \omega^2 a_2; \quad (11)$$

$$A_3 = \omega^3 a_3; \quad (12)$$

$$A_4 = \omega^4 a_4; \quad (13)$$

$$A_5 = \omega^5 a_5. \quad (14)$$

С учетом (9) – (14) уравнение (8) можно записать в виде

$$A(j\omega) = (A_0 - A_2 - A_4) + j(A_1 - A_3 + A_5). \quad (15)$$

Обозначая

$$\alpha_0 = A_0 - A_2 + A_4; \quad (16)$$

$$\alpha_1 = A_1 - A_3 + A_5, \quad (17)$$

получим

$$A(j\omega) = \alpha_0 + j\alpha_1. \quad (18)$$

Аналогично для знаменателя выражения (1) можно записать:

$$B(j\omega) = \beta_0 + j\beta_1, \quad (19)$$

причем

$$\beta_0 = B_0 - B_2 + B_4, \quad (20)$$

$$\beta_1 = B_1 - B_3 - B_5, \quad (21)$$

где

$$B_0 = b_0; \quad (22)$$

$$B_1 = \omega b_1; \quad (23)$$

$$B_2 = \omega^2 b_2; \quad (24)$$

$$B_3 = \omega^3 b_3; \quad (25)$$

$$B_4 = \omega^4 b_4; \quad (26)$$

$$B_5 = \omega^5 b_5. \quad (27)$$

Таким образом, с учетом (18) и (19) выражение (1) приводится к следующему виду:

$$H(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{B(j\omega)} = \frac{\alpha_0 + j\alpha_1}{\beta_0 + j\beta_1}. \quad (28)$$

Для нахождения вещественной и мнимой частей частотных характеристик умножим числитель и знаменатель выражения (28) на комплексно-сопряженную величину $(\beta_0 - j\beta_1)$:

$$H(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{B(j\omega)} = \frac{\alpha_0 + j\alpha_1}{\beta_0 + j\beta_1} \cdot \frac{\beta_0 - j\beta_1}{\beta_0 - j\beta_1} = \frac{\alpha_0\beta_0 + \alpha_1\beta_1}{\beta_0^2 + \beta_1^2} + j \frac{\alpha_1\beta_0 - \alpha_0\beta_1}{\beta_0^2 + \beta_1^2}. \quad (29)$$

Выражение (29) можно записать в виде

$$H(j\omega) = \text{Re}(\omega) + j \text{Im}(\omega), \quad (30)$$

где

$$\text{Re}(\omega) = \frac{\alpha_0\beta_0 + \alpha_1\beta_1}{\beta_0^2 + \beta_1^2}, \quad (31)$$

$$\text{Im}(\omega) = \frac{\alpha_1\beta_0 - \alpha_0\beta_1}{\beta_0^2 + \beta_1^2}. \quad (32)$$

Амплитудно-частотная характеристика аналогового фильтра – модуль выражения (30):

$$K(\omega) = |H(j\omega)| = \sqrt{(\text{Re}(\omega))^2 + (\text{Im}(\omega))^2}.$$

Таким образом,

$$K(\omega) = \sqrt{\frac{\alpha_0^2 + \alpha_1^2}{\beta_0^2 + \beta_1^2}}. \quad (33)$$

Фазочастотная характеристика фильтра – аргумент выражения (4):

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= \arg H(j\omega) = \operatorname{arctg} \left(\frac{\operatorname{Im}(\omega)}{\operatorname{Re}(\omega)} \right) = \\ &= \operatorname{arctg} \left(\frac{\alpha_1\beta_0 - \alpha_0\beta_1}{\beta_0^2 + \beta_1^2} \cdot \frac{\beta_0^2 + \beta_1^2}{\alpha_0\beta_0 - \alpha_1\beta_1} \right) = \operatorname{arctg} \frac{\alpha_1\beta_0 - \alpha_0\beta_1}{\alpha_0\beta_0 + \alpha_1\beta_1} = \operatorname{arctg} \left(\frac{y}{x} \right), \end{aligned} \quad (34)$$

где $x = \alpha_0\beta_0 + \alpha_1\beta_1$, $y = \alpha_1\beta_0 - \alpha_0\beta_1$.

Следует учитывать, что фазочастотная характеристика цепи, вычисляемая через функцию арктангенса, содержит большое количество разрывов (скачков). Те из них, величины которых равны 180° , действительно являются скачками ФЧХ, а остальные, величины которых составляют 360° , являются «фиктивными». Они возникают только из-за того, что результаты вычисления фазы комплексного числа всегда лежат в диапазоне $\pm 180^\circ$.

Наличие этих многочисленных скачков затрудняет восприятие истинной формы ФЧХ и маскирует сигналы «настоящие».

Для устранения лишних скачков ФЧХ должна вычисляться по следующей формуле:

$$\varphi(\omega) = \begin{cases} 0^\circ, & \text{если } x \geq 0, y = 0; \\ \operatorname{arctg} \frac{y}{x} \cdot \frac{180}{\pi}, & \text{если } x > 0, y > 0; \\ 90^\circ, & \text{если } x = 0, y > 0; \\ \left(\operatorname{arctg} \frac{y}{x} + \pi \right) \cdot \frac{180}{\pi}, & \text{если } x < 0, y > 0; \\ 180^\circ, & \text{если } x < 0, y = 0; \\ \left(\operatorname{arctg} \frac{y}{x} + \pi \right) \cdot \frac{180}{\pi}, & \text{если } x < 0, y < 0; \\ 270^\circ, & \text{если } x = 0, y < 0; \\ \left(\operatorname{arctg} \frac{y}{x} + 2\pi \right) \cdot \frac{180}{\pi}, & \text{если } x > 0, y < 0. \end{cases} \quad (35)$$

По мнимой $\text{Im}(\omega)$ и вещественной $\text{Re}(\omega)$ частям частотной характеристики фильтра $H(j\omega)$ можно построить на комплексной плоскости амплитудно-фазовую характеристику, представляющую собой геометрическое место конца вектора (годограф) $H(j\omega)$ при изменении частоты. Амплитудно-фазовая характеристика показывает, как изменяется при прохождении через фильтр комплексная амплитуда синусоиды с частотой ω , и может использоваться для оценки устойчивости фильтра по критерию Найквиста. Фильтр неустойчив, если его амплитудно-фазовая характеристика охватывает точку с координатами $(1, j0)$.

На рис. 1, 2, 3 представлены соответственно амплитудно-частотная, фазочастотная и амплитудно-фазовая характеристики аналогового фильтра-прототипа. При построении характеристик принято, что $f(\omega) = \omega / 2\pi$. На рис. 4 в более крупном масштабе показан фрагмент АЧХ фильтра в диапазоне частот 0...60 Гц. Из рисунка видно, что коэффициент передачи фильтра на частоте 50 Гц практически равен нулю. Более точные расчеты показывают, что при принятых коэффициентах фильтра ослабление промышленной частоты $f = 50$ Гц составляет $\sim 5,98 \cdot 10^{17}$ раз.

Анализ амплитудно-фазовой характеристики позволяет сделать вывод о том, что рассматриваемый аналоговый фильтр является устойчивой системой. Действительно, если рассматривать переходную характеристику фильтра (реакция фильтра на поданную на вход функцию единичного скачка), то она носит колебательный характер и достаточно быстро затухает. С учетом того, что изображением единичной функции, по Лапласу, является $1/p$, переходная характеристика фильтра $h(t)$ определяется по выражению

$$h(t) = L^{-1} \left\{ H(p) \frac{1}{p} \right\}, \quad (36)$$

где L^{-1} – обратное преобразование Лапласа.

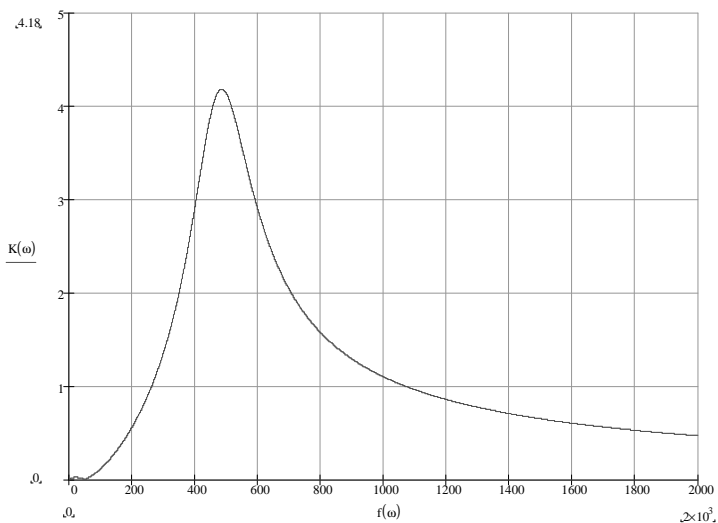


Рис. 1. АЧХ аналогового фильтра-прототипа

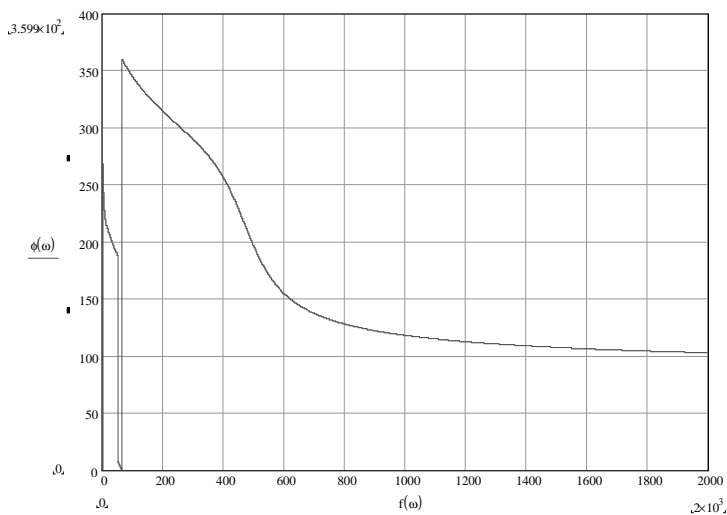


Рис. 2. ФЧХ аналогового фильтра-прототипа

Частотные характеристики аналогового и цифровых фильтров
измерительного органа защиты от замыканий на землю
кабельных сетей 6 – 10 кВ

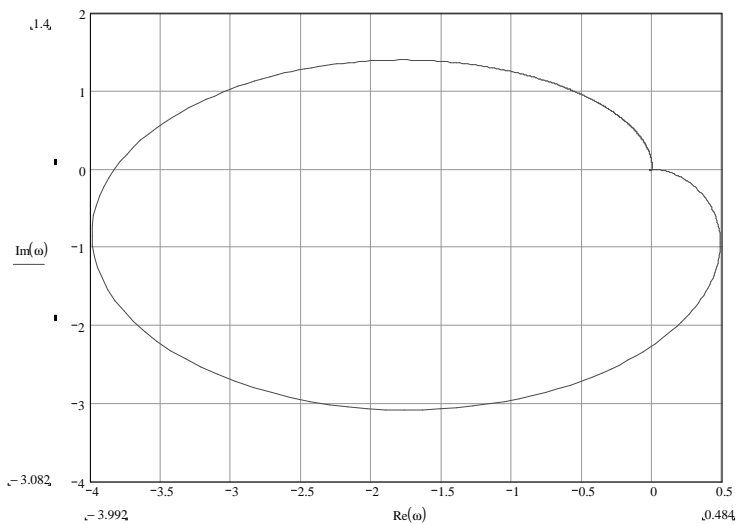


Рис. 3. АФХ аналогового фильтра в диапазоне частот 0...200 кГц

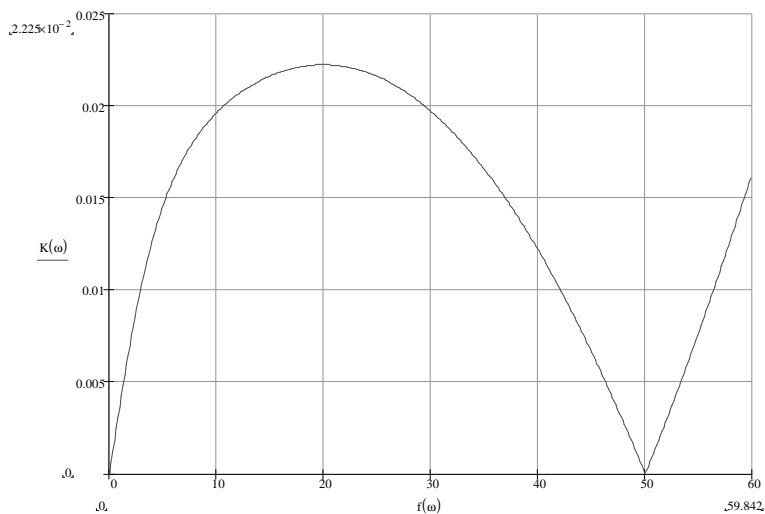


Рис. 4. Фрагмент АЧХ аналогового фильтра-прототипа

На рис. 5 представлена переходная характеристика фильтра, рассчитанная по приведенной формуле в системе MATHCAD. Анализ рис. 5 показывает, что в первый момент времени, после подачи на вход фильтра сигнала, в фильтре в течение первых 7 – 8 мс наблюдается собственный затухающий переходный процесс, который может оказывать существенное влияние на функционирование защиты от ОЗЗ.

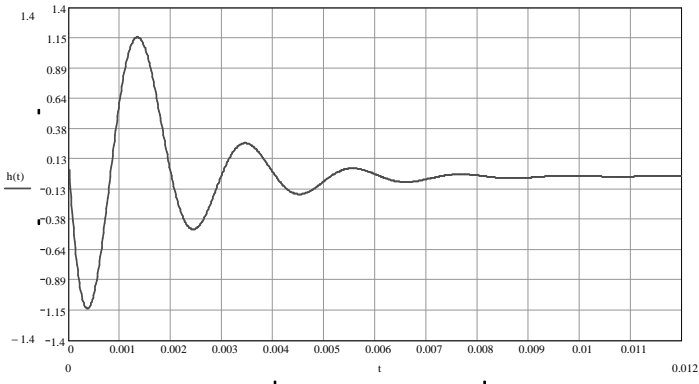


Рис. 5. Переходная характеристика аналогового фильтра

Частотные характеристики цифрового фильтра, реализованного методом дискретизации дифференциальных уравнений аналоговой цепи. Для проверки правильности разложения передаточной функции фильтра-прототипа на простые (элементарные) дроби достаточно сравнить между собой частотные характеристики, соответствующие исходной и преобразованной функции передачи. Частотные характеристики фильтра-прототипа рассмотрены выше.

Найдем выражения для амплитудно- и фазочастотной характеристик аналогового фильтра, передаточная функция которого описывается следующей аналитической формулой:

$$H(s) = \frac{r_1}{s - p_1} + \frac{r_2}{s - p_2} + \frac{r_3}{s - p_3} + \frac{r_4}{s - p_4} + \frac{r_5}{s - p_5}. \quad (37)$$

Обозначим

$$H_1(s) = \frac{r_1}{s - p_1} = \frac{k_1 + jl_1}{s - (m_1 + jn_1)}, \quad (38)$$

где $r_1 = k_1 + jl_1$ – вычет функции передачи; $p_1 = m_1 + jn_1$ – полюс функции передачи.

В свою очередь,

$$\begin{aligned} k &= \operatorname{Re} r_1, \\ l &= \operatorname{Im} r_1, \\ m &= \operatorname{Re} p_1, \\ n &= \operatorname{Im} p_1. \end{aligned}$$

Тогда, подставляя вместо $s = j\omega$ и выделяя действительную и мнимую части, получим

$$H_1(j\omega) = \frac{k_1 + jl_1}{j\omega - m_1 - jn_1} = \frac{l_1(\omega - n_1) - k_1m_1}{m_1^2 + (\omega - n_1)^2} + j \frac{k_1(n_1 - \omega) - l_1m_1}{m_1^2 + (\omega - n_1)^2}. \quad (39)$$

Выражение (39) можно записать в следующем виде:

$$H_1(j\omega) = \operatorname{Re} H_1(j\omega) + \operatorname{Im} H_1(j\omega), \quad (40)$$

где

$$\operatorname{Re} H_1(j\omega) = \frac{l_1(\omega - n_1) - k_1m_1}{m_1^2 + (\omega - n_1)^2}, \quad (41)$$

$$\operatorname{Im} H_1(j\omega) = \frac{k_1(n_1 - \omega) - l_1m_1}{m_1^2 + (\omega - n_1)^2}. \quad (42)$$

Аналогично находим выражения для действительной и мнимой частей второй дроби:

$$H_2(s) = \frac{r_2}{s - p_2} = \frac{k_2 + jl_2}{s - (m_2 + jn_2)}, \quad (43)$$

где $r_2 = k_2 + jl_2$; $p_2 = m_2 + jn_2$.

Следовательно, при подстановке $s = j\omega$ получим

$$H_2(j\omega) = \frac{k_2 - jl_2}{-m_2 + j(\omega - n_2)} = \frac{l_2(\omega - n_2) - k_2m_2}{m_2^2 + (\omega - n_2)^2} + j \frac{k_2(n_2 - \omega) - l_2m_2}{m_2^2 + (\omega - n_2)^2}. \quad (44)$$

Тогда

$$H_2(j\omega) = \operatorname{Re} H_2(j\omega) + \operatorname{Im} H_2(j\omega), \quad (45)$$

где

$$\operatorname{Re} H_2(j\omega) = -\frac{l_2(\omega - n_2) - k_2 m_2}{m_2^2 + (\omega - n_2)^2}, \quad (46)$$

$$\operatorname{Im} H_2(j\omega) = \frac{k_2(n_2 - \omega) - l_2 m_2}{m_2^2 + (\omega - n_2)^2}. \quad (47)$$

Последние три члена выражения (37) аналогичны по своей структуре, следовательно,

$$H_3(s) = \frac{r_3}{s - p_3}, \quad (48)$$

$$H_4(s) = \frac{r_4}{s - p_4}, \quad (49)$$

$$H_5(s) = \frac{r_5}{s - p_5}, \quad (50)$$

где $r_3 = k_3 + j0$, $p_3 = m_3 + j0$,
 $r_4 = k_4 + j0$, $p_4 = m_4 + j0$,
 $r_5 = k_5 + j0$, $p_5 = m_5 + j0$.

Подставляя в выражение (48) $s = j\omega$, получим

$$H_3(j\omega) = \frac{k_3}{j\omega - m_3} = -\frac{k_3 m_3}{m_3^2 + \omega^2} - j \frac{k_3 \omega}{m_3^2 + \omega^2}. \quad (51)$$

Тогда можно записать

$$H_3(j\omega) = \operatorname{Re} H_3(j\omega) + \operatorname{Im} H_3(j\omega), \quad (52)$$

где

$$\operatorname{Re} H_3(j\omega) = -\frac{k_3 m_3}{m_3^2 + \omega^2}, \quad (53)$$

$$\operatorname{Im} H_3(j\omega) = -\frac{k_3 \omega}{m_3^2 + \omega^2}. \quad (54)$$

Аналогично

$$H_4(j\omega) = \operatorname{Re} H_4(j\omega) + \operatorname{Im} H_4(j\omega), \quad (55)$$

$$H_5(j\omega) = \operatorname{Re} H_5(j\omega) + \operatorname{Im} H_5(j\omega), \quad (56)$$

где

$$\operatorname{Re} H_4(j\omega) = -\frac{k_4 m_4}{m_4^2 + \omega^2}, \quad (57)$$

$$\operatorname{Re} H_5(j\omega) = -\frac{k_5 m_5}{m_5^2 + \omega^2}, \quad (58)$$

$$\operatorname{Im} H_4(j\omega) = -\frac{k_4 \omega}{m_4^2 + \omega^2}, \quad (59)$$

$$\operatorname{Im} H_5(j\omega) = -\frac{k_5 \omega}{m_5^2 + \omega^2}. \quad (60)$$

Просуммируем отдельно действительные и мнимые части выражений (40), (45), (52), (55) и (56):

$$A(\omega) = \operatorname{Re} H_1(j\omega) + \operatorname{Re} H_2(j\omega) + \operatorname{Re} H_3(j\omega) + \operatorname{Re} H_4(j\omega) + \operatorname{Re} H_5(j\omega), \quad (61)$$

$$B(\omega) = \operatorname{Im} H_1(j\omega) + \operatorname{Im} H_2(j\omega) + \operatorname{Im} H_3(j\omega) + \operatorname{Im} H_4(j\omega) + \operatorname{Im} H_5(j\omega). \quad (62)$$

Тогда передаточную характеристику фильтра можно записать в виде

$$H(j\omega) = A(j\omega) + B(j\omega). \quad (63)$$

Найдем модуль передаточной характеристики – АЧХ фильтра:

$$K(\omega) = |H(j\omega)| = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)}. \quad (64)$$

Фазочастотная характеристика находится из выражения

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{B(\omega)}{A(\omega)}. \quad (65)$$

На рис. 6 представлен фрагмент амплитудно-частотной характеристики фильтра, рассчитанной по выражению (64), полученному разложением исходной передаточной функции аналогового фильтра-прототипа на элементарные дроби. Сравнение рис. 4 и рис. 6 показывает практически полное совпадение характеристик и доказывает правильность полученных выражений. ФЧХ и АФХ также практически полностью совпа-

дают с исходными. Анализ числовых значений подавления сигналов промышленной частоты $f = 50$ Гц составляет $\sim 3,16 \cdot 10^{15}$ раз (рис. 6), что несколько меньше полученного ранее (рис. 4). Разница несущественна и объясняется дополнительной погрешностью расчета коэффициентов фильтра при разложении исходной функции передачи аналогового фильтра на элементарные дроби.

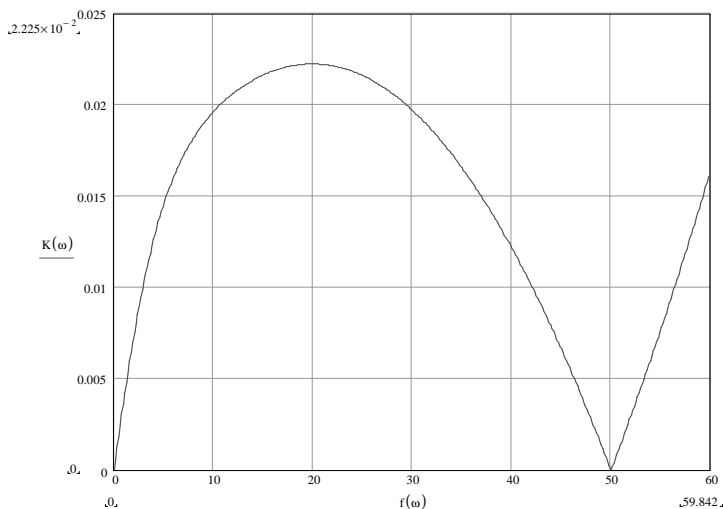


Рис. 6. Фрагмент АЧХ аналогового фильтра, соответствующего преобразованной функции передачи

Частотные характеристики цифрового фильтра, полученного методом дискретизации дифференциальных уравнений аналоговой цепи. Амплитудно-частотную характеристику цифрового фильтра, полученного методом дискретизации дифференциальных уравнений аналоговой цепи, определим расчетным путем как отношение амплитуд выходного и входного сигналов фильтра. Для построения амплитудно-частотной характеристики фильтра $K(\omega) = \frac{U_{out_m}(\omega)}{U_{inp_m}(\omega)}$ таким способом необходимо на вход фильтра подавать синусоидальные сигналы различной частоты с одинаковой амплитудой и начальной фазой (рис. 7). Для каждой частоты входного

сигнала рассчитывается среднее значение модуля выходного сигнала за период заданной частоты. По среднему значению выходного сигнала определяется его амплитудное значение. При этом, если принять амплитуду входного сигнала $U_{in,m}(\omega) = 1$, искомая амплитудно-частотная характеристика цифрового фильтра $K(\omega) = U_{out,m}(\omega)$ определяется по отсчетам амплитуды выходного сигнала для различных частот.

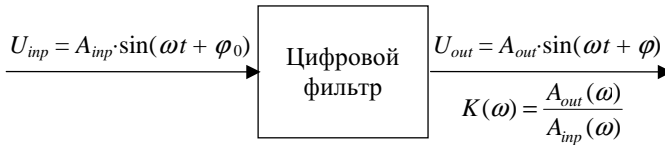


Рис. 7. Схема получения АЧХ цифрового фильтра

Входное напряжение, необходимое для построения АЧХ цифрового фильтра, задается в соответствии со следующей формулой:

$$U_{in} = A_{in} \cdot \sin(\omega t + \varphi_0). \quad (66)$$

В целях упрощения принимаем амплитуду сигнала $A_{in} = 1$, а начальную фазу $\varphi_0 = 0$, тогда

$$U_{in} = \sin \omega t = \sin 2\pi f \cdot t. \quad (67)$$

Время t в формуле (67) измеряется в периодах частоты дискретизации АЦП:

$$dT = \frac{1}{f_D}. \quad (68)$$

Для построения полного периода входного напряжения количество отсчетов АЦП за указанный период частоты f должно составлять

$$P = \frac{T}{dT} = \frac{f_D}{f}, \quad (69)$$

где $T = \frac{1}{f}$ – период частоты f , $dT = \frac{1}{f_D}$ – период частоты дискретизации АЦП.

Следовательно, время t в формуле (67) должно изменяться с дискретностью $dT = \frac{1}{f_D}$.

Принимая для начального момента времени $t_0 = 0$ переменную $Clock = 0$ и обозначая изменение времени через $dClock = 2\pi f \frac{1}{f_D}$, получим для каждого нового момента времени

$$U_{inp} = \sin(Clock), \quad (70)$$

где
$$Clock = Clock + dClock. \quad (71)$$

Необходимо учитывать, что при частоте $f = 0$ (постоянный ток) генератор входного сигнала должен вырабатывать постоянный во времени сигнал амплитудой $A_{inp} = 1$. В этом случае для получения $U_{inp} = 1$ необходимо, чтобы переменная $Clock$ была равна $\frac{\pi}{2}$.

На рис. 8 представлена блок-схема алгоритма работы генератора входного сигнала.

Процедура построения амплитудно-частотной характеристики цифрового фильтра по отсчетам амплитуды выходного сигнала заключается в следующем:

1. Задаем диапазон изменения частоты входного сигнала f от $f_{нач}$ до $f_{кон}$.
2. Инициализируем фильтр.
3. Инициализируем генератор синуса с частотой f .
4. Для каждой частоты f определяем целочисленным делением число выборок входного сигнала за период $P = f_D/f$.
5. Задаем число периодов входного сигнала для фильтрации $N = 10$. Если частота входного сигнала $f < 10$ Гц, то принимаем $N = 2$.
6. Фильтруем N периодов входного сигнала в целях исключения влияния собственного переходного процесса фильтра и для моментов времени от $T = 1$ до $T = N \cdot P$ рассчитываем выходное напряжение фильтра $U_{out}(\omega) = f(U_{inp}(\omega))$.

7. Находим значение суммы модуля выходного сигнала за период заданной частоты за время от $T = 1$ до $T = P$ по следующему выражению:

$$U_{cp.out}(\omega) = \sum_{T=1}^{T=P} |U_{out}(\omega)|. \quad (72)$$

8. Рассчитываем амплитудное значение выходного сигнала:

$$U_{m\ out}(\omega) = \left(U_{cp.\ out}(\omega) \cdot \frac{\pi}{2} \right) / p. \quad (73)$$

9. Строим амплитудно-частотную характеристику фильтра:

$$K(\omega) = \frac{U_{m\ out}(\omega)}{U_{m\ inp}(\omega)} = \frac{U_{m\ out}(\omega)}{1} = U_{m\ out}(\omega). \quad (74)$$

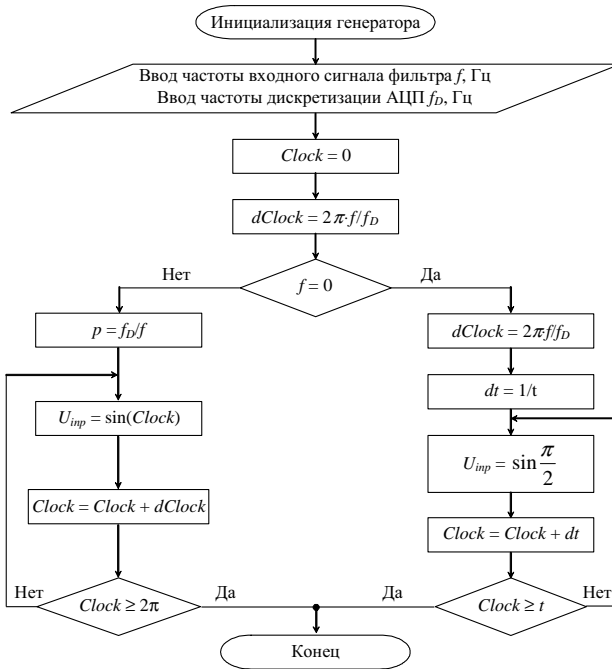


Рис. 8. Блок-схема алгоритма работы генератора входного сигнала

При построении характеристик следует учитывать, что частота дискретизации АЦП существенно влияет на точность преобразования входного аналогового сигнала в цифровую форму. В предельном случае при $dT \rightarrow 0$ точность – идеальная. При частоте дискретизации АЦП менее 10 кГц алгоритм цифрового фильтра практически неработоспособен.

Кроме того, при $f_D = 10$ кГц нуль передачи фильтра смещается с частоты 50 Гц на частоту ~ 54 Гц (рис. 9). Подавление промышленной частоты в этом случае не превышает 400 раз, что является недопустимым по условиям чувствительности измерительного органа защиты к высшим гармоническим составляющим установившегося режима ОЗЗ. При $f_D = 40$ кГц подавление частотной составляющей $f = 50$ Гц является удовлетворительным и составляет примерно 6500 раз (для сравнения в аналоговом фильтре УСЗ «СПЕКТР» частота 50 Гц подавляется примерно в 1000 – 1200 раз).

На рис. 9 и 10 приведены амплитудно-частотные характеристики цифрового фильтра соответственно при $f_D = 10$ кГц и $f_D = 40$ кГц, рассчитанные по предложенному алгоритму.

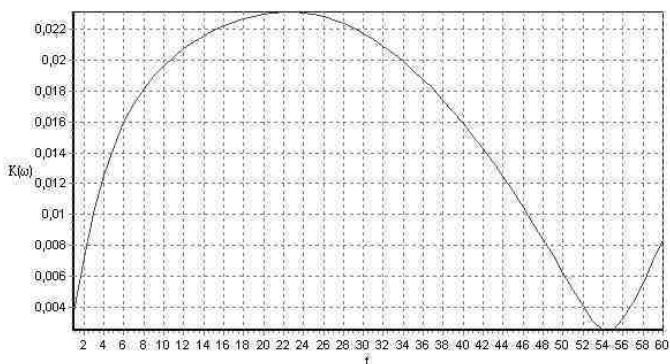


Рис. 9. АЧХ цифрового фильтра при $f_D = 10$ кГц

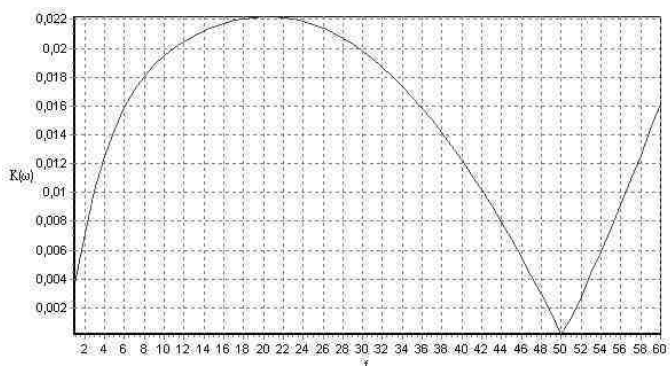


Рис. 10. АЧХ цифрового фильтра при $f_D = 40$ кГц

Для проверки работоспособности цифрового фильтра, полученного методом дискретизации дифференциальных уравнений аналоговой цепи в системе моделирования MATLAB [3] разработана его модель (рис. 11).

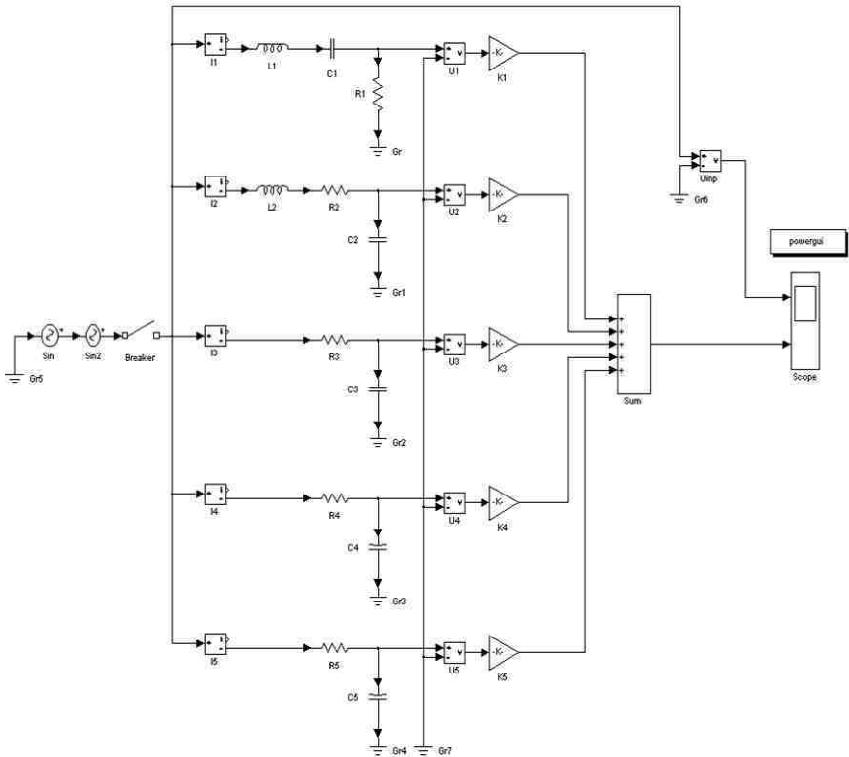


Рис. 11. Модель цифрового фильтра в системе MATLAB

Рис. 12, 13 и 14 иллюстрируют работу модели полученного цифрового фильтра. На рисунках представлены осциллограммы напряжения на входе и выходе фильтра. На рис. 12 приведена зависимость $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$, при частоте входного сигнала $f = 50$ Гц. Амплитуда входного сигнала частотой 50 Гц принята равной 1 В. На рис. 13 во входном сигнале присутствует составляющая 150 Гц (3-я гармоника), на рис. 14 – составляющая 450 Гц (9-я гармоника). Амплитуда высших гармоник 150 и 450 Гц во входном сигнале принята на уровне 2 % от амплитуды сигнала частотой 50 Гц.

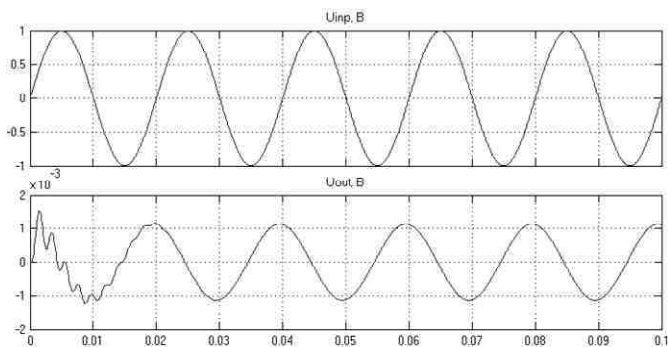


Рис. 12. Зависимость $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх } 50 \text{ Гц}})$

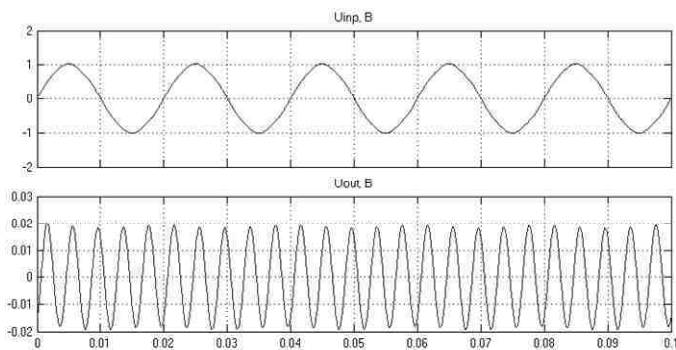


Рис. 13. Зависимость $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх } 50 \text{ Гц}} + U_{\text{вх } 250 \text{ Гц}})$

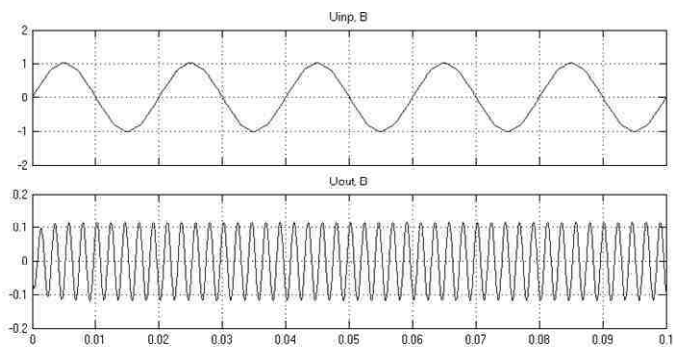


Рис. 14. Зависимость $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх } 50 \text{ Гц}} + U_{\text{вх } 450 \text{ Гц}})$

На рис. 15 показана реакция цифрового фильтра на одиночный импульс постоянного напряжения амплитудой 1 В (переходная характеристика фильтра). Поскольку выходной сигнал затухает, то полученный фильтр является устойчивым. Переходная характеристика цифрового фильтра (рис. 15) соответствует переходной характеристике аналогового фильтра-прототипа (см. рис. 5). При этом амплитуда выбросов в цифровом фильтре практически в 2 раза меньше, чем в аналоговом.

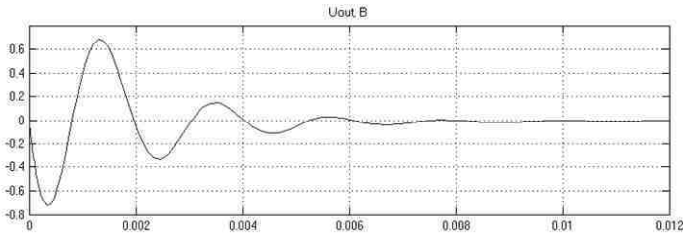


Рис. 15. Реакция цифрового фильтра на одиночный импульс постоянного напряжения амплитудой 1 В

Частотные характеристики цифрового фильтра, реализованного методом билинейного преобразования. Рассмотрим передаточную характеристику цифрового фильтра, полученную методом билинейного преобразования:

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 Z^{-1} + \alpha_2 Z^{-2} + \alpha_3 Z^{-3} + \alpha_4 Z^{-4} + \alpha_5 Z^{-5}}{\beta_0 + \beta_1 Z^{-1} + \beta_2 Z^{-2} + \beta_3 Z^{-3} + \beta_4 Z^{-4} + \beta_5 Z^{-5}}, \quad (75)$$

где коэффициенты числителя α_i и знаменателя β_i находятся по следующим формулам:

$$\alpha_0 = A_0 + 2A_1 + 4A_2 + 8A_3 + 16A_4 + 32A_5, \quad (76)$$

$$\alpha_1 = 5A_0 + 6A_1 + 4A_2 - 8A_3 - 48A_4 - 160A_5, \quad (77)$$

$$\alpha_2 = 10A_0 + 4A_1 - 8A_2 - 16A_3 + 32A_4 + 320A_5, \quad (78)$$

$$\alpha_3 = 10A_0 - 4A_1 - 8A_2 + 16A_3 + 32A_4 - 320A_5, \quad (79)$$

$$\alpha_4 = 5A_0 - 6A_1 + 4A_2 + 8A_3 - 48A_4 + 160A_5, \quad (80)$$

$$\alpha_5 = A_0 - 2A_1 + 4A_2 - 8A_3 + 16A_4 - 32A_5, \quad (81)$$

$$\beta_0 = B_0 + 2B_1 + 4B_2 + 8B_3 + 16B_4 + 32B_5, \quad (82)$$

$$\beta_1 = 5B_0 + 6B_1 + 4B_2 - 8B_3 - 48B_4 - 160B_5, \quad (83)$$

$$\beta_2 = 10B_0 + 4B_1 - 8B_2 - 16B_3 + 32B_4 + 320B_5, \quad (84)$$

$$\beta_3 = 10B_0 - 4B_1 - 8B_2 + 16B_3 + 32B_4 - 320B_5, \quad (85)$$

$$\beta_4 = 5B_0 - 6B_1 + 4B_2 + 8B_3 - 48B_4 + 160B_5, \quad (86)$$

$$\beta_5 = B_0 - 2B_1 + 4B_2 - 8B_3 + 16B_4 - 32B_5. \quad (87)$$

В выражениях (76) – (87) коэффициенты A_i , B_i рассчитываются по известным коэффициентам соответствующего аналогового фильтра-прототипа:

$$A_0 = a_0 T^5, \quad (88)$$

$$A_1 = a_1 T^4, \quad (89)$$

$$A_2 = a_2 T^3, \quad (90)$$

$$A_3 = a_3 T^2, \quad (91)$$

$$A_4 = a_4 T, \quad (92)$$

$$A_5 = a_5, \quad (93)$$

$$B_0 = b_0 T^5, \quad (94)$$

$$B_1 = b_1 T^4, \quad (95)$$

$$B_2 = b_2 T^3, \quad (96)$$

$$B_3 = b_3 T^2, \quad (97)$$

$$B_4 = b_4 T, \quad (98)$$

$$B_5 = b_5, \quad (99)$$

где a_i , b_i ($i = 0 \div 5$) – коэффициенты аналогового фильтра-прототипа;

$T = \frac{1}{f_D}$ – интервал дискретизации АЦП.

Для получения амплитудно- и фазочастотной характеристик цифрового фильтра рассмотрим отдельно числитель и знаменатель передаточной характеристики (75).

$$Y(Z) = \alpha_0 + \alpha_1 Z^{-1} + \alpha_2 Z^{-2} + \alpha_3 Z^{-3} + \alpha_4 Z^{-4} + \alpha_5 Z^{-5}, \quad (100)$$

$$X(Z) = \beta_0 + \beta_1 Z^{-1} + \beta_2 Z^{-2} + \beta_3 Z^{-3} + \beta_4 Z^{-4} + \beta_5 Z^{-5}. \quad (101)$$

Комплексный коэффициент передачи цифрового фильтра получается из выражений (100) и (101) подстановкой $Z = e^{j\omega T}$.

В этом случае выражение (100) можно записать в следующем виде:

$$Y(e^{j\omega T}) = \alpha_0 + \alpha_1 e^{-j\omega T} + \alpha_2 e^{-j2\omega T} + \alpha_3 e^{-j3\omega T} + \alpha_4 e^{-j4\omega T} + \alpha_5 e^{-j5\omega T}. \quad (102)$$

Функцию $e^{-j\omega T}$ представим в следующем виде:

$$e^{-j\omega T} = \cos \omega T - j \sin \omega T . \quad (103)$$

Подставим $\cos \omega T - j \sin \omega T$ вместо $e^{-j\omega T}$ в выражение (102), тогда

$$\begin{aligned} Y(Z) = & \alpha_0 + \alpha_1 (\cos \omega T - j \sin \omega T) + \alpha_2 (\cos 2\omega T - j \sin 2\omega T) + \\ & + \alpha_3 (\cos 3\omega T - j \sin 3\omega T) + \alpha_4 (\cos 4\omega T - j \sin 4\omega T) + \\ & + \alpha_5 (\cos 5\omega T - j \sin 5\omega T) . \end{aligned} \quad (104)$$

Обозначим:

$$c_1 = \cos \omega T, \quad (105)$$

$$c_2 = \cos 2\omega T, \quad (106)$$

$$c_3 = \cos 3\omega T, \quad (107)$$

$$c_4 = \cos 4\omega T, \quad (108)$$

$$c_5 = \cos 5\omega T, \quad (109)$$

$$d_1 = \sin \omega T, \quad (110)$$

$$d_2 = \sin 2\omega T, \quad (111)$$

$$d_3 = \sin 3\omega T, \quad (112)$$

$$d_4 = \sin 4\omega T, \quad (113)$$

$$d_5 = \sin 5\omega T. \quad (114)$$

Подставляя (105) – (114) в выражение (104), получим

$$\begin{aligned} Y(e^{j\omega T}) = & \alpha_0 + \alpha_1 (c_1 - jd_1) + \alpha_2 (c_2 - jd_2) + \alpha_3 (c_3 - jd_3) + \\ & + \alpha_4 (c_4 - jd_4) + \alpha_5 (c_5 - jd_5) . \end{aligned} \quad (115)$$

Раскрывая скобки в выражении (115) и отдельно группируя действительную и мнимую части, перепишем выражение (115) в виде

$$\begin{aligned} Y(e^{j\omega T}) = & \alpha_0 + \alpha_1 c_1 - j\alpha_1 d_1 + \alpha_2 c_2 - j\alpha_2 d_2 + \\ & + \alpha_3 c_3 - j\alpha_3 d_3 + \alpha_4 c_4 - j\alpha_4 d_4 + \alpha_5 c_5 - j\alpha_5 d_5 = \\ = & (\alpha_0 + \alpha_1 c_1 + \alpha_2 c_2 + \alpha_3 c_3 + \alpha_4 c_4 + \alpha_5 c_5) - \\ & - j(\alpha_1 d_1 + \alpha_2 d_2 + \alpha_3 d_3 + \alpha_4 d_4 + \alpha_5 d_5) . \end{aligned} \quad (116)$$

Аналогичное выражение можно получить для знаменателя (101) функции передачи цифрового фильтра:

$$X(e^{j\omega T}) = (\beta_0 + \beta_1 c_1 + \beta_2 c_2 + \beta_3 c_3 + \beta_3 c_4 + \beta_5 c_5) - j(\beta_1 d_1 + \beta_2 d_2 + \beta_3 d_3 + \beta_4 d_4 + \beta_5 d_5). \quad (117)$$

Обозначим:

$$K = \alpha_0 + \alpha_1 c_1 + \alpha_2 c_2 + \alpha_3 c_3 + \alpha_3 c_4 + \alpha_5 c_5, \quad (118)$$

$$L = \alpha_1 d_1 + \alpha_2 d_2 + \alpha_3 d_3 + \alpha_4 d_4 + \alpha_5 d_5, \quad (119)$$

$$M = \beta_0 + \beta_1 c_1 + \beta_2 c_2 + \beta_3 c_3 + \beta_3 c_4 + \beta_5 c_5, \quad (120)$$

$$N = \beta_1 d_1 + \beta_2 d_2 + \beta_3 d_3 + \beta_4 d_4 + \beta_5 d_5. \quad (121)$$

Подставляя (118), (119) в (116) и (120), (121) в (117), получим

$$Y(e^{j\omega T}) = K - jL, \quad (122)$$

$$X(e^{j\omega T}) = M - jN. \quad (123)$$

С учетом выражений (122), (123) комплексный коэффициент передачи цифрового фильтра запишем в виде

$$K(e^{j\omega T}) = \frac{Y(e^{j\omega T})}{X(e^{j\omega T})} = \frac{K - jL}{M - jN}. \quad (124)$$

Умножив числитель и знаменатель (124) на комплексно-сопряженную величину и выделив действительную и мнимые части, получим

$$\begin{aligned} K(e^{j\omega T}) &= \frac{K - jL}{M - jN} \cdot \frac{M + jN}{M + jN} = \frac{KM - jLM + jKN + LN}{M^2 + N^2} = \\ &= \frac{(KM + LN) + j(KN - LM)}{M^2 + N^2} = \frac{KM + LN}{M^2 + N^2} + j \frac{KN - LM}{M^2 + N^2}. \end{aligned} \quad (125)$$

Определяя модуль передаточной характеристики вида (125), находим выражение для амплитудно-частотной характеристики цифрового фильтра:

$$K(\omega T) = \sqrt{\frac{K^2 + L^2}{M^2 + N^2}}. \quad (126)$$

Выражение для фазочастотной характеристики цифрового фильтра

$$\varphi(\omega T) = \arctg \frac{KN - LM}{KM + LN}. \quad (127)$$

Фазочастотная характеристика цифрового фильтра (127) должна вычисляться по формуле, аналогичной (35) и используемой для расчета ФЧХ аналогового фильтра-прототипа.

На рис. 16 и 17 соответственно представлены АЧХ и ФЧХ цифрового фильтра при $f_D = 4$ кГц. Из рисунков видно, что полученные частотные характеристики повторяются. Это связано с тем, что функция $e^{j\omega_n T}$ является периодической функцией частоты с периодом, равным частоте дискретизации входного сигнала T . Соответственно периодическими функциями частоты являются амплитудно- и фазочастотные характеристики цифрового фильтра. Фактически умножение сигнала на $e^{j\omega_n T}$ соответствует сдвигу спектральной функции на ω_n , поэтому спектр дискретизированного сигнала можно записать следующим образом:

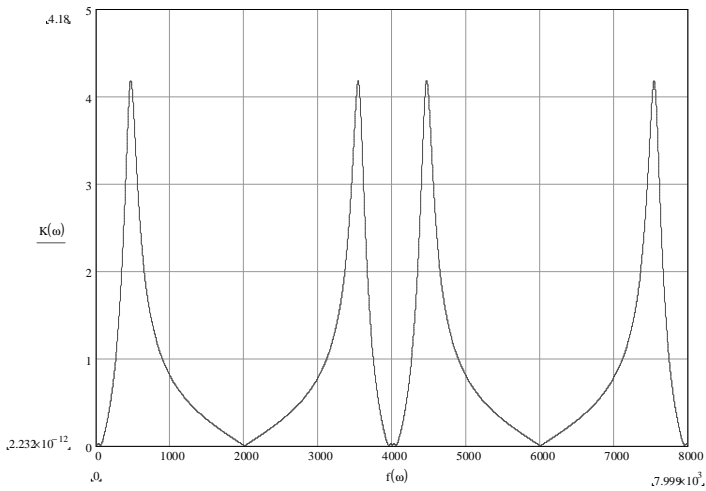
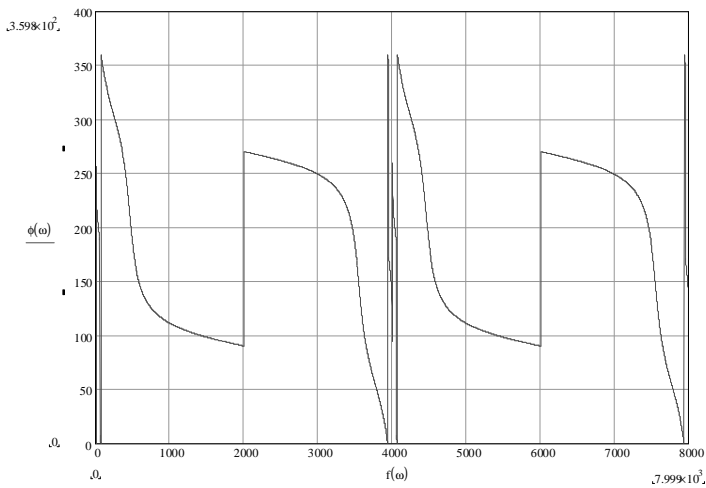
$$\dot{S}_D = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S} \left(\omega - \frac{2\pi n}{T} \right). \quad (128)$$

Следовательно, спектр дискретизированного сигнала представляет собой бесконечный ряд сдвинутых копий спектра исходного непрерывного (аналогового) сигнала.

Расстояние по частоте между соседними копиями спектра равно частоте дискретизации $\omega_D = 2\pi/T$.

По этой причине для обеспечения высокой устойчивости функционирования измерительного органа микропроцессорного устройства защиты следует принимать меры для исключения прохождения на вход устройства сигналов с частотами выше 2,0 кГц (верхняя граница рабочей полосы частот измерительного органа защиты). Это можно осуществить двумя способами:

- 1) увеличением частоты дискретизации;
- 2) использованием во входных цепях защиты (каналы тока и производной напряжения нулевой последовательности) аналоговых фильтров с частотой среза > 2 кГц, которые одновременно будут защищать входные цепи защиты от разного рода импульсных и высокочастотных помех.

Рис. 16. Амплитудно-частотная характеристика цифрового фильтра при $f_d = 4$ кГцРис. 17. Фазочастотная характеристика цифрового фильтра при $f_d = 4$ кГц

Использование первого способа не снимает проблемы. АЧХ ЦФ будет повторяться, но уже с большим периодом. Способ неприемлем еще и

потому, что ведет к резкому увеличению требуемых вычислительных ресурсов и стоимости аппаратной части МП защиты. С этой точки зрения следует уменьшать частоту дискретизации. Однако это возможно только до известных пределов. При слишком низкой частоте дискретизации возможно появление значительных фазовых искажений сигналов dU_0/dt и I_0 , что может приводить к отказам функционирования алгоритма определения поврежденного присоединения при ОЗЗ и устройства защиты в целом.

Согласно теореме Котельникова гармонический сигнал может быть адекватно представлен дискретными отсчетами, если его частота не превышает половины частоты дискретизации – частоты Найквиста $f_H = f_d/2$.

Следовательно, при верхней границе рабочей полосы частот устройства защиты от ОЗЗ в 2 – 3 кГц частота дискретизации АЦП должна как минимум в два раза превышать верхнюю граничную частоту спектра входного сигнала, т.е. составлять не менее 4 – 6 кГц.

Подлежащий дискретизации входной сигнал при прерывистых и перемежающихся ОЗЗ может содержать спектральные составляющие с частотами до ~50 – 80 кГц и более, превышающими частоту Найквиста. Указанные частотные составляющие следует предварительно пропустить через ФНЧ с частотой среза, равной частоте Найквиста, при этом эти частотные составляющие будут потеряны. Сохранить их можно лишь путем повышения частоты дискретизации, что нецелесообразно, так как основная энергия сигналов (как было показано ранее) лежит в полосе частот 2 – 3 кГц.

Таким образом, использование во входных цепях защиты дополнительного ФНЧ исключает появление ложных частот благодаря отсутствию наложения «хвостов» соседних сдвинутых копий спектра, и, следовательно, диапазон частот входного сигнала $0 \dots \omega_d/2$ будет представлен в дискретном сигнале без искажений.

График рис. 18 показывает практически полное качественное и количественное совпадение АЧХ цифрового и аналогового (см. рис. 4) фильтров в области низких частот. При более высоких частотах (выше 250 Гц) наблюдаются довольно значительные отклонения характеристик цифрового фильтра от характеристик аналогового фильтра-прототипа.

Различие характеристик связано с трансформацией масштаба по оси частот цифрового фильтра при билинейном преобразовании. Частотные характеристики аналогового $K_A(\omega)$ и дискретного (цифрового) $K_D(\omega)$ фильтров связаны между собой следующим соотношением:

$$K_D(\omega) = K_A(\omega) \left(\frac{2}{T} \operatorname{tg} \left(\frac{\omega T}{2} \right) \right). \quad (129)$$

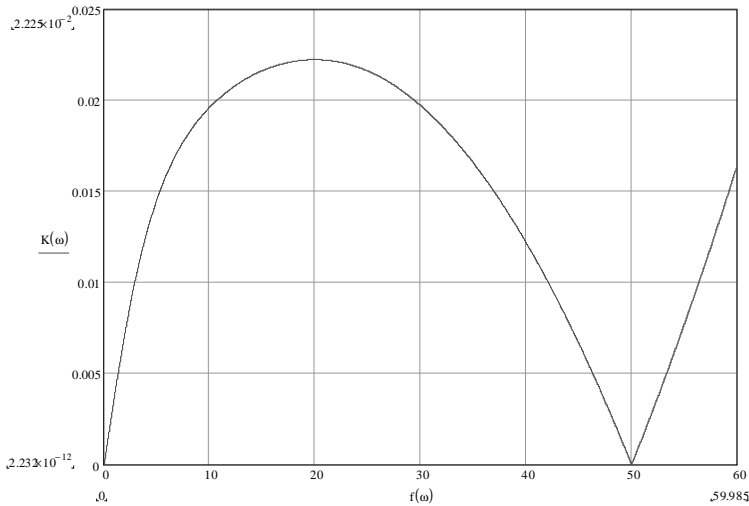


Рис. 18. АЧХ цифрового фильтра по методу билинейного преобразования в области низких частот

На низких частотах, когда $\omega T \ll 1$, тангенс примерно равен своему аргументу, так что $\frac{2}{T} \operatorname{tg} \left(\frac{\omega T}{2} \right) \approx \omega$. Поэтому в области низких частот час-

тотные характеристики аналогового и цифрового фильтров почти совпадают. По мере ускорения роста функции тангенса частотная характеристика цифрового фильтра все сильнее сжимается по горизонтали (ось частот) по сравнению со своим аналоговым прототипом и на частоте Найквиста, равной π / T , достигает значения, которое частотная характеристика аналогового фильтра будет иметь на бесконечной частоте.

Ослабление промышленной частоты $f = 50$ Гц в цифровом фильтре (рис. 18) при $f_D = 4$ кГц составляет $\sim 2,707 \cdot 10^4$ раз, что значительно меньше, чем у аналогового фильтра-прототипа (см. рис. 4), но является вполне приемлемым. Полученный цифровой фильтр, как и его аналоговый прототип, является устойчивой системой, так как амплитудно-фазовая характеристика (рис. 19) не охватывает точку с координатами $(1, j0)$ – критерий Найквиста.

Таким образом, разработанные модели цифровой фильтрации сигналов для микропроцессорной защиты от ОЗЗ и полученные выражения для расчета АЧХ, ФЧХ и АФХ позволяют уточнить параметры цифровых

фильтров защиты, сформулировать основные требования к ним, выбрать оптимальную частоту дискретизации входных сигналов, а также в дальнейшем оценить основные погрешности ЦФ:

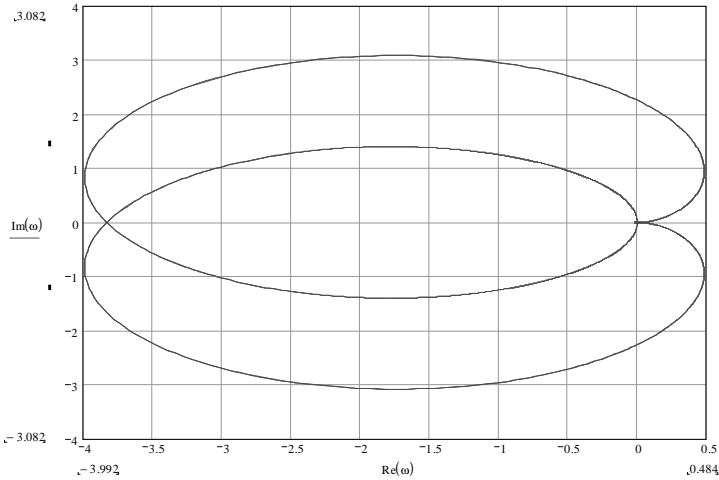


Рис. 19. Оценка устойчивости цифрового фильтра

- 1) погрешность аппроксимации заданных характеристик АФ;
- 2) неточность представления коэффициентов (округление до определенного числа разрядов, используемых микропроцессорной защитой);
- 3) квантование отсчетов входных сигналов;
- 4) округление результатов при вычислении входных отсчетов фильтра.

Заключение

1. Получены частотные характеристики аналогового фильтра-прототипа и цифровых фильтров, реализованных различными методами.

2. Выполнен сравнительный анализ частотных характеристик. Анализ показывает хорошее качественное и количественное совпадение характеристик фильтров в области низких частот и некоторое расхождение характеристик, обусловленное внутренней структурой цифровых фильтров, в области более высоких частот (выше 250 Гц).

3. Цифровые фильтры обеспечивают хорошее подавление промышленной частоты в выходном сигнале (не менее 6500 раз).

4. Разработана модель цифрового фильтра, позволяющая проанализировать работу фильтра при подаче на его вход сигналов, содержащих несколько частотных составляющих.

5. Проведен анализ недостатков цифровых фильтров, реализованных различными методами. Все рассмотренные цифровые фильтры работоспособны и ни один из них не имеет явных преимуществ. Выбор наиболее оптимального варианта фильтра должен осуществляться по результатам анализа работы измерительного органа микропроцессорной защиты от однофазных замыканий на землю.

Библиографический список

1. **Каганов В.И.** Радиотехника + компьютер + Mathcad. – М.: Горячая линия – Телеком, 2001. – 416 с.
2. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высш. шк., 2000. – 462 с.
3. **Дьяконов В.** Simulink 4. Специальный справочник. – СПб.: Питер, 2002. – 528 с.

УДК 621.316.925

Микропроцессорные средства противоаварийной автоматике локального уровня

*М.Ш. Мисриханов, д-р техн. наук,
И.А. Иванов, Д.Р. Любарский, В.Г. Наровлянский, кандидаты техн. наук,
А.Б. Ваганов, канд. физ.-мат. наук, А.А. Акинин, инж.*

В последние годы в энергосистемах РАО «ЕЭС России» для увеличения срока службы дорогостоящего первичного оборудования и его защиты разрабатываются и выпускаются отечественной промышленностью все более сложные современные микропроцессорные устройства (МП) релейной защиты (РЗ), происходит процесс внедрения МП устройств РЗ, изготовленных иностранными фирмами (IBB, SIEMENS, GEC ALSTOM и др.).

Реализация же широкого класса задач противоаварийной автоматики (ПА) в РАО «ЕЭС России», в том числе задач ПА воздушных линий (ВЛ) электропередачи напряжением 110 – 1150 кВ, в настоящее время связана с использованием электронной и часто электромеханической аппаратуры АО «ЧЭАЗ», характеризующейся ограниченными функциональными воз-

можностями, недостаточными показателями надежности, а также повышенными материалоемкостью и энергопотреблением.

Поэтому имеется потребность в устройствах ПА ВЛ с существенно расширенными функциональными возможностями, повышающими надежность функционирования энергосистем. Такие устройства должны иметь возможности интеграции в составе АСУ ТП энергообъектов и дистанционного оперативного изменения (перестройки) уставок.

Институтом «Энергосетьпроект» совместно с научно-производственным предприятием «Энергоизмеритель» выполнена разработка специализированного программируемого контроллера для реализации устройств (ПА) локального уровня [1].

Технические средства контроллера (в дальнейшем «устройства») выполняются в виде набора функциональных модулей, а его внешние связи осуществляются через ряд зажимов (клеммник), обеспечивающих подключение к ним проводников сечением до $2,5 \text{ мм}^2$.

Устройство обеспечивает:

- ввод токов и напряжений энергообъекта;
- формирование требуемого набора технологических параметров в соответствии с назначением устройства (относительная погрешность преобразования аналогового тракта составляет в полосе 40 Гц – 1 кГц не более 0,5 %).
- ввод дискретных сигналов;
- вывод дискретных сигналов в виде «сухого» контакта;
- интерфейс «человек – устройство»;
- интерфейс связи с верхним уровнем.

Ввод токов и напряжений энергообъекта осуществляется через согласующие трансформаторы тока и напряжения, обеспечивающие гальваническую развязку аппаратуры устройства от первичных трансформаторов тока и напряжения. Цепи переменного тока устройства длительно выдерживают ток $1,1I_{ном}$ и без повреждения ток до $40I_{ном}$ в течение 1 с. Цепи переменного напряжения длительно выдерживают напряжение $1,15U_{ном}$ и кратковременно (в течение 1 с) – $1,8U_{ном}$.

В устройстве предусмотрен приём до 8 независимых дискретных сигналов напряжения 220 В с током потребления не более 5 мА и гальванической развязкой 2500 В.

Интерфейс «человек – устройство» обеспечен защитой от несанкционированного доступа и осуществляет следующие функции:

- ввод и отображение уставок и других параметров настройки;

- отображение контролируемых аналоговых величин;
- ввод в действие и вывод из действия отдельных функций, выполняемых устройством;
- вывод кода неисправности, выявленной средствами внутренней диагностики;
- отображение текущего времени.

Питание устройства может осуществляться от источника переменного, постоянного или выпрямленного тока напряжением от 85 до 242 В с возможностью подключения любого из перечисленных источников (при этом полярность подключения источника постоянного тока не имеет значения).

Программное обеспечение (ПО) включает ПО устройства и ПО ЭВМ верхнего уровня.

ПО устройства осуществляет следующие функции:

- выполнение технологических алгоритмов в соответствии с назначением устройства;
- диагностирование и локализацию неисправностей;
- восстановление функционирования устройства при сбоях;
- ведение протокола событий с привязкой к астрономическому времени;
- интерфейс «человек – устройство»;
- интерфейс связи с верхним уровнем при функционировании в составе АСУ ТП энергообъекта по последовательному каналу RS-232 (485) (протокол связи согласуется с заказчиком).

ПО ЭВМ верхнего уровня обеспечивает:

- программную оболочку удаленного доступа к устройству;
- ввод и редактирование блоков уставок;
- запрос на получение текущей рабочей информации от устройства;
- ведение базы данных и архива рабочей информации.

Устройство снабжено ЖКИ-дисплеем (4 строки по 16 символов) и 4-кнопочной клавиатурой.

В устройстве предусмотрено формирование:

- обобщенных сигналов «Срабатывание» и «Неисправность» для центральной сигнализации на щите управления энергообъекта;
- подробной информации на дисплее устройства о неисправности с точностью до сменного блока и о выполнении функций в соответствии с задачами устройства;
- диагностической информации о состоянии устройства для персонала любого уровня, в том числе передаваемой в устройство верхнего уровня.

В устройстве предусмотрены выходные реле (напряжение изоляции катушка-контакт 5 кВ переменного тока), обеспечивающие исполнительные воздействия противоаварийного управления в соответствии с назначением устройства.

Контакты выходных реле обеспечивают коммутацию нагрузки 30 В·А в цепях постоянного тока с постоянной времени не более 0,04 с при напряжении не выше 250 В (при активной нагрузке обеспечивается коммутация тока до 0,3 А при напряжении постоянного тока до 300 В).

На основе разработанного контроллера научно-производственным предприятием «Энергоизмеритель» совместно с институтом «Энергосетьпроект» реализованы:

- устройство автоматики выявления и ликвидации асинхронного режима АЛАР-М;
- серия индикаторов места повреждения на ВЛ типа МИР-3, МИР-Р (с функциями регистратора процессов).

Микропроцессорное устройство автоматики ликвидации асинхронного режима (АЛАР-М) предназначено для использования в электрических сетях напряжением 500 кВ и выше, а также в наиболее ответственных сетях 150 – 330 кВ.

Принцип действия устройства основан на использовании разработанного в ОАО «Институт “Энергосетьпроект”» алгоритма распознавания двухмашинного асинхронного режима на контролируемом участке электроэнергетической системы (ЭЭС) [2]. Указанный алгоритм построен на расчетном определении векторов напряжений и углов между ними в четырех узлах ЭЭС, два из которых связаны с точками приложения ЭДС эквивалентных генераторов, а два других – с узлами, ограничивающими контролируемую зону. Расчет векторов напряжений в узлах приложения эквивалентных ЭДС и контролируемых узлах ЭЭС осуществляется в реальном времени асинхронного режима (АР) на основе измеряемых токов и напряжения в месте включения устройства с учетом набора эквивалентных сопротивлений соответствующих участков ЭЭС, задаваемых в блоке уставок.

Базовое исполнение устройства АЛАР-М предназначено для работы в двухмашинном асинхронном режиме ЭЭС, однако его программно-аппаратные решения позволяют (по согласованию с заказчиком) расширить функциональные возможности устройства для выявления и ликвидации трехмашинного АР с селективным делением ЭЭС.

Программное обеспечение устройства реализует также ряд «сервисных» функций: отображение значений измеряемых сигналов; отображе-

ние расчетных контролируемых величин (мощности, углы, напряжения контролируемых узлов, а также другие параметры по согласованию с заказчиком); изменение и просмотр уставок; тестирование и диагностику неисправностей; отображение на ЭВМ векторных диаграмм токов и напряжений; регистрацию и отображение контролируемых аналоговых сигналов; связь с верхним уровнем по интерфейсу RS-232.

Микропроцессорный индикатор расстояния типа МИР-3 (таблица) предназначен для определения расстояния до места короткого замыкания (КЗ) на воздушных линиях электропередачи напряжением 110 кВ и выше различных конфигураций (с односторонним и двусторонним питанием, при наличии ответвления, при наличии параллельных линий). Индикаторы МИР-3 являются усовершенствованной версией индикатора МИР-1 и разработаны с учетом многолетней эксплуатации (с начала 90-х годов) устройств типов МФИ, ФПМ, МИР-1 [3]. В индикаторах типа МИР-3 используется новая версия программного обеспечения, позволившая уменьшить погрешности определения расстояния до места КЗ в целом ряде режимов.

В индикатор встроены часы реального времени и 2-строчный ЖК-индикатор по 16 символов в строке, позволяющий реализовать русскоязычный интерфейс. При этом в памяти индикатора сохраняются последние 20 замеров, а ввод уставок может осуществляться с помощью клавиатуры на лицевой панели устройства.

Индикаторы типа МИР-3 обеспечивают фиксацию 2 последовательных аварийных ситуаций, интервал между которыми не менее 1,66 с (режим предназначен для работы в цикле АПВ), и сохраняют в памяти последние 20 неотрицательных результатов, не превышающих расстояние блокировки расчета (успешный пуск). Расстояние блокировки расчета регулируется от 0 до 499 км.

Пуск индикатора осуществляется по аварийным составляющим или от внешнего контакта.

Питание индикатора осуществляется от сети постоянного или переменного тока напряжением 110/220В, полярность подключения при этом не имеет значения.

Обеспечено автоматическое тестирование устройства при подаче напряжения питания и принудительно с помощью клавиатуры.

В индикаторе фиксируются поврежденные фазы, расстояние до места КЗ (в километрах), время и дата КЗ, значения токов и напряжений аварийного режима.

На табло индикатора выводятся величины симметричных составляющих напряжений и токов, а также фазные (а также нулевой последовательности) значения токов и напряжений в полярной системе координат (величина, угол), позволяющие построить векторные диаграммы нагрузочного и аварийного режимов.

Уставки МИР-3 регулируются в следующих пределах:

- удельное реактивное сопротивление линии прямой последовательности x_1 , Ом/км, $- 0,000 \div 0,999$;
- удельное активное сопротивление линии прямой последовательности r_1 , Ом/км, $- 0,000 \div 0,999$;
- удельное реактивное сопротивление линии нулевой последовательности x_0 , Ом/км, $- 0,000 \div 1,999$;
- удельное активное сопротивление линии нулевой последовательности r_0 , Ом/км, $- 0,000 \div 1,999$;
- коэффициент взаимоиндукции параллельной линии $K_M - 0,000 \div 3,999$;
- реактивное сопротивление нулевой последовательности ответвления $X_{отв}$, Ом, $- 000 \div 499$;
- длина участка линии до ответвления $L_{отв}$, км, $- 000 \div 499$;
- длина участка линии с взаимоиндукцией L_M , км, $- 000 \div 499$;
- коэффициент блокировки расчета по току обратной последовательности K_b – от $0,1I_n$ до $2,0I_n$ через $0,05$;
- длина линии $L_{лин} - 0 \div 499$ км (если результат больше длины линии, то он не запоминается);
- режим связи – REMI или МИР;
- режим пуска – АВАР или КОНТ (по АВАРийным составляющим или от КОНТакта);
- время задержки расчета с момента пуска – $10 - 200$ мс с шагом 10 мс;
- время и дата;
- номинальный первичный ток измерительных трансформаторов тока линии $I_n(1)$, А, $- 200, 300, 400, 500, 600, 750, 800, 1000, 1200, 1500, 2000, 2500, 3000, 3500, 4000$;
- номинальный первичный ток измерительных трансформаторов тока параллельной линии $I_{лм}(1)$, А, $- 200, 300, 400, 500, 600, 750, 800, 1000, 1200, 1500, 2000, 2500, 3000, 3500, 4000$;
- номинальное первичное напряжение измерительных трансформаторов напряжения линии $U_n(1)$, кВ, $- 110, 150, 220, 330, 500, 750$.

Все уставки доступны для просмотра, изменения возможны только при вводе пароля.

В индикаторе предусмотрена возможность автоматической передачи информации успешного пуска на внешние устройства приема информации (РЕМИ-К или МИР-Р). По указанию заказчика возможна передача информации о КЗ и действующих уставках по каналам телемеханики.

В индикаторе реализован режим принудительного пуска для анализа нагрузочного режима.

Краткие технические характеристики приборов типа МИР-3

Наименование	U_1 , кВ (1)	I_1 , кА (1)	I_2 , А	Диапазон по I_2 , А	$L_{кз}$, км (2)	δ , %
МИР-3-11	110 – 750	0,2 – 4	1	0,2 – 20	200(500)	1,5
МИР-3-21	110 – 750	0,2 – 4	1	0,4 – 40	200(500)	1,5
МИР-3-15	110 – 750	0,2 – 4	5	1 – 100	200(500)	1,5
МИР-3-25	110 – 750	0,2 – 4	5	2 – 200	200(500)	1,5

(1) Значения параметров выбираются из стандартного ряда и регулируются дискретно. Могут быть изменены по желанию заказчика.

(2) Достигается применением специального программного обеспечения.

Габаритные размеры МИР-3: 298 мм × 256 мм × 156 мм, масса 5,6 кг.

Микропроцессорный индикатор-регистратор расстояния типа МИР-Р предназначен для определения расстояния до места повреждения (ОМП) на линиях электропередачи напряжением 110 кВ и выше различных конфигураций (с односторонним и двусторонним питанием, при наличии ответвления, при наличии параллельных линий). Наряду с функцией ОМП индикатор может осуществлять функции регистратора аварийных процессов с «запоминанием» осциллограммы продолжительностью 16 с (длительность записи аварии может быть фиксирована или связана с окончанием аварийного процесса, а длительность записи предаварийного режима составляет 40 мс); концентратора для получения и передачи информации на верхний уровень от 4 индикаторов типа МИР-1 или МИР-3.

В индикаторе фиксируется и выводится следующая информация: расстояние до места повреждения, вид КЗ, дата и время аварии; аварийные составляющие токов и напряжений. Вид представления информации о токах и напряжениях (фазные значения, симметричные составляющие, ортогональные составляющие и т.п.) выполняется по желанию заказчика. Для отображения информации служит 4-строчный алфавитно-цифровой ЖК-индикатор со светодиодной подсветкой с 16 символами в строке. Ввод уставок производится посредством клавиатуры индикатора либо с

помощью персонального компьютера непосредственно или по телефонным каналам через модем. Индикатор ведет протокол событий, в котором в том числе запоминаются последние 10 замеров расстояния. Все события фиксируются с привязкой к реальному времени. Обеспечивается прием и передача данных через последовательный канал связи непосредственно на персональный компьютер или через модем по коммутируемым телефонным линиям связи (поставка модема в комплекте с индикатором уточняется при заказе).

Программное обеспечение пользователя, поставляемое в комплекте с индикатором, позволяет осуществлять:

- связь с индикатором непосредственно или по телефонным каналам связи;
- считывание информации; изменение уставок;
- перепрограммирование индикатора (в режиме непосредственной связи с ПК);
- просмотр и анализ осциллограмм и векторных диаграмм индикатора с помощью СРВА (поставляется при спецзаказе).

Питание индикатора осуществляется от источника постоянного, переменного или выпрямленного тока напряжением от 85 до 242 В, полярность подключения при этом не имеет значения.

Обеспечено автоматическое тестирование устройства при подаче напряжения питания и принудительно с помощью клавиатуры.

Габаритные размеры МИР-Р: 269 мм × 210 мм × 132 мм, масса 5 кг.

В настоящее время по техническому заданию и при участии ОАО «Институт “Энергосетьпроект”» завершена разработка микропроцессорного устройства автоматики ограничения повышения напряжения АОПН-М, а также выполняется разработка наиболее массового устройства ПА локального уровня – микропроцессорного устройства фиксации отключения линии (ФОЛ-М). При этом из-за специальных требований к устройству АОПН-М с точки зрения, например, частотного спектра контролируемых сигналов был разработан специальный блок ввода и преобразования контролируемых электрических величин с минимально возможным временем преобразования [4].

Библиографический список

1. **Микропроцессорные** устройства противоаварийной автоматики локального уровня / И.В. Якимец, В.Г. Наровлянский, А.Б. Ваганов, Д.Р. Любарский, И.А. Иванов // Релей-

ная защита и автоматика энергосистем 2000: Тез. докл. XIV научно-технической конференции. – М.: ВВЦ. – С. 138–139.

2. **Якимец И.В., Глушкин И.З., Наровлянский В.Г.** Выявление асинхронного режима энергосистемы на основе измерения угла между ЭДС эквивалентных генераторов // Электричество. – 1996. – №9. – С. 10–16.

3. **Алгоритмы** функционирования и опыт эксплуатации микропроцессорных устройств определения места повреждения линий электропередачи / А.К. Белотелов, А.-С.С. Саухатас, И.А. Иванов, Д.Р. Любарский // Электричество. – 1997. – №12. – С. 7–12.

4. **Акинин А.А., Любарский Д.Р., Россовский Е.Л.** Средства ввода и преобразования электрических величин для микропроцессорных устройств релейной защиты и противоаварийной автоматики энергосистем // Современные энергетические системы и комплексы и управление ими: Материалы III междунар. науч.-практ. конф. – Новочеркасск: ЮРГТУ, 2003. – Ч. 2 – С. 46–50.

УДК 621.316.925

Критерии оценки тяжести короткого замыкания для выбора управляющих воздействий противоаварийной автоматики по условиям динамической устойчивости энергосистем

*М.Ш. Мисриханов, д-р техн. наук,
К.С. Дмитриев, Д.Р. Любарский, кандидаты техн. наук*

Введение. Динамическая устойчивость электроэнергетических систем зависит от тяжести коротких замыканий (КЗ), нагрузки генераторов в предшествующем режиме и от условий послеаварийного режима.

Тяжесть КЗ определяется его видом, местом и продолжительностью. Возникающее при КЗ ускорение вращения генераторов, которое может привести к нарушению динамической устойчивости, определяется в конечном счете сбросом электромагнитного момента на валу генератора, который непосредственно определять не представляется возможным. Поэтому для фиксации тяжести КЗ используют, как правило, доступные для измерения величины, связанные со сбросом электромагнитного момента на валу генератора, в частности сброс полной трехфазной активной мощности и напряжения прямой последовательности, а также их продолжительность. Именно на основе таких измерений выполняются традиционные устройства фиксации тяжести КЗ, используемые для автоматической дозировки управляющих воздействий противоаварийной автоматики по условиям сохранения динамической устойчивости энергосистем.

Вместе с тем указанные величины не всегда достоверно характеризуют тяжесть КЗ. Поэтому важной задачей является исследование и выбор наиболее представительных параметров для автоматического ранжирования тяжести КЗ различных видов и более точной дозировки весьма ответственных управляющих воздействий противоаварийной автоматики энергосистем.

Указанная задача является актуальной в связи с широким внедрением для целей управления в электроэнергетике современных программно-технических средств, которые позволяют использовать более представительные критерии для оценки тяжести возмущений режимов электроэнергетических систем при различных видах КЗ. При этом становится возможной более точная дозировка управляющих воздействий противоаварийной автоматики, основанная на «интеллектуальных» возможностях программируемых устройств.

Анализируются способы оценки тяжести КЗ для выбора управляющих воздействий по предотвращению нарушения динамической устойчивости и предложены наиболее представительные параметры для автоматического ранжирования тяжести различных видов КЗ.

Анализ известных критериев оценки тяжести коротких замыканий для выбора управляющих воздействий по условиям динамической устойчивости. До настоящего времени используются два основных способа (с некоторыми вариациями) оценки тяжести КЗ в сети по условиям динамической устойчивости (ДУ) [1, 2].

В первом из них, признаваемом более точным, количественным критерием тяжести КЗ служит величина сброса (наброса) активной мощности генератора, станции или сечения сети, определяемая как разность между значениями мощности в начальный момент КЗ и перед КЗ. Во втором способе количественным критерием тяжести КЗ является снижение напряжения прямой последовательности U_1 .

Поскольку сброс мощности или косвенно характеризующее его снижение напряжения прямой последовательности определяют ускорение генераторов, но не скорость и не взаимные углы между роторами генераторов, которыми определяется ДУ, то необходим учет длительности КЗ, что и выполняется в обоих способах оценки тяжести КЗ. Кроме того, при определении размеров УВ учитывается доаварийная нагрузка генераторов, чем она больше, тем более интенсивным будет УВ. Таким образом, тяжесть КЗ тем больше, чем больше сброс мощности или снижение напряжения U_1 , чем дольше длится КЗ и чем больше были нагружены генераторы перед КЗ.

Так как величина сброса мощности генератора неоднозначно связана с уменьшением напряжения прямой последовательности, контролируемого в каком-то узле (даже если этот узел – шины генератора), то оценка снижения напряжения $U1$ далеко не всегда годится в качестве критерия тяжести КЗ. Так при трехфазном КЗ в середине длинной линии электропередачи (ЛЭП), соединяющей две станции, напряжение $U1$ на шинах обеих станций изменится незначительно, хотя произойдет полный сброс передаваемой по ЛЭП мощности и может быть нарушена устойчивость параллельной работы этих двух станций или подсистем ЭЭС. Поэтому необходима проверка «представительности» [2] величины $\Delta U1$ снижения напряжения прямой последовательности для оценки по нему тяжести КЗ и определения необходимой дозы УВ. Такую проверку выполняют расчетным путем, определяя зависимости предельной передаваемой мощности в предшествующем режиме P_{nep}^l от величины $\Delta U1$, варьируемой изменением сопротивления трехфазного индуктивного шунта в месте измерения $\Delta U1$ [2].

Для измерений сброса мощности в промышленных установках фиксации тяжести КЗ используют датчики полной трехфазной активной мощности P [3, 4, 5], которая в установившемся режиме КЗ равна алгебраической сумме активных мощностей составляющих тока и напряжения прямой ($P1$), обратной ($P2$) и нулевой ($P0$) последовательностей [6]:

$$P = P1 + P2 + P0.$$

Однако электромагнитный момент вращения на валу генератора определяется не полной активной мощностью P (в общем случае несимметричных КЗ), поскольку воздействие на генератор токов прямой, обратной и нулевой последовательностей качественно разное. Соответственно различным должен быть и их учет.

Ток нулевой последовательности не протекает в обмотках генераторов, поскольку генераторы имеют изолированную или заземленную через дугогасящий реактор нейтраль, и, кроме того, присоединение генераторов к сети выполняется через трансформаторы с соединением обмоток по схеме «звезда – треугольник», которые отделяют генераторы в схеме нулевой последовательности от сети.

Ток обратной последовательности создает в генераторе поток обратной последовательности, вращающийся относительно ротора со скольжением $2-S$, где S – скольжение ротора относительно поля прямой последо-

вательности. При этом в контурах ротора наводятся токи двойной частоты и возникают дополнительные составляющие электромагнитного момента генератора, основными из которых являются (выражения для дополнительных составляющих момента приведены для генератора без успокоительной обмотки) [7]:

- момент постоянного знака, направленный противоположно основному электромагнитному моменту машины от ее возбуждения в продольной оси,

$$M_0 = -U_2^2 \cdot \frac{x_d - x'_d}{4x_d - x'_d} \cdot \sin 2\varphi_s; \quad (1)$$

- момент, пульсирующий с частотой ~ 100 Гц,

$$M_{100} = \frac{E_Q \cdot U_2}{x_d} \cdot \cos 2t + U_1 \cdot U_2 \cdot \frac{x_d - x_q}{x_d - x_q} \cdot \cos(\delta - 2t) - U_1 \cdot U_2 \cdot \frac{x_d - x'_d}{x_d - x'_d} \cdot \sin \delta_0 \cdot \cos \varphi_s \cdot \sin(2t + \varphi_s); \quad (2)$$

- момент, пульсирующий с частотой ~ 200 Гц,

$$M_{200} = U_2^2 \cdot \frac{x_d - x_q}{2x_d - x_q} \cdot \sin 4t - U_2^2 \cdot \frac{x_d - x'_d}{2x_d - x'_d} \cdot \cos \varphi_s \cdot \sin(4t + \varphi_s), \quad (3)$$

где $U_2 = I_2 \cdot x_2$ – напряжение обратной последовательности на зажимах генератора (I_2, x_2 – ток обратной последовательности и сопротивление обратной последовательности генератора); U_1 – напряжение прямой последовательности на зажимах генератора; x_d, x'_d, x_q – индуктивные сопротивления генератора по продольной и поперечной осям; t – относительное время, рад (при базисном значении времени $t = 1/\omega_0$, где ω_0 – синхронная угловая частота); δ_0 – внутренний угол генератора в момент, предшествующий замыканию;

$$\varphi_s = \arctg \frac{1}{s T'_d} \quad (4)$$

(T'_d – постоянная времени затухания переходных составляющих тока статора); E_Q – фиктивная ЭДС генератора, определяемая током статора в предшествующем КЗ режиме.

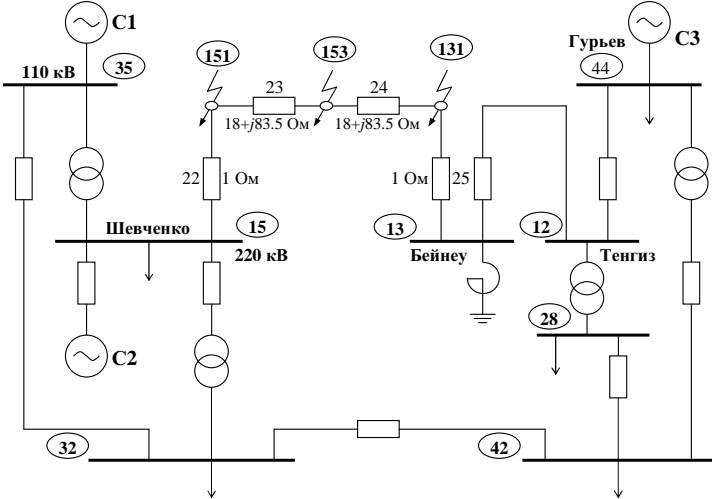
Пульсирующие с частотой 100 и 200 Гц составляющие момента имеют среднее за период (или за один оборот ротора) значение, равное нулю. Постоянная составляющая M_0 , создаваемая током I_2 , относительно невелика.

Поэтому электромагнитный момент генератора практически определяется напряжением и током прямой последовательности. Это означает, что при оценках тяжести КЗ по сбросу мощности как при расчетах параметров настройки противоаварийной автоматики (ПА), так и при измерениях в реальном времени устройствами ПА следует использовать активную мощность прямой последовательности, а не полную активную мощность.

Количественные оценки различий между активной мощностью прямой последовательности и полной трехфазной активной мощностью при различных видах несимметричных КЗ выполнены на конкретном примере расчетов переходных процессов по программе «ТКЗ-ЛПИ-М» [8], предназначенной для расчета переходных процессов при сложносимметричных повреждениях электрических сетей. Расчеты выполнены для случаев КЗ в различных точках длинной линии 220 кВ Шевченко – Бейнеу в сети Гурьевской энергосистемы, упрощенная схема которой приведена на рисунке. На рассматриваемой ВЛ, соединяющей узлы 15 (Шевченко) и 13 (Бейнеу), для определения электрических величин при КЗ введены вспомогательные «узлы» – два (151 и 131) вблизи концов линии, отделенные от шин активными сопротивлениями $R = 1$ Ом, и один (153) в середине линии, длина которой составляет 400 км. В этих точках линии и рассматриваются короткие замыкания. В исходном нормальном режиме по линии от узла 151 передается активная мощность $P_{151}^I = 46,4$ МВт; к узлу 131 подходит мощность $P_{131}^I = 45,6$ МВт, потери в линии составляют 0,8 МВт.

Расчеты электрических величин при коротких замыканиях в точках 151, 153, 131 были выполнены в полной схеме замещения сети, содержащей 52 узла, 62 ветви, 9 генераторов, 1 синхронный компенсатор, 33 узла нагрузки и 14 трансформаторов. Сеть имеет 5 ступеней напряжения: 10, 35, 110, 220 и 500 кВ.

Для определения потоков мощности по концам линии 15 – 13 Шевченко – Бейнеу при КЗ и сброса мощности использовались значения симметричных составляющих токов и напряжений по концам линии в начале процесса КЗ.



Упрощенная расчетная схема сети

По этим исходным данным были рассмотрены для обоих концов линии 15 – 13 при различных видах КЗ значения полной трехфазной активной мощности

$$P_{3\phi} = \dot{U}_A^* \cdot I_A + \dot{U}_B^* \cdot I_B + \dot{U}_C^* \cdot I_C \quad (5)$$

и активных мощностей симметричных составляющих:
прямой последовательности

$$P1 = 3 \cdot \text{Re}(\dot{U}1 \cdot I1)^* \quad (6)$$

обратной последовательности

$$P2 = 3 \cdot \text{Re}(\dot{U}2 \cdot I2)^* \quad (7)$$

и нулевой последовательности

$$P_0 = 3 \cdot \operatorname{Re}(\dot{U}_0 \cdot I_0^*), \quad (8)$$

где $(\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C)$ и (I_A, I_B, I_C) – комплексы фазных напряжений и сопряженные комплексы фазных токов по концам линии; $(\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{U}_0)$ и (I_1, I_2, I_0) – комплексы напряжений прямой (1), обратной (2) и нулевой (0) последовательностей и сопряженные комплексы токов 1, 2, 0-й последовательностей.

Сброс мощности при КЗ определяется как алгебраическая разность между активной мощностью в предшествующем режиме P^I и мощностью в начальный момент КЗ – прямой последовательности P_1 (для рекомендуемого в настоящей работе способа определения сброса мощности) или полной трехфазной активной мощностью $P_{3\phi}$:

$$\Delta P_1 = P^I - P_1, \quad (9)$$

$$\Delta P_{3\phi} = P^I - P_{3\phi}. \quad (10)$$

Абсолютная методическая погрешность измерения сброса мощности, передаваемой по линии, существующими устройствами ПА, использующими датчики трехфазной активной мощности, определяется разностью между активной мощностью прямой последовательности и полной трехфазной активной мощностью:

$$\Delta P = P_1 - P_{3\phi}. \quad (11)$$

Относительная методическая погрешность измерения сброса активной мощности определяется как отношение абсолютной методической погрешности к значению сброса мощности прямой последовательности:

$$\delta P = \frac{P_1 - P_{3\phi}}{P^I - P_1} \cdot 100\%. \quad (12)$$

Положительные направления для токов и мощностей приняты для обоих концов линии от шин – в линию.

Значения симметричных составляющих токов и напряжений при КЗ и результаты расчетов параметров мощностей и погрешностей из-

*Критерии оценки тяжести короткого замыкания для выбора
управляющих воздействий противоаварийной автоматики
по условиям динамической устойчивости энергосистем*

мерения сброса мощности приведены в таблице, в которой использованы следующие обозначения видов КЗ:

$K_A^{(1)}$ – однофазное металлическое КЗ на землю фазы А;

$K_{BC}^{(2)}$ – двухфазное металлическое КЗ между фазами В и С;

$K_{AB}^{(1,1)}$ – двухфазное металлическое КЗ между фазами А, В и землей;

$K_{BC}^{(2)} + K_{B(Rn)}^{(1)}$ – двухфазное металлическое КЗ между фазами В и С и замыкание фазы В на землю через переходное сопротивление $Rn = 15$ Ом.

**Сравнение потоков активной мощности прямой последовательности
и полной трехфазной активной мощности по концам ВЛ 220 кВ (15 – 13)
при несимметричных КЗ на ней в начальный момент времени КЗ**

Номер варианта	1		2		3		4		5	
Точка КЗ	151		151		153		131		131	
Вид КЗ	$K_A^{(1)}$		$K_{BC}^{(2)}$		$K_{BC}^{(2)} + K_{B(Rn)}^{(1)}$		$K_A^{(1)}$		$K_{AB}^{(1,1)}$	
Номер контролируемого узла	15	13	15	13	15	13	15	13	15	13
$U1$, кВ	88,27	106,3	64,61	92,77	122,8	80,06	133,6	102,97	128,6	55,37
$\arg(U1)$, град	-36,4	-41	-39,4	-42,4	-35,9	-42,2	-35,4	-39,5	-35,5	-39,9
$U2$, кВ	42,24	22,88	63,01	34,13	9,14	39,03	2,67	29,9	4,84	54,21
$\arg(U2)$, град	146,8	143,5	-31,7	-34,4	-33,1	-38,8	144	138	207	201
$U0$, кВ	45,06	17,62	0	0	2,88	29,46	2,06	73,1	1,53	54,4
$\arg(U0)$, град	151,9	148,8	0	0	-20,2	-27,5	149,4	142	85,5	80,9
Номер контролируемой ветви	22	25	22	25	22	25	22	25	22	25
$I1$, кА	2,68	0,073	4,023	0,131	0,718	0,23	0,128	0,113	0,378	0,384
$\arg(I1)$, град	244,3	203	245,5	225,4	25,7	235	-86,1	211,5	252,3	234
$I2$, кА	2,74	0,13	4,087	0,194	0,583	0,241	0,165	0,186	0,298	0,337
$\arg(I2)$, град	242,7	244	64,4	65,6	62,6	62,7	239,3	239,8	-57,7	-57,3
$I0$, кА	2,81	0,057	0	0	0,179	0,095	0,128	0,236	0,095	0,176
$\arg(I0)$, град	242,8	246	0	0	70,6	69,6	240,3	239	179,3	178
$P_{3\phi}$, МВт	89,98	-12,22	115,87	7,317	124,24	0,26	32,37	-21,78	44,157	-10,4
$P1$, МВт	131,63	-10,24	193,94	10,903	125,82	6,924	32,5	-13,7	44,563	4,26
$P2$, МВт	-35,69	-1,61	-78,07	-3,586	-1,56	-5,626	-0,122	-1,69	-0,4	-11,11
$P0$, МВт	-5,96	-0,37	0	0	-0,022	-1,038	-0,012	-6,4	-0,006	-3,546
$\Delta P_{3\phi} = P1 - P_{3\phi}$, МВт	-43,48	-33,4	-69,44	-52,9	-77,82	-45,9	14,06	-25,8	2,27	-35,2
$\Delta P1 = P1 - P1$, МВт	-85,2	-35,4	-147,5	-56,5	-79,4	-52,5	13,92	-31,9	1,86	-49,9
$\Delta P = P1 - P_{3\phi}$, МВт	41,65	1,98	78,07	3,59	1,58	6,66	0,134	8,09	0,406	14,66
ΔP , %	-49	-5,6	-52,9	-6,3	-2	-12,7	0,9	-25,3	21,8	-29,4

Как видно из приведенных числовых результатов (см. таблицу), относительная методическая погрешность измерения (фиксации) сброса (или наброса) активной мощности прямой последовательности при несимметричных КЗ различных видов на линии 220 кВ лежит в пределах от -53 до $+22$ %. Наибольшее абсолютное значение погрешности фиксации сброса (наброса) мощности имеет место при двухфазном КЗ в начале линии (вариант 2 в таблице) и составляет 78 МВт, что является значительной величиной для электропередачи класса 220 кВ – порядка 50 % от предела статической устойчивости данной линии. При этом измеренное по полной трехфазной активной мощности значение сброса мощности будет увеличено на указанные 78 МВт, что может повлечь соответствующее излишнее отключение генерирующей мощности.

Важно отметить, что размер избыточной мощности турбины при КЗ вблизи генератора, создающей ускорение ротора, будет меньше сброса мощности прямой последовательности ΔP_1 , измеренного на выводах генератора, на величину потерь активной мощности в самом генераторе, переменную во времени. Например, при внезапном трехфазном КЗ на выводах генератора, работавшего с номинальной мощностью нагрузки, его внутренние потери в течение первых 2 – 3 периодов превышают полный сброс мощности [9], поэтому ротор в это время не разгоняется, а притормаживается. Наибольшее тормозящее действие создает знакопостоянный электромагнитный момент, пропорциональный мощности потерь в роторе, вызванных аperiodическими составляющими токов фаз статора.

По мере затухания аperiodических составляющих токов их тормозное действие ослабевает и под действием избыточного момента турбины (он пропорционален теперь сбросу мощности) ротор ускоряется.

В указанном примере [9] к моменту отключения КЗ относительный угол ротора оказывается близким к его начальному значению перед КЗ и скольжение примерно в три раза меньшим, чем рассчитанное без учета асинхронных тормозных моментов по величине ΔP_1 . Такое влияние внутренних потерь активной мощности в генераторах при переходных процессах во время КЗ может быть учтено при расчетах дозирования УВ противоаварийной автоматики. При этом расчетному значению сброса мощности прямой последовательности ΔP_1 может быть поставлено в соответствие меньшее значение необходимой для отключения мощности генератора, достаточное для сохранения динамической устойчивости.

Критерии тяжести коротких замыканий для динамической устойчивости. Интенсивность возмущения при КЗ характеризуется сбросом ак-

тивной мощности прямой последовательности генераторов ΔP^I , снижением напряжения прямой последовательности ΔU^I или остаточным напряжением прямой последовательности U^I на зажимах генераторов во время КЗ, длительностью КЗ, а также доаварийной активной мощностью генераторов P^I .

Снижение напряжения ΔU^I характеризует электрическую близость точки КЗ (точки в схеме замещения прямой последовательности, в которой напряжение прямой последовательности равно нулю).

При несимметричных КЗ точка КЗ с нулевым потенциалом электрически удаляется от действительного места КЗ на дополнительное реактивное сопротивление, которое зависит от вида КЗ и от результирующих сопротивлений обратной и нулевой последовательностей.

Сброс активной мощности прямой последовательности, определяемый как разность между активной мощностью генераторов в доаварийном режиме P^I и их активной мощностью прямой последовательности (трехфазной) в начале КЗ – $P^{I^{KЗ}}$,

$$\Delta P^I = P^I - P^{I^{KЗ}} \quad (13)$$

характеризует избыточную мощность турбины генератора при КЗ вне зависимости от вида и места КЗ в сети. Сброс мощности является наиболее правильной характеристикой тяжести возмущения, поскольку он определяет ускорение движения роторов генераторов не только при КЗ, но также и при разрывах транзитных электропередач, когда напряжение прямой последовательности на генераторах отправной энергосистемы не только не понижается, но и возрастает.

Длительность КЗ – $t_{KЗ}$ вместе с величиной сброса мощности ΔP^I определяет величину накопленной ротором во время КЗ избыточной кинетической энергии, приращений скорости движения и угла ротора относительно синхронно вращающейся оси, то есть тяжесть КЗ тем больше, чем больше сброс активной мощности прямой последовательности ΔP^I и длительность КЗ $t_{KЗ}$.

Заключение

Сброс активной мощности прямой последовательности ΔP^I характеризует ускорение «абсолютного» движения роторов, а для динамической устойчивости ЭЭС существенным является относительное движение роторов различных станций. Однако для современных объединенных энергосистем, мощность которых многократно превышает мощности отдельных генерато-

ров и даже станций, частота эквивалентного генератора системы при КЗ практически остается неизменной. Поэтому значения сброса мощности генераторов, являющиеся локальными характеристиками возмущения режима, достаточно точно характеризуют движение данных генераторов относительно эквивалентного генератора энергосистемы и могут служить представительными параметрами тяжести возмущения для определения размеров УВ.

Библиографический список

1. Беркович М.А., Комаров А.Н., Семенов В.А. Основы автоматики энергосистем. – М.: Энергоиздат, 1981.
2. Иофьев Б.И. Автоматическое аварийное управление мощностью энергосистем. – М.: Энергия, 1974.
3. Розенблом Ф.М. Измерительные органы противоаварийной автоматики энергосистем. – М.: Энергоиздат 1981.
4. Быстродействующие преобразователи параметров режима электрических сетей / В.Г. Киракосов, Я.Н. Лугинский, А.Н. Новаковский, В.К. Стрючков. – М.: Энергоатомиздат, 1986.
5. Киракосов В.Г., Лугинский Я.Н., Новаковский А.Н. Датчик мощности для устройств противоаварийной автоматики // Тр. ВНИИЭ. – М.: Энергия, 1967. – Вып. XXIX. – С. 256–263.
6. Основы электротехники / Под ред. К.А. Круга. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1952.
7. Тер-Газарян Г.Н. Несимметричный режим работы гидрогенераторов. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1956.
8. Масленников В.А. Разработка методики расчёта токов короткого замыкания во времени и их исследование в электроэнергетических системах с высокой концентрацией генерирующего оборудования: Дис... канд. техн. наук. – Л.: ЛПИ, 1984.
9. Важнов А.И. Переходные процессы в машинах переменного тока. – Л.: Энергия, 1980.

УДК 621.316.925

Системы визуализации и анализа регистрируемых процессов

*М.Ш. Мисриханов, д-р техн. наук,
Д.Р. Любарский, канд. техн. наук, Е.Л. Россовский, инж.*

В последние годы на энергетических объектах РФ успешно эксплуатируются различные цифровые системы отображения регистрируемых процессов (НЕВА, ПАРМА, АУРА, REMI и др.) отечественных и зарубежных разработок.

Вместе с тем [1] ни одна из рассмотренных систем не рассчитана на работу с регистраторами различных типов, отличающихся друг от друга числом аналоговых и дискретных каналов, а также назначением аналого-

вых каналов по типу электрической величины (току или напряжению). Кроме того, оказались несовершенными средства для добавления в систему нового прибора, дающие возможность удобным образом описать совокупность характеризующих его параметров.

Для решения отмеченных и других подобных проблем в состав разработанной системы визуализации и анализа регистрируемых процессов была включена база данных устройств регистрации, наличие которой сняло все вопросы по конфигурированию системы.

База данных устройств регистрации состоит из таблиц, имеющих следующие названия:

- «Объекты и параметры связи с объектами»;
- «Паспортные данные устройств»;
- «Устройства на объектах»;
- «Параметры аналоговых сигналов»;
- «Параметры дискретных сигналов»;
- «Уставки аналоговых входов»;
- «Уставки присоединений»;
- «Характеристики отображения аналоговых сигналов»;
- «Характеристики отображения дискретных сигналов»;
- «Параметры линий для ОМП».

В таблице «Объекты и параметры связи с объектами» указывается наименование объекта – подстанции или станции, где находится регистратор, и данные, необходимые для установки связи с объектом. В случае связи через телефонные линии с помощью модемов указывается номер телефона и сопутствующие параметры, например принятая скорость передачи данных.

• В таблицу «Паспортные данные устройств регистрации» заносят характеристики всех регистраторов, обслуживаемых системой визуализации, безотносительно мест их установки. В частности, указываются:

- количество входов для аналоговых сигналов (АС);
- количество входов для дискретных сигналов (ДС);
- номинальное значение тока для токового входа;
- номинальное значение напряжения для входа напряжения;
- масштабный коэффициент для всех токовых каналов, относящийся к вторичной величине тока, т.е. тока, подводимого к входным трансформаторам устройства;
- масштабный коэффициент для всех каналов напряжения, относящийся к вторичной величине напряжения, т.е. напряжения, подводимого к входным трансформаторам устройства;

• типы электрических величин, на которые рассчитаны входы устройства.

Заполнение таблицы на оконной форме с названием «Регистраторы на объектах» позволяет осуществить привязку регистраторов, введенных до этого в таблицу «Паспортные данные регистраторов», к объектам, указанным в таблице «Объекты и параметры связи с объектами». Здесь указываются присоединения, обслуживаемые данным регистратором, как важный элемент, характеризующий место его установки на объекте, а также уставки, общие для всех входов устройства, например, выбранное время записи осциллограммы.

В таблице «Параметры аналоговых сигналов» указываются названия аналоговых сигналов, единицы их измерения и коэффициенты трансформации трансформатора тока или трансформатора напряжения (в зависимости от вида аналогового сигнала), используемого на данном присоединении.

В таблице «Параметры дискретных сигналов» перечислены названия дискретных сигналов на входах устройства.

Уставки аналоговых входов определяют условия пуска регистрации в виде коэффициентов пуска по факту увеличения тока/напряжения и/или снижения тока/напряжения и/или изменения тока/напряжения.

Уставки для присоединения в целом выражают пусковые условия в зависимости от значений напряжений обратной и нулевой последовательности и токов нулевой последовательности, а также значений линейного напряжения.

В таблице «Характеристики отображения осциллограмм аналоговых сигналов» указываются номер графика, на который выводится осциллограмма АС, цвет, которым отображается осциллограмма АС на экране и бумаге, а также видимость сигнала, дающая возможность выводить не все из имеющихся сигналов.

В таблице «Характеристики отображения осциллограмм дискретных сигналов» указываются цвет, которым отображается осциллограмма ДС на экране и бумаге, и видимость сигнала, дающая возможность выводить не все из имеющихся дискретных сигналов.

Для расчетов, связанных с определением места повреждения на линиях, необходимо знать параметры линий. Для задания этих параметров предусмотрена группа из четырех таблиц, которая открывается таблицей «Параметры линий для ОМП». В этой таблице указываются система шин, от которых отходит линия, количество участков линии, количество ответвлений линии и ток в первичной обмотке трансформатора линии. В двух других таблицах описываются участки и ответвления линии. Кроме

того, для каждой линии, с которой на участке есть взаимоиנדукция, в таблице «Линии взаимоиנדукции» нужно указать название линии и удельное сопротивление взаимоиנדукции.

Просмотр файлов регистрируемых процессов. Система дает возможность одновременно просматривать произвольное количество осциллограмм (число которых ограничено соображениями удобства просмотра множества оконных форм на ограниченном пространстве экрана), принадлежащих разным регистрирующим устройствам, с произвольным выбором отображаемых аналоговых и дискретных сигналов из списков доступных на данном приборе. Кроме того, предусмотрена возможность вычисления и отображения электрических величин, производных от токов и напряжений на входах устройства (например, симметричных составляющих и т.п.).

В наиболее типичной ситуации, когда в окне осциллограмм присутствуют и АС и ДС, рабочее пространство окна делится по высоте на две области: вверху располагаются АС, а внизу ДС. Каждая из этих областей имеет левую часть, где располагаются названия сигналов, дополненные для АС текущими значениями и единицами измерения отображаемых электрических величин. Разбиение по высоте на области АС и ДС производится таким образом, чтобы отношение видимой и невидимой частей для АС и ДС было одинаковым. Перераспределять пространство окна между ними можно при помощи мыши обычным образом: при подведении курсора к границе областей изменяется его форма. Аналоговые и дискретные сигналы имеют отдельные полосы прокрутки по вертикали.

В верхней части окна осциллограмм располагается шкала меток времени, общая для АС и ДС. В результате графики АС и ДС имеют одинаковую ширину и общую полосу прокрутки по горизонтали, а место по ширине окна, отводимое под названия АС и ДС, определяется самым длинным наименованием сигнала в ряду отображаемых АС и ДС.

В зоне названий сигналов в левом верхнем углу окна располагается небольшая панель для указания времени в секундах от начала процесса, которое соответствует позиции, занимаемой маркером окна в области АС и ДС. Прямо под ней в нижней части окна находится элемент управления (в виде пары кнопок), который служит для изменения положения маркера на шаг, равный одному отсчету влево или вправо.

Выбор вида представления значений аналоговых сигналов. В системе различают три вида значений АС, выводимых для текущего момента времени, которое определяется положением основного маркера: мгновенные значения сигналов, действующие значения либо действующие значения основной гармоники. По умолчанию устанавливается режим отображения мгновенных значений.

Использование временных маркеров. В системе различают два временных маркера, имеющие вид вертикальных линий в пространстве окна осциллограмм АС и ДС, которые соответствуют определенным временным отсчетам сигналов. Один из них – основной или просто маркер – устанавливается щелчком мыши на шкале времени в том ее месте, где находится участок осциллограммы, представляющий интерес для пользователя. Основной маркер позиционируется на отсчете, ближайшем к месту нахождения мыши, при этом значение момента времени для этого – текущего – отсчета отображается в небольшой однострочной панели в левом верхнем углу окна. При прокрутке осциллограмм по горизонтали влево или вправо маркер практически не изменяет своего положения на экране, оставаясь привязанным к определенной его позиции, а время текущей позиции меняется, показывая время левого или правого соседнего отсчета соответственно (благодаря этому существует удобная возможность отслеживать изменение сигнала от отсчета к отсчету). В то же время при изменении масштаба по оси X (предусмотрена возможность изменения масштаба изображения по оси X и для аналоговых сигналов по оси Y) позиция основного маркера на экране изменяется, а текущий отсчет остается прежним.

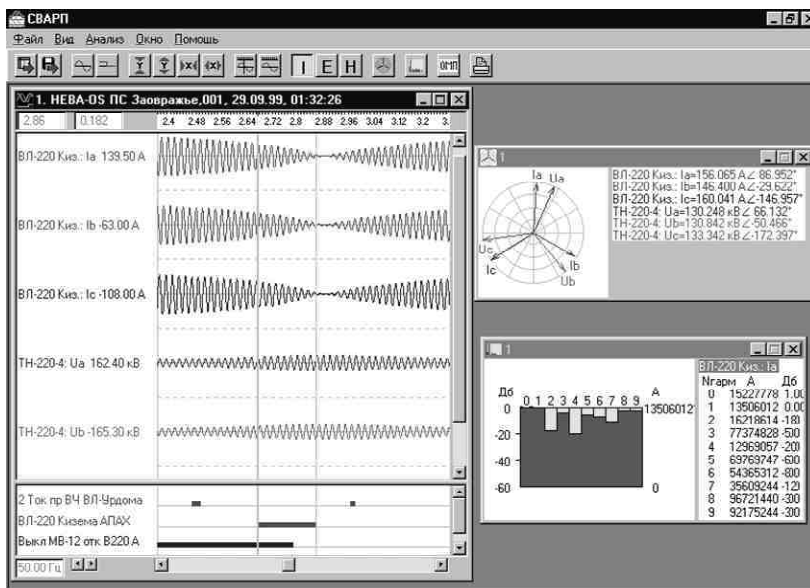
Кроме основного маркера предусмотрена возможность установки интервального маркера, с помощью которого, как показывает его название, удобно оценить величину временного интервала.

Изменение и сохранение характеристик отображения. Наряду с возможностью предварительного задания характеристик отображения АС и ДС на уровне базы данных, в систему включены средства для динамического – в процессе просмотра – изменения характеристик отображения выведенных сигналов. Эти средства реализованы в виде таблицы, позволяющей аналогично тому, как это делалось для базы данных, перераспределять сигналы по графикам, изменять цвета линий, которыми изображается сигнал на экране и бумаге, а также изменять цвет фона, на котором выводятся сигналы (для экрана). В зависимости от вида одновременно отображаемых АС – только исходные АС, только производные АС или те и другие – выводятся одна или две таблицы, в которые сведены характеристики отображения для аналоговых сигналов, включающие название сигнала, его цвет и номер графика. Сформированные таким образом характеристики могут быть сохранены в базе данных для дальнейшего использования по умолчанию.

Анализ осциллограмм. Система позволяет выводить любое число векторных диаграмм для любого числа присоединений, рассматривать на одной диаграмме любое число сигналов, как исходных, так и их производных, од-

ного или нескольких присоединений, в том числе принадлежащих разным осциллограммам, а также выводить векторную диаграмму на печать.

Векторные диаграммы могут быть построены для всех или части АС, отображаемых в окне «Осциллограммы для АС и ДС» (рисунок). Тем самым достигается возможность одновременно наблюдать за изменением сигналов на осциллограмме и на векторной диаграмме, что, естественно, способствует более детальному и наглядному анализу поведения исследуемых электрических величин в процессе развития аварии. Для указания АС, выводимых на векторную диаграмму, щелкают мышью по кнопкам с их названиями в левой части области АС в окне «Осциллограммы для АС и ДС». Векторная диаграмма строится для момента времени, соответствующего текущей позиции основного маркера. При перемещении маркера по отсчетам или прокрутке осциллограммы по горизонтали векторная диаграмма автоматически перестраивается, оставаясь адекватной каждому новому положению основного маркера.



Пример просмотра и анализа осциллограммы

Для любого аналогового сигнала, отображаемого в окне осциллограмм, может быть рассчитан и выведен на экран спектр, содержащий

значения частотных составляющих для первых десяти гармоник. Указание АС, для которого строится спектр, производится точно так же, как указание АС, выводимых на векторную диаграмму, – щелчком мыши по кнопке с названием АС в левой части окна осциллограмм, а для отказа от выбора достаточно повторно щелкнуть по кнопке с тем же названием. Спектр одного сигнала располагается в отдельном окне. Количество окон, содержащих спектры АС, может быть произвольным (практически их число ограничивается свободным пространством экрана).

Спектральный состав АС определяется для момента времени, соответствующего текущей позиции основного маркера. При перемещении маркера по отсчетам или прокрутке осциллограммы по горизонтали производится перерасчет спектра в темпе изменения позиции маркера. Наличие окна, содержащего спектральный состав исследуемого сигнала, расширяет возможности анализа изменения электрических величин в процессе аварии.

Печать графиков сигналов. Все графики, находящиеся в окне отображения АС и ДС, размещаются на одной печатной странице. Верхняя часть страницы отводится под строки заголовка, в которых указаны объект, присоединение, идентификатор устройства, а также дата и время регистрации. Под заголовком располагается таблица значений аналоговых сигналов с разными единицами измерения, соответствующих верхней горизонтальной линии сетки для каждого графика. Таблица предназначена для того, чтобы дать представление о масштабах отображаемых АС. Затем располагается верхняя шкала времени. За ней идут графики для АС и под ними – графики для ДС. Замыкает страницу нижняя шкала времени.

Слева от графиков выводятся названия и единицы измерения сигналов.

При печати графиков масштаб по оси времени выбирается равным масштабу по оси X на экране по принципу: «на бумаге имеешь то, что видишь на экране». Кроме того, начальные отсчеты графиков для бумаги и экрана совпадают.

Для удобства анализа на графики накладывается временная и масштабная сетки.

Печать векторных диаграмм. Печатная страница с векторной диаграммой имеет тот же заголовок, что и страница с графиками сигналов за исключением того, что в ее заголовочной части указывается время от момента начала регистрации, характеризующее момент времени, для которого построена векторная диаграмма. Векторная диаграмма располагается под заголовком внутри квадратной рамки.

Другие характеристики системы. Система, получившая название СВАРП (система визуализации и анализа регистрируемых процессов),

функционирует на ПК в среде Windows 98/2000. В составе системы предусмотрена подробная справочная система (Help-справка). В настоящее время используется совместно с микропроцессорными индикаторами расстояния – регистраторами типов МИР-3 и МИР-Р. Реализует обработку файлов осциллограмм в формате COMTRADE.

Система визуализации и анализа регистрируемых процессов для устройства АЛАР. На основе СВАРП разработана версия системы, ориентированная на совместное использование системы с микропроцессорными устройствами типа АЛАР-М, получившая название СВА-АЛАР. В отличие от СВАРП, использующих мгновенные значения входных токов и напряжений, система визуализации для устройств АЛАР работает с входными сигналами, представленными в виде векторов, и в этом отношении у нее нет прототипов.

Библиографический список

1. Система «Нева» для электрических станций / С. Глезеров, А. Золотых, А. Волгин и др. // Современные технологии автоматизации. – 1998. – №2. – С. 64–68.

УДК 621.316.925

Программа имитатор прибора типа ИМФ-3Р для определения места короткого замыкания

Е.А. Аржанников, д-р техн. наук, С.А. Полушин, асп.

Приборы для определения места короткого замыкания начали разрабатываться несколько десятков лет назад. Для моделирования алгоритмов вычисления данных приборов и проверки их расчетов и замеров были также разработаны программы. Эти программы позволяют показать принцип работы данных приборов обслуживающему персоналу, а также являются наглядным учебным пособием и инструментом расчета курсовых и дипломных работ для студентов. Такие программы позволяют по заранее полученным данным без использования дорогостоящего прибора получить результат его расчета.

В последнее время появилась новая серия приборов типа ИМФ-3Р. Данные приборы являются более совершенными в плане легкой адапта-

ции к сетям любой конфигурации, что делает их очень распространенными. Прибор ИМФ-ЗР позволяет:

- разбивать контролируемую линию на 9 участков с различными параметрами;
- учитывать ответвления от своей и параллельных линий.

На рис. 1 приведен пример расчетной линии, а на рис. 2 – ее описание, необходимое для составления алгоритма прибора типа ИМФ-ЗР (кроме последней строчки).

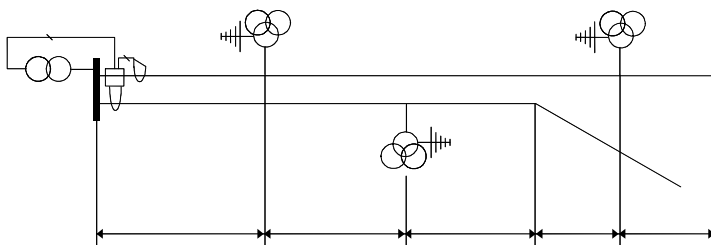


Рис. 1. Пример расчетной линии

Номер учас	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Длина учас	12.3	20.5	6	15.2	10.5	0	1	1	1
R1уд.	0.21	0.21	0.21	0.21	0.210	1	1	1	1
X1уд.	0.683	0.683	0.683	0.683	0.683	1	1	1	1
R0уд.	0.345	0.345	0.345	0.345	0.345	4	4	4	4
X0уд.	1.304	1.304	1.304	1.304	1.304	2	2	2	2
Xнуд.	0.905	0.905	0.905	0	0.905	4	4	4	4
Хотв	30.6	0	0	30.6	0	7	7	7	7
Xнотв	0.0	39.5	0	0	0	8	8	8	8
Угол В	0	0	0	0	0	9	9	9	9

Рис. 2. Данные для прибора ИМФ-ЗР

С возникновением новых приборов появилась необходимость создания программы, моделирующей их принцип работы. Необходимость обусловлена:

- определением оптимального количества участков;
- определением методических погрешностей;
- анализом показаний прибора в случае существенных расхождений показаний прибора с реально определенным местом КЗ;
- расчетом места короткого замыкания по данному алгоритму с использованием информации от внешних источников (например ЦО).

Дополнительно (в отличие от алгоритма прибора) в программе предусмотрена возможность учета зависимости угла B от положения места КЗ (рис. 3).

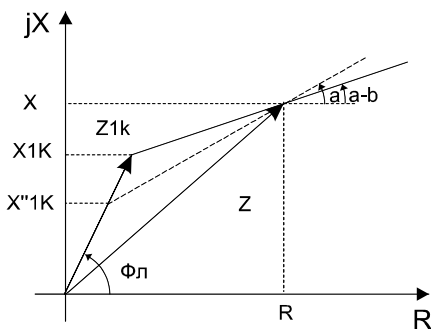


Рис. 3. Угол B

Угол B является аргументом отношения тока нулевой последовательности в месте установки прибора и тока нулевой последовательности в месте короткого замыкания:

$$\beta = \arg \left(\frac{I_0}{I_{0K}} \right). \quad (1)$$

Угол B обычно считают малым и пренебрегают им при определении расстояния до места повреждения линии. Но некоторые исследования [1, 2, 3] показали, что учет комплексного коэффициента токораспределения в ряде случаев ведет к значительному уменьшению погрешности расчета.

Данная программа требует ОС не ниже Windows 95 и имеет удобный и наглядный интерфейс. Интерфейс пользователя включает 2 окна. В первом окне (рис. 4) задаются параметры расчетной схемы, во втором (рис. 5) вводятся расчетные данные: токи и напряжения (в симметричных или фазных координатах) в алгебраический или в экспоненциальной форме.

Уставки общие

Ином 200 l0пуска 1 l1пуска 1 l2пуска 1 lмном 200

Уставки участков линии

Номер участка	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Длина участка	10	10	20	20	0	1	1	1	1
R1зд	0.21	0.21	0.21	0.21	1	1	1	1	1
X1зд	0.392	0.392	0.392	0.392	1	1	1	1	1
R0зд	0.492	0.492	0.492	0.492	4	4	4	4	4
X0зд	1.363	1.363	1.363	1.363	2	2	2	2	2
Xжзд	0.88	0.88	0.88	0.88	4	4	4	4	4
Xжг	0	0	0	0	7	7	7	7	7
Xжмг	0	43	0	0	8	8	8	8	8
Угол В	0	0	0	0	9	9	9	9	9

Запись из файла Печать Записать

Рис. 4. Параметры расчетной схемы

Формат представления данных:

Токи: Симметричные составляющие Фазные величины

Напряжения: Симметричные составляющие Фазные величины

Алгебраическая форма Экспоненциальная форма

Алгебраическая форма Экспоненциальная форма

I1a	0.635	I1p	-0.875
I2a	0.507	I2p	-0.954
I0a	0.533	I0p	-1.046
U1a	50.589	U1p	8.014
U2a	-14.095	U2p	-1.723
U0a	-12.654	U0p	-3.391
I0a	-0.103	I0p	0.256

Запись из файла Расчет Записать

Рис. 5. Ввод расчетных данных

Имеется возможность сохранять заданные настройки линии, что позволяет быстро переходить от расчета одной конфигурации к другой. Алгоритм программы показан на рис. 6. Особенность алгоритма заключается в расчете параметров не сразу по всей длине линии, а по заданным участ-

кам с постоянными параметрами. После расчета первого участка сравниваются полученное расстояние с длиной участка. Если полученная длина меньше длины участка – расчет заканчивается, в противном случае происходит «перенос прибора» на следующий участок, и расчет повторяется.

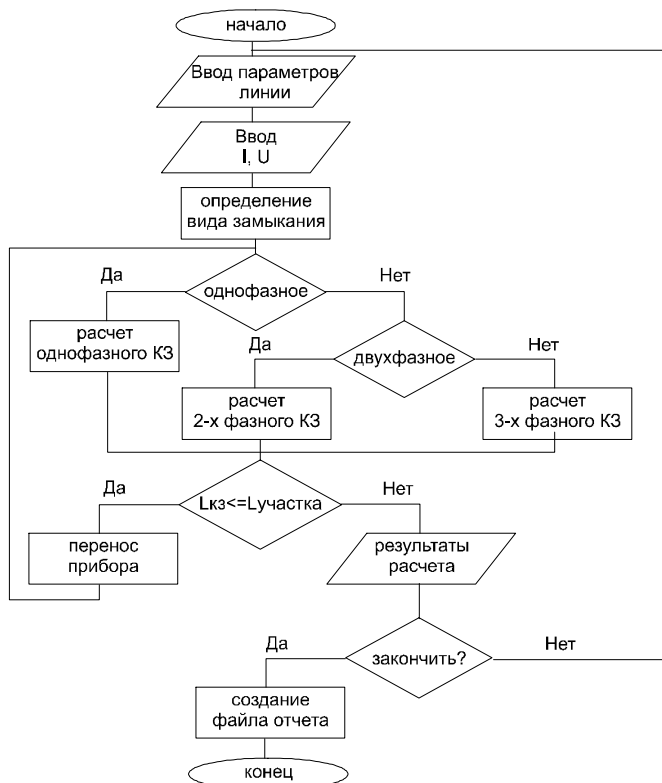


Рис.6. Блок-схема программы

В дальнейшем предполагается расширение возможностей этой программы для работы с данными любых цифровых осциллографов (ЦО) в формате COMTRADE и автоматизации процесса расчета в сетях сложной конфигурации. Последнее позволит получать статистические оценки решений данных алгоритмов в таких сетях. Подобные оценки [4, 5] позволяют определить стратегию поиска места КЗ при обходе ЛЭП. Это направление становится актуальным, так как в сетях появляется все больше ЦО.

Подготовка данных для расчета, полученных от ЦО, описана в статье [6]. Программа позволяет в регламентированном формате выводить настройки и заданные токи и напряжения, что дает возможность использовать все параметры другими алгоритмами (программами для определения места короткого замыкания). Кроме того, в такой форме данные могут легко подвергаться статистической обработке. Файл отчета имеет формат Microsoft Word, что позволяет использовать его в современных приложениях операционных систем.

Библиографический список

1. Айзенфельд А.И., Шалыт Г.М. Определение мест короткого замыкания на линиях с ответвлением. – М.: Энергия, 1977.
2. Аржанников Е.А. Дистанционный принцип в релейной защите и автоматике линий при замыканиях на землю. – М.: Энергоатомиздат, 1985.
3. Диагностика линий электропередачи / Ю.Я. Лямец, В.И. Антонов, В.А. Ефремов и др. // Электрические микропроцессорные устройства и системы: Межвуз. сб. науч. тр. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1992.
4. Аржанников Е.А., Чухин А.М. Определение места короткого замыкания на линиях. Методы и приборы: Учеб. пособие. – Иваново, 1999. – 72 с.
5. Мыльников В.А. Исследование и разработка методов повышения точности определения места короткого замыкания на высоковольтных линиях 110 – 220 кВ: Автореф. дис.... канд. техн. наук. – Иваново, 2002. – 22 с.
6. Чухин А.М., Аржанников Е.А., Полушин С.А. Информационное обеспечение решения задачи определения места короткого замыкания на линиях сложной конфигурации. Повышение эффективности работы энергосистем: Тр. ИГЭУ. – Вып 5. – М.: Энергоатомиздат, 2002. – С. 391–395.

УДК 621.317.333.41

Способ контроля состояния изоляции цепей постоянного оперативного тока электростанций и подстанций

В.А. Савельев, д-р техн. наук, С.А. Словесный, канд. техн. наук

Надежная работа электроэнергетических систем невозможна без эффективного функционирования средств релейной защиты и автоматики (РЗА).

Причины нарушения работы устройств РЗА могут быть условно разделены на организационные и технические. Среди организационных причин неправильных срабатываний устройств называются недостатки

технического и оперативного обслуживания, а также старение устройств РЗА. Основной технической причиной неправильных действий устройств РЗА считается неисправность электромеханических аппаратов. В то же время специалистами отмечается, что причины ряда нарушений работы устройств РЗА так и остаются невыясненными.

Оборудование вторичных цепей, и в частности цепей оперативного тока электрических станций и подстанций, территориально может быть удалено друг от друга на сотни и тысячи метров, что обуславливает значительную протяженность кабельных линий, а следовательно, большую емкость этих цепей относительно земли и сравнительно невысокое (порядка 100 кОм) сопротивление изоляции.

При определенных условиях (снижение сопротивления изоляции отдельных присоединений, коммутации в цепях оперативного (особенно постоянного) тока) сочетание большой емкости и незначительного сопротивления изоляции и высокого импеданса обмоток электромеханических аппаратов способно вызвать ложную работу или отказ устройств РЗА. В целях предупреждения нарушений работы устройств РЗА, вызванных повреждениями изоляции, «Правилами технической эксплуатации электрических станций и сетей» регламентируется процедура контроля сопротивления изоляции, поиска места ее повреждения и устранения дефекта, где указывается минимально допустимый уровень сопротивления, при котором еще возможна надежная работа сети (40 кОм).

Однако типовое устройство контроля сопротивления изоляции сетей оперативного постоянного тока (УКИСПТ) не регистрирует симметричного по полюсам снижения сопротивления изоляции, а при несимметричном снижении чувствительность и уставка срабатывания зависят от соотношения сопротивлений изоляции отдельного поврежденного присоединения и сопротивления изоляции неповрежденной части сети.

Эта особенность работы типового устройства контроля сопротивления изоляции сетей оперативного постоянного тока обусловлена спецификой реализуемого в УКИСПТ мостового метода контроля. Указанное устройство вырабатывает предупредительный сигнал, если напряжение в диагонали моста, образованного двумя постоянными резисторами в одной паре плеч моста (рис. 1) и сопротивлениями изоляции полюсов сети оперативного постоянного тока (ОПТ), представляющими собой вторую пару плеч, превысит некоторую заранее заданную величину. При одновременном снижении сопротивления изоляции, например, в результате ее увлажнения, равновесие моста не нарушается даже при металлическом замыкании на землю обоих полюсов сети.

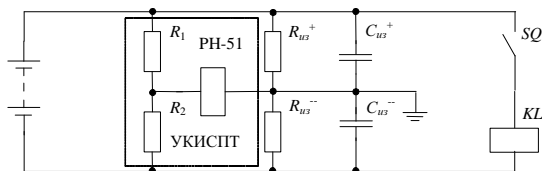
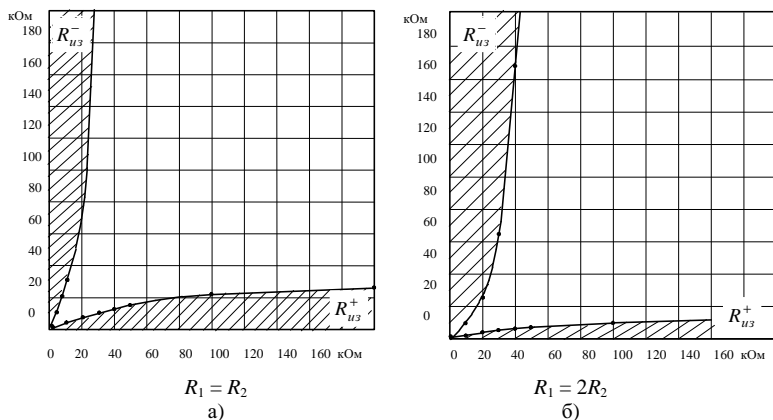



Рис. 1. Схема замещения сети постоянного оперативного тока:

R_1, R_2 – элементы схемы УКИСПТ, создающие искусственную среднюю точку;
 $R_{из}^+$ – сопротивление изоляции положительного полюса сети относительно земли;
 $R_{из}^-$ – сопротивление изоляции отрицательного полюса сети относительно земли

Варьируя величину сопротивления изоляции полюсов сети ОПТ относительно земли при известных значениях сопротивления резисторов устройства контроля сопротивления, напряжении срабатывания и сопротивлении обмотки реле сигнализации, включенного в диагональ мостовой схемы, можно вычислить границы зоны неработоспособности, в пределах которой типовое УКИСПТ не регистрирует снижения сопротивления изоляции (рис. 2).

Рис. 2. Соотношение сопротивления изоляции положительного $R_{из}^+$ и отрицательного $R_{из}^-$ полюсов сети оперативного постоянного тока, обеспечивающее срабатывание УКИСПТ:

 – зона работоспособности устройства

Таким образом, в сетях оперативного постоянного тока могут иметь место неконтролируемые нерегистрируемые снижения сопротивления изоляции, способные вызвать отказы в работе средств РЗА.

Для предотвращения возникновения подобного рода нарушений в работе сетей оперативного постоянного тока необходимо совершенствование методов и способов контроля сопротивления изоляции и определения места ее повреждения.

В основу работы практически всех устройств селективного контроля сопротивления изоляции положен принцип принудительного смещения потенциалов контролируемой сети относительно земли с помощью постороннего источника вспомогательного напряжения и последующей оценки распределения токов утечки изоляции в отдельных присоединениях, возникающего под действием наложенного напряжения.

При использовании в качестве вспомогательного источника генератора синусоидальных колебаний последний соединяется с объектом контроля через один или два разделительных конденсатора, что практически полностью устраняет его влияние на режим и надежность работы сети оперативного тока. Подключение вспомогательного источника к одному полюсу контролируемой сети практически не создает различий в отыскании повреждений обоих полюсов, так как они связаны между собой низкоомными сопротивлениями аккумуляторной батареи и суммарной нагрузкой сети.

Распределение токов утечки изоляции в присоединениях оценивается с помощью стационарных или переносных электромагнитных датчиков, первичными обмотками которых являются фидеры контролируемых присоединений.

Наименее сложные из подобного рода устройств осуществляют контроль полного тока утечки изоляции отдельных присоединений. Очевидно, что емкостная составляющая тока утечки изоляции будет вносить погрешность в результаты измерений и величина последней будет тем больше, чем выше емкость контролируемого присоединения и частота синусоидально изменяющегося напряжения.

Относительная погрешность определения сопротивления изоляции присоединения $\delta R_{из.n}$, под которой здесь и далее понимается отношение абсолютной погрешности измерения к истинному значению измеряемой величины, вычисляется по формуле

$$\delta R_{из.n} = \frac{1 + \omega^2 \cdot C_p \cdot C_{из.n} \cdot R_{ц} \cdot R_{из.n} + j\omega C_{из} \cdot R_{из}}{j\omega \cdot C_p \cdot R_{из} \cdot (1 + j\omega \cdot C_{из.n} \cdot R_{из.n})}, \quad (1)$$

где ω – угловая частота синусоидально изменяющегося напряжения; C_p – значение емкости разделительного конденсатора; $C_{из.n}$ – значение емкости изоляции присоединения; $R_{из}$ – активное сопротивление изоля-

ции сети; $R_{из.н}$ – активное сопротивление изоляции присоединения; $C_{из}$ – значение емкости изоляции сети.

Оценка степени влияния отдельных параметров схемы замещения контролируемой сети и условий измерения на величину относительной погрешности может быть выполнена путем расчета на примере конкретной сети.

Из результатов расчета следует:

во-первых, погрешность измерения сопротивления существенно зависит от величины емкости разделительного конденсатора и имеет приемлемое значение лишь в том случае, если емкость разделительного конденсатора многократно превышает емкость изоляции контролируемого объекта относительно земли. При этом значительно увеличивается суммарная емкость изоляции сети оперативного тока, что, по мнению специалистов, недопустимо;

во-вторых, даже при подключении вспомогательного источника через разделительный конденсатор большой емкости погрешность измерения меняется в недопустимо широких пределах при уменьшении сопротивления изоляции присоединения от нормального значения до значений, соответствующих металлическому замыканию на землю. Так, например, при $C_{из} = 30$ мкФ, $C_{из.н} = 1$ мкФ, $R_{из} = 100$ кОм, $C_p = 150$ мкФ относительная погрешность измерения сопротивления возрастает от 2 до 61 % при уменьшении сопротивления изоляции отдельного присоединения от 100 до 1 кОм;

в-третьих, контроль сопротивления должен осуществляться при низкой частоте изменения напряжения вспомогательного источника, так как при частотах более 1 Гц существенно увеличивается нелинейность зависимости относительной погрешности измерения сопротивления изоляции от истинного значения активного сопротивления изоляции присоединения. Использование электромагнитных датчиков для измерения столь медленно изменяющихся токов затруднено в связи с их низкой чувствительностью в частотном диапазоне от нуля до нескольких герц и сопряжено с необходимостью увеличения амплитуды напряжения вспомогательного источника, которое подается на шины контролируемой сети, что в ряде случаев недопустимо.

Все это существенно ограничивает область применения подобных устройств и инициирует поиск более эффективных технических решений в направлении совершенствования способов измерения активной составляющей тока утечки изоляции.

Частичное решение поставленной задачи делает возможным применение фазочувствительных устройств [1], величина выходного сигнала которых пропорциональна разности фаз переменного синусоидально из-

меняющегося напряжения на шинах объекта контроля и токов в контролируемых присоединениях, отходящих от названных шин. Принцип работы подобных устройств основан на синхронном детектировании сигнала, несущего информацию о проводимости изоляции присоединения, и предполагает подведение к детектору управляющего напряжения, строго синхронного и синфазного детектируемому сигналу.

Полезный сигнал формируется под действием напряжения вспомогательного источника, частота которого отлична от промышленной, а управляющее напряжение, отводимое от шин сети оперативного тока, представляет собой спектр частот, в состав которого, наряду с частотой вспомогательного источника, входят промышленная частота и кратные ей высшие гармоники. Управляющее воздействие передается от полюсов сети к синхронному генератору через специальные конденсаторы, то есть по частотно-зависимым цепям, ток в которых будет дополнительно модулироваться по фазе и амплитуде. Таким образом, нарушается основной принцип синхронного детектирования, а именно обеспечение синхронности и синфазности детектируемого и управляющего сигналов, что ведет к возникновению погрешности измерений. Для уменьшения данной погрешности необходимо, чтобы амплитуда напряжения вспомогательного источника была значительно выше амплитуды наведенного напряжения промышленной частоты и кратных ей гармонических составляющих. Этим обстоятельством, видимо, и обусловлен достаточно высокий уровень напряжения вспомогательного источника, равный 40 В [1].

По некоторым данным амплитуда наведенного напряжения промышленной частоты на полюсах контролируемых сетей может достигать 35 В [2], что соизмеримо с напряжением вспомогательного источника, и в этих условиях синхронный детектор не может быть использован. Более того, указанная амплитуда вспомогательного напряжения вряд ли может считаться допустимой в сетях, содержащих схемы защиты и автоматики, выполненные на полупроводниковых элементах, обладающих большей чувствительностью, чем схемы, выполненные на электромеханических реле. И, наконец, данный способ измерения активной составляющей тока утечки изоляции, при определении места ее повреждения, требует выполнения многочисленных подключений к различным точкам сети специальных конденсаторов для передачи управляющего сигнала от полюсов сети к синхронному детектору, что может явиться причиной ложной работы устройств релейной защиты и автоматики в результате ошибочных действий оперативного персонала.

Указанные обстоятельства препятствуют широкому применению фазочувствительных устройств для определения места уменьшения сопротивления изоляции в разветвленных сетях, а в ряде случаев их использование принципиально невозможно, например при контроле сопротивления цепей постоянного тока с напряжением источника оперативного тока, меньшим 110 В.

Принципиально отличным от описанных ранее способов контроля активного сопротивления изоляции является способ измерения активной составляющей тока утечки с предварительной компенсацией емкостной составляющей тока утечки изоляции на землю.

Данный способ разработан для определения общего активного сопротивления всей сети, но в принципе может быть использован для осуществления селективного контроля сопротивления изоляции, а при определенном усовершенствовании и дальнейшем развитии – для поиска места ее повреждения.

Синусоидально изменяющееся напряжение от вспомогательного источника подается через разделительный конденсатор и трансформатор тока на полюсы контролируемой сети. По первичной обмотке проходит полный ток утечки изоляции контролируемой сети, по второй, в цепи которой установлен компенсирующий конденсатор переменной емкости, – емкостный ток, фаза которого сдвинута на 180° относительно фазы емкостной составляющей тока утечки изоляции. Третья обмотка является измерительной, и ЭДС на ее выходе пропорциональна геометрической сумме активной составляющей тока утечки, емкостной составляющей того же тока и тока в компенсирующей цепи. При определенной величине емкости компенсирующего конденсатора амплитуда тока в компенсирующей цепи численно равна амплитуде емкостной составляющей тока утечки изоляции. В этом случае ЭДС на выходе измерительной обмотки будет определяться только значением активной составляющей тока утечки, пропорциональной проводимости изоляции.

Существенным недостатком данного способа контроля сопротивления изоляции сети ОПТ является непостоянство емкости объекта контроля и связанная с этим необходимость корректировки компенсирующего тока.

Попытки осуществления контроля проводимости изоляции разветвленных сетей, имеющих значительную распределенную емкость на землю, аппаратным путем, как показано выше, обладают определенными недостатками, поэтому часть специалистов, занятых в данной области, сосредоточила свои усилия в направлении разработки алгоритмов вычисления контролируемого параметра по совокупности измеренных характери-

стик изоляции. В ходе этих исследований создано устройство и разработана методика определения сопротивления изоляции, основывающиеся на измерении токов утечки изоляции при двух различных частотах изменения напряжения вспомогательного источника.

Вначале по известным значениям напряжения источников питания и соответствующим измеренным токам утечки вычисляют полное сопротивление изоляции на каждой из частот. Для рассматриваемых сетей его модуль определяется в основном величиной емкостной составляющей.

$$Z_i = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{R^2} - \omega_i^2 C^2}}, \quad (2)$$

где Z_i – модуль импеданса изоляции сети на i -й частоте; R – активное сопротивление изоляции объекта; ω_i – угловая частота синусоидально изменяющегося напряжения i -го источника; C – емкость изоляции контролируемого объекта.

Совместное решение двух уравнений вида (2), соответствующих принятым значениям угловых частот напряжения вспомогательного источника ω_1 и ω_2 , позволяет найти величину сопротивления изоляции объекта контроля

$$R = Z_1 \cdot Z_2 \cdot \sqrt{\frac{n^2 - 1}{n^2 Z_2^2 - Z_1^2}}, \quad (3)$$

где Z_1 и Z_2 – модули полного сопротивления изоляции соответственно на первой и второй частотах источника; $n = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ – отношение частоты напряжения второго источника к частоте первого источника.

Чувствительность и разрешающая способность метода определяются оптимальностью выбора двух частот изменения напряжения вспомогательного источника.

Не подвергая сомнению практическую ценность использования данного метода, остановимся на рассмотрении нескольких вопросов, связанных с технической стороной его реализации. Во-первых, двухчастотный источник вспомогательного напряжения подключается к контролируемой сети через два разделительных конденсатора емкостью 100 мкФ [3], увеличивая тем самым в несколько раз значение собственной емкости сети на

землю. Подобное увеличение емкости сети нежелательно, так как даже в сетях со значительно меньшими величинами емкости по отношению к земле известны неоднократные случаи ложного срабатывания промежуточных реле при одиночных замыканиях на землю в цепях оперативного тока вследствие протекания тока перезаряда собственных емкостей полусов сети через обмотку реле. Во-вторых, измерение токов двух разных частот, значение одной из которых составляет 1,56 Гц, предполагает использование электромагнитных датчиков тока. Выше отмечалось, что измерение медленно меняющихся токов затруднено по ряду причин и требует выполнения определенных мер, изменяющих условия работы электромагнитных датчиков. В качестве такой меры авторы избрали подмагничивание магнитопровода датчика током дополнительного источника промышленной частоты. В этом случае конструкция датчика усложняется введением еще одного магнитопровода, имеющего общие с первым магнитопроводом измерительную и первичную обмотки, роль последней из которых выполняет фидер контролируемых присоединений, и размещением на каждом из магнитопроводов обмоток подмагничивания, соединенных встречно.

Из-за неизбежной неидентичности магнитного сопротивления двух различных магнитопроводов магнитные потоки в них, созданные токами подмагничивания, также будут отличными один от другого, а следовательно, и ЭДС, наведенная в измерительной обмотке потоком подмагничивания первого магнитопровода, не будет равна направленной встречно ЭДС, индуцированной в той же измерительной обмотке, но уже потоком подмагничивания второго магнитопровода. Из-за этой разницы двух значений ЭДС на выходе измерительной обмотки наряду с полезным сигналом будет присутствовать некоторое напряжение, вызванное неидентичностью характеристик магнитопроводов.

Напряжение мешающего сигнала может во много раз превосходить величину полезного сигнала, так как поток подмагничивания многократно превышает поток, создаваемый током утечки изоляции.

Указанные факты ставят под сомнение возможность использования двухчастотного метода и реализующего его устройства в том виде, в каком они описаны в первоисточниках, для контроля сопротивления изоляции сетей оперативного тока.

В Ивановском государственном энергетическом университете разработан способ контроля сопротивления изоляции и определения поврежденного участка в разветвленных сетях постоянного тока, основывающийся на принципах тестового диагностирования.

Контроль сопротивления изоляции и определение поврежденного присоединения осуществляются с использованием комплекта аппаратуры

[4, 5], устанавливаемого на щите постоянного тока (ЩПТ). При этом измерение тока утечки изоляции присоединений может производиться с помощью стационарно установленных или переносных трансформаторных датчиков тока. Переносные датчики должны иметь разъемный магнитопровод, позволяющий размещать их на фидерах контролируемых присоединений без разрыва питания потребителей оперативного тока.

Для поиска места повреждения изоляции применяется переносный комплект, датчик которого реагирует на ток утечки, возникающий под действием вспомогательного напряжения, вырабатываемого аппаратурой, размещенной на щите постоянного тока.

Наиболее перспективным в плане создания системы контроля сопротивления изоляции является метод контроля, предполагающий компенсацию емкостной составляющей тока утечки, так как он, не имея основных недостатков, присущих большинству рассмотренных методов контроля, обладает такими важными положительными качествами, как высокая чувствительность, независимость от частоты изменения напряжения вспомогательного источника и отсутствие влияния на надежность и режимы работы контролируемой сети аппаратуры, входящей в состав измерительного комплекса. При этом нужно иметь в виду, что компенсируется не сам емкостный ток отдельного присоединения или всей сети в целом, а лишь магнитный поток, создаваемый этим током в магнитопроводе соответствующего датчика.

Для решения задачи измерения активной составляющей тока утечки изоляции разработаны различные варианты компенсации влияния непостоянного во времени емкостного тока током компенсирующей обмотки датчика, изменяющимся по специальному закону. Для формирования компенсирующего тока может использоваться частотно-модулированное напряжение, подаваемое на индуктивный компенсирующий элемент, или амплитудно-модулированный сигнал, прикладываемый к компенсирующему конденсатору.

Функциональная схема системы контроля сопротивления изоляции на головных участках сети оперативного постоянного тока изображена на рис. 3. На схеме объект контроля 1 представлен источником оперативного напряжения 2, резистивной нагрузкой потребителей постоянного тока 3, сопротивлением изоляции присоединений 4 и емкостью участков сети оперативного тока на землю 5.

Тестовый сигнал подается от источника вспомогательного напряжения 6 в контролируемую сеть через разделительный конденсатор 7 узла гальванической развязки. Разделительный конденсатор необходим для

обеспечения постоянства общего сопротивления изоляции сети постоянному току при подключении устройства контроля. При этом емкость конденсатора должна быть возможно меньшей, чтобы не вызвать снижения надежности работы потребителей оперативного тока вследствие увеличения общей емкости сети на землю и связанного с подобным увеличением возрастания токов перезаряда емкостей полюсов при одиночном замыкании в цепи нагрузки.

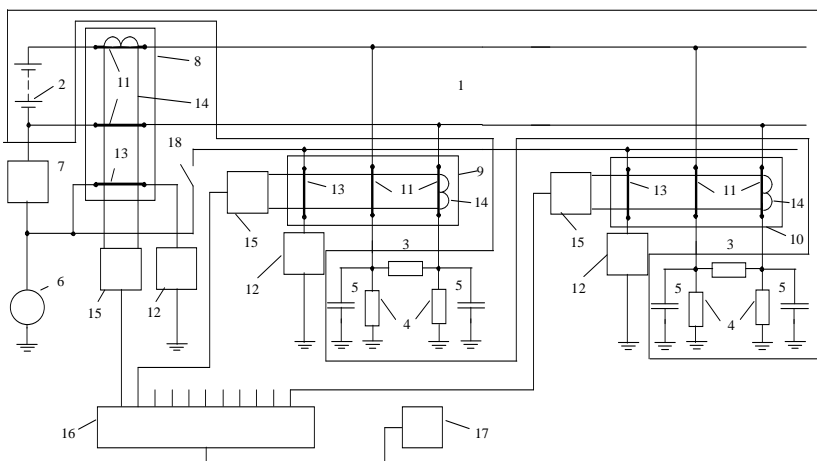


Рис. 3. Функциональная схема системы контроля сопротивления изоляции

Измерение токов утечки изоляции, содержащих емкостную и активную составляющие, производится с помощью стационарных 8, 9 или переносных 10 электромагнитных датчиков, первичными обмотками 11 которых являются фидеры присоединений, отходящие от щита постоянного тока. Компенсация той части магнитного потока, которая создается в магнитопроводе датчика емкостной составляющей тока утечки, осуществляется током цепи, содержащей формирующую компенсирующую воздействия 12 и обмотку 13 датчика тока утечки.

С выхода измерительной обмотки 14 полезный сигнал, несущий информацию о величине сопротивления изоляции, через полосовой фильтр 15 поступает на коммутатор 16 и далее в блок обработки информации и индикации результатов измерений 17.

Поиск поврежденного присоединения начинается с того момента, когда сигнал с датчика 8 превысит заранее установленное значение, соответст-

вующее минимально возможному по условию надежной работы сопротивлению изоляции всей сети. До этого времени токи в компенсирующие обмотки электромагнитных датчиков, установленных на присоединениях сети, не подаются, а сами датчики отключены от измерительного устройства.

Как только общее сопротивление изоляции уменьшится до установленного порогового значения, замыкается ключ 18 и производится последовательный опрос стационарных датчиков тока утечки 9. Если таким образом поврежденное присоединение не будет выявлено, дальнейший поиск должен выполняться путем измерения токов утечки изоляции оставшихся присоединений с использованием переносных датчиков 10. Процедура поиска завершается, если после перевода присоединения, имеющего наименьшее сопротивление изоляции, на резервный источник питания сопротивление оставшейся части сети превысит минимально допустимое для нормальной эксплуатации значение.

Алгоритм контроля сопротивления изоляции и определения поврежденного участка сети оперативного тока не зависит от способа компенсации влияния емкостной составляющей тока утечки. Выбор одного из двух разработанных вариантов контроля осуществляется на основе их сравнительного анализа с учетом реальных параметров сети и условий ее эксплуатации.

Выводы

1. Задача селективного контроля сопротивления изоляции сетей оперативного постоянного тока и определения места ее ухудшения в настоящее время в полном объеме не решена. Это делает актуальным продолжение работ по совершенствованию методов и технических средств контроля и измерения сопротивления изоляции распределительных сетей относительно земли.

2. Область применения методов контроля сопротивления, основывающихся на измерении полного тока утечки изоляции или соответствующих токов двух различных частот, ограничена ввиду высокой погрешности результатов измерений и низкой чувствительности электромагнитных датчиков при измерениях медленно изменяющихся токов.

3. Использование фазочувствительных устройств возможно лишь при условии многократного превышения амплитуды напряжения вспомогательного источника над амплитудой напряжения промышленной частоты, наведенного на полюсах контролируемой сети. Учитывая высокий уровень помех в сетях оперативного тока, выполнить данное требование практически невозможно.

4. Наиболее перспективным для решения поставленной задачи является метод, предусматривающий предварительную компенсацию емкостного тока утечки.

5. Разработанный метод контроля сопротивления изоляции цепей оперативного постоянного тока обладает наибольшей точностью по сравнению с аналогичными разработками.

Библиографический список

1. **Овсянников А.А., Файбисович В.А., Шлык В.В.** Автоматизация поиска замыканий на землю в оперативных цепях постоянного тока // Электр. станции. – 1982. – № 2.

2. **Андрющенко Л.А, Савченко В.И.** О ложной работе выключателя блока при переходных процессах в цепях постоянного тока // Электр. станции. – 1982. – № 7. – С. 67–68.

3. **Устройство** для отыскания места замыкания на землю в сети постоянного оперативного тока / Р.А. Вайнштейн, Ю.В. Калуга, В.В. Потемкин, Е.Д. Коберник // Известия ВУЗов СССР. Энергетика. – 1987. – № 8. – С. 52–55

4. **Пат.** 2028638 РФ, МКИ G 01 R 31/02, 31/08, 27/18. Способ контроля сопротивления изоляции разветвленных сетей постоянного и переменного тока / Б.Д. Дунаев, В.А. Савельев, С.А. Словесный, А.В. Усов, С.В. Шилов (РФ). –4944837/21; Заявл. 13.06.91; Опубл. 09.02.95. Бюл. № 4, 1995.

5. **Пат.** 2052826 РФ, МКИ G 01 R 27/18, 31/28. Устройство для поиска поврежденного участка в сетях постоянного и переменного тока / Б.Д. Дунаев, В.А. Савельев, С.А. Словесный, С.В. Шилов (РФ). –4933191/09; Заявл. 04.02.91; Опубл. 20.01.96. Бюл. № 2, 1996.

УДК 621.316.925

Программно-технические средства ввода и преобразования электрических величин для микропроцессорных устройств релейной защиты и противоаварийной автоматики энергосистем

А.А. Акинин, инж.

Решение задачи обеспечения надежности и эффективности функционирования энергосистем в современных условиях в большой мере связано с техническим совершенством релейной защиты (РЗ) и противоаварийной автоматики (ПА) электроэнергетических систем [1].

Анализ существующего состояния устройств РЗ и ПА в сетях 110 – 750 кВ показал, что значительную часть устройств РЗ и ПА (95 – 97 %) составляют электромеханические устройства, доля микроэлектронных устройств составляет ориентировочно 3 – 4 %, а микропроцессорных устройств практически нет (исключением являются микропроцессорные устройства определения места повреждения и различные системы цифрового осциллографирования). При этом в среднем примерно 25 % устройств РЗ и ПА в рассматриваемых сетях находится в эксплуатации более 20 – 25 лет, что свидетельствует об их моральном и физическом износе.

Уровень эксплуатации устройств РЗ и ПА традиционно достаточно высок. Процент их правильных срабатываний за последние годы довольно стабилен и составляет 99,5 % [2]. При этом процент неправильных срабатываний растет с ростом класса напряжения сетей и соответственно сложности устройств РЗ и ПА и, например, для сетей 500 – 750 кВ составляет в среднем 5 %. Поддержание указанного уровня надежности в настоящее время обеспечивается за счет правильного и своевременного выполнения персоналом служб РЗ и ПА энергосистем большого объема работ по техническому обслуживанию этих устройств. Однако вследствие низкого качества комплектующих изделий, а также отсутствия широкого внедрения средств автоматической проверки и современных испытательных средств существующие устройства РЗ и ПА требуют больших объемов трудозатрат на наладку и техническое обслуживание по сравнению с аналогичными устройствами зарубежного производства.

В последние годы в энергосистемах России для увеличения срока службы дорогостоящего первичного оборудования и его защиты начался процесс внедрения микропроцессорных (МП) устройств РЗ, изготовленных в основном иностранными фирмами (ABB, SIEMENS, GEC ALSTHOM и др.) и ориентированных на реализацию существенно иных, чем свойственных нашей стране, принципов релейной защиты энергосистем. Поэтому практика проектирования и внедрения в эксплуатацию таких устройств часто связана с необходимостью принимать дорогостоящие и не всегда эффективные решения.

Реализация широкого класса задач противоаварийной автоматики (ПА) [3] в настоящее время связана с использованием электронной и часто электромеханической аппаратуры, характеризующейся ограниченными функциональными возможностями, недостаточными показателями надежности, а также повышенными материалоемкостью и энергопотреблением. При этом в зарубежной практике вопросам ПА практически не уделялось внимания.

С учетом изложенной задачи, связанные с разработкой отечественных микропроцессорных устройств РЗ и ПА, а также с совершенствованием математического, алгоритмического и программного обеспечения этих устройств, расширяющего их функциональные возможности и учитывающего традиционные особенности электроэнергетических систем России, являются чрезвычайно актуальными.

Технологические алгоритмы устройств РЗ и ПА электроэнергетических объектов основаны, как правило, на операциях с синусоидальными составляющими промышленной частоты контролируемых токов и напряжений, а также их производных (активных и реактивных мощностей, сопротивлений и т.п.). Поэтому важным блоком устройств РЗ и ПА является блок аналогового ввода и преобразования контролируемых электрических величин (токов и напряжений), определяющий основные технические характеристики: количество контролируемых сигналов, возможное время преобразования, частотные характеристики преобразования и т.п. Проблеме разработки такого блока и посвящена настоящая статья.

Основные требования к блоку аналогового ввода и преобразования контролируемых электрических величин (в дальнейшем «блок ввода») заключаются в следующем.

Блок ввода должен осуществлять ввод, аналогово-цифровое преобразование и обработку контролируемых токов и напряжений, сущность которой заключается в цифровой фильтрации в целях получения ортогональных составляющих отдельных гармоник входных сигналов. Последнее связано с тем, что на основе операций с ортогональными составляющими входных токов и напряжений можно получить необходимый набор требуемых технологических параметров для реализации задач РЗ и ПА.

Подключение токов и напряжений в блок ввода должно осуществляться через внешний разъем от модулей согласующих трансформаторов тока и напряжения, обеспечивающих гальваническую развязку от первичных трансформаторов тока и напряжения.

В качестве центрального процессорного ядра для реализации микропроцессорных устройств РЗ и ПА наиболее предпочтительно использование IBM PC-совместимых промышленных контроллеров, доминирующих в настоящее время в сфере промышленной автоматизации. При этом целесообразно, чтобы блоки аналогового ввода и преобразования имели исполнение в виде отдельного блока ввода, функционирующего совместно с модулем центрального процессора. При таком подходе элементы аппаратуры, обусловленные спецификой технологических задач, могут быть внесены в блок ввода, что позволит разгрузить модуль цен-

трального процессора от выполнения целого ряда «быстрых» задач. Этот же подход целесообразно распространить и на программное обеспечение для решения такой специфической задачи, какой является определение текущих значений векторов электрических величин. Эта цель может быть достигнута путем включения в блок ввода сигнального процессора (СП), который бы производил расчеты, связанные со всеми необходимыми преобразованиями. В результате применения указанных блоков аналогового ввода в микропроцессорных устройствах достигается существенное упрощение и удешевление последних как за счет стандартных конструкторских решений, так и за счет уменьшения трудоемкости разработки их программного обеспечения.

Расчет и преобразование оцифрованных входных величин, управление всеми узлами аналогово-цифрового канала и обмен данными с модулем центрального процессора осуществляются сигнальным процессором. Аналогово-цифровой канал (АЦК) должен состоять из аналогово-цифрового преобразователя (АЦП), масштабирующего усилителя с фиксированными и различными коэффициентами передачи, входного мультиплексора и аналоговых фильтров нижних частот.

Создание специфического блока ввода, который является одним из ключевых элементов микропроцессорных устройств РЗ и ПА, предполагает определение стандарта выполнения конструкции. При выборе для этого стандартной платформы Micro PC появляется возможность установки блока ввода практически в любые конструктивы: в каркасы с магистралью ISA, либо непосредственно в пассивные объединительные платы, либо установки на стойках в виде этажерки. Фиксация модуля при этом может осуществляться с четырех сторон, что снижает вероятность нежелательных смещений модуля в установочной позиции. Выбор системной магистрали ISA обусловлен существованием наиболее распространенных стандартных решений в мире промышленной автоматизации на базе IBM PC-совместимой архитектуры.

Блок ввода может быть разработан в расчете на 16 дифференциальных входов или на 32 входа с общей землей. Данное количество входов должно удовлетворять необходимым задачам устройств РЗ и ПА. Аналоговые фильтры нижних частот должны обеспечивать фильтрацию нежелательных частотных составляющих входных аналоговых сигналов и устранять наложение частот. Диапазон входного напряжения может составлять $\pm 2,5$, $\pm 5,0$ и $\pm 10,0$ В. Коэффициенты передачи масштабирующего усилителя могут быть равны 1, 4, 16, 64, а АЦП, в свою очередь, может представлять собой одноканальный

14-разрядный аналогово-цифровой преобразователь последовательного приближения со временем преобразования порядка 2,0 – 2,5 мкс (частота выборки 400 – 500 кГц). Как показывают расчеты, для работы с векторными входными величинами разрядность АЦП не должна быть меньше указанного выше значения по условиям допустимых угловых погрешностей.

Одним из примеров обработки сигналов, который можно реализовать при использовании данного модуля, может быть осуществление гармонического анализа входного сигнала с использованием наиболее употребимого преобразования Фурье.

В виде ряда Фурье может быть представлена любая функция, удовлетворяющая условию периодичности $x(t) = x(t + T)$, где T – период повторения функции, и условиям Дирихле – функция должна быть ограниченной, кусочно-непрерывной и иметь на протяжении периода конечное число экстремумов или разрывов [4]. При этом возможное наименьшее значение периода называется основным или базовым периодом и обозначается как T_0 .

В тригонометрической форме ряд Фурье имеет вид

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\omega_0 t + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin k\omega_0 t,$$

где $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ – основная (фундаментальная) круговая частота; $k = 1, 2,$

$3 \dots$ – номер гармоники.

Весовые коэффициенты при гармониках $a_0, a_1, b_1, \dots, a_k, b_k \dots$ определяются по нижеследующим формулам:

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_t^{t+T_0} x(t) dt ;$$

$$a_k = \frac{2}{T_0} \int_t^{t+T_0} x(t) \cos k\omega_0 t dt ;$$

$$b_k = \frac{2}{T_0} \int_t^{t+T_0} x(t) \sin k\omega_0 t dt .$$

Через весовые коэффициенты ряда Фурье определяется и уровень постоянной составляющей в сигнале

$$A_0 = \frac{a_0}{2},$$

и амплитуда любой гармоники

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2},$$

и её начальная фаза $\operatorname{tg}(\varphi_k) = \frac{a_k}{b_k}$.

При обработке получаемого дискретного сигнала с фиксированным числом выборок N на периоде сигнала T_0 для модуля можно написать алгоритм вычисления коэффициентов ряда Фурье, используя нижеследующие формулы:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n; \\ a_k &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot \cos(k \cdot 2\pi \cdot \frac{n}{N}); \\ b_k &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot \sin(k \cdot 2\pi \cdot \frac{n}{N}), \end{aligned}$$

где n – порядковый номер выборки из сигнала в пределах периода; N – число выборок из сигнала на его периоде $T_0 = 1/f_0 = 2\pi/\omega_0$.

Ограничившись первой гармоникой для расчетов ортогональных составляющих, вычисления необходимых технологических параметров (активной и реактивной мощностей, сопротивлений и т.п.) можно производить по коэффициентам a_1, b_1 для соответствующих токов и напряжений. При непрерывной обработке входных сигналов полученные результаты могут складываться в буфер для передачи их из блока ввода в память центрального процессора как исходных данных для реализации конкретных технологических алгоритмов.

Разработка данного блока ввода осуществляется в расчете на использование канала прямого доступа к памяти (ПДП) для обмена данными с центральным процессором (ЦП) промышленного компьютера. В целях обеспечения быстрого обмена данными между модулями централь-

ного процессора и блоком ввода необходимо выполнение условий, при которых запись передаваемых пакетов с данными от СП осуществляется в оперативно-запоминающее устройство (ОЗУ) ЦП при минимальном отвлечении каждого из этих процессоров на реализацию обмена, а именно:

- использование канала DMA, для записи передаваемых данных в ОЗУ, на стороне ЦП, входящего в состав используемого кристалла (примером может служить кристалл AM188ES/40 фирмы AMD);

- использование порта прямого доступа к памяти, для чтения из памяти данных СП (в этом случае примером могут служить СП фирмы Analog Devices типа ADSP-218x или SHARC).

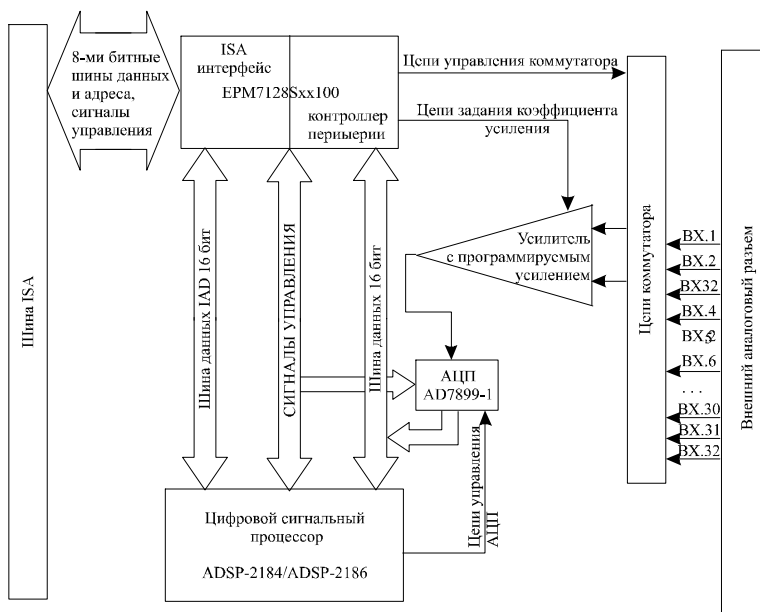
Реализация передачи пакетов данных таким способом имеет некоторую особенность, которая заключается в способности настраиваться на любую скорость обмена таким образом, что эта скорость будет определяться исключительно быстродействием канала ПДП. Благодаря этому в ряде случаев удастся получить высокую скорость обмена, недостижимую при использовании циклов программного обмена с устройствами сопряжения IBM PC-совместимых компьютеров.

Программное обеспечение (ПО) для данного блока ввода можно отнести к типу прикладных программ, в отличие от общей программы работы устройств РЗА являющейся системной. Тем не менее в каждом прикладном ПО должна существовать общая для всех приложений часть, без которой невозможно функционирование блока ввода. Эта общая часть также может называться системной по отношению к разрабатываемому блоку ввода и должна определять инициализацию блока и цикл обмена пакетами данных между СП и ЦП. Основными и главными частями данного системного ПО будут инициализация канала DMA процессорного модуля, загрузка исполнительной программы для сигнального процессора и формирование цикла для обмена пакетами данных. В итоге, после получения передаваемых пакетов, обработанные данные могут быть переписаны в файл и представлены в нужном и удобном для отображения виде, будь то файл осциллограмм или файл табличных значений.

С учетом выше изложенных требований был разработан блок ввода и обработки аналоговых сигналов. Основу данного блока (см. рисунок) составляет сигнальный процессор фирмы Analog Devices типа ADSP-218x с контроллером DMA и программируемая логическая матрица серии EPM7128Sxx фирмы ALTERA, на базе которой реализованы функции интерфейса данного модуля и контроля периферии.

На вход блока ввода подключаются сигналы тока и напряжения контролируемого энергообъекта через согласующие разделительные транс-

форматоры. С частотой выборки АЦП (порядка 400 кГц) происходит оцифровка величины каждого предварительно отфильтрованного входного сигнала с предварительно установленным коэффициентом усиления. Полученные значения складываются в буфер, где производится их обработка. При достижении необходимого числа наборов входных величин обработанные данные отсылаются по каналу прямого доступа в память центрального процессора через шину ISA.



Структурная схема блока ввода и обработки аналоговых сигналов

При использовании в модуле 14-разрядного АЦП AD7899-1 фирмы Analog Devices погрешность получаемого значения соответствовала $\pm 2 \text{ LBS}$ (1LBS – Last Significant Bit – последний значащий бит, в нашем случае $\pm 5 \text{ В}$, отнесенный к 16384) [5]. При этом к данной погрешности могла бы добавляться погрешность смещения уровня нуля для каждого канала, но она компенсируется программным путем.

Рассмотренная разработка привела к реализации унифицированного блока ввода аналогового сигнала, пригодного для осуществления в различных устройствах РЗ и ПА.

При выполнении с использованием такого блока аналогового ввода задачи осциллографирования осуществлялась поканальная дискретизация входных сигналов промышленной частоты 50 Гц с фиксированным количеством выборок $N = 36$ за период. Частота выборки каждого сигнала составляла 1800 Гц. При опросе 10 дифференциально включенных каналов разброс мгновенных значений входных сигналов составлял 0,053 В для напряжения 220 В. Передача данных по каналу ПДП составила 90 мкс – 50 мкс для каждых 10 отсчетов. Прикладная программа блока ввода осуществляла функции выбора канала опроса, масштабирования входного сигнала задания частоты опроса каналов, складирования оцифрованных данных в буфер для передачи по каналу ПДП. Системное ПО обеспечивало начальную загрузку прикладной программы в блок ввода, передачу данных по каналу прямого доступа к памяти и создание файла осциллографирования из переданных мгновенных значений.

Библиографический список

1. Федосеев А.М., Федосеев М.А. Релейная защита электрических систем. – М.: Энергоатомиздат, 1992.
2. Белотелов А.К. Научно-техническая политика РАО «ЕЭС России» в развитие систем релейной защиты и автоматики // Релейная защита и автоматика энергосистем 2002: Сб. докладов XV научно-технической конференции. – М.: ВВЦ, 2002.
3. Иофьев Б.И. Автоматическое аварийное управление мощностью энергосистем. – М.: Энергия, 1974.
4. Шмурьев В.Я. Цифровая регистрация и анализ аварийных процессов в электроэнергетических системах. – СПб., 2003.
5. Data Converters Application Notes. C01365-4.5-8/00 (rev. 0). – Analog Devices Inc., 2000.

УДК 681.3

Анализ промышленных сетей сбора данных в целях использования в цифровых трансформаторах тока и напряжения на подстанциях энергосистем

В.Н. Гречухин, канд. техн. наук, В.С. Копейко, асп.

Дается общее представление о промышленных шинах (fieldbus), а также обзор и сравнительные характеристики наиболее популярных из них: CAN [2], LON [1], PROFIBUS [3], WorldFIP [5], Foundation Fieldbus, ASI и HART [4].

Цифровой трансформатор тока (ЦТТ) предназначен для измерения и регистрации токов высоковольтных силовых цепей в нормальных и аварийных режимах работы. Измерительная информация передается потребителям в цифровой форме. ЦТТ построен на базе сигнального процессора ADSP-2181, способного производить обработку информации в реальном времени. Разработанный ЦТТ потенциально способен производить выборки и обработку отсчетов с частотой около 20 кГц, что на порядок превышает запросы большинства существующих потребителей измерительной информации.

В связи с этим необходимо исследование и разработка высокоскоростной системы сбора информации между цифровыми трансформаторами тока и напряжения и распределения ее между микропроцессорными системами релейной защиты на станциях и подстанциях энергосистем.

В качестве физической среды для передачи сигнала необходимо использовать волоконно-оптические линии связи (ВОЛС), которые позволяют передавать информацию с более высокими скоростями по сравнению с медным кабелем, невосприимчивы к электромагнитному излучению и имеют вполне приемлемые для большинства применений стоимостные показатели в пересчете на канал. Информационный канал при этом содержит оптический излучатель, приемник и среду передачи информации – оптическое волокно (пластиковая или стеклянная нить). Кроме того, при использовании ВОЛС исключена опасность выноса потенциала на щит управления подстанции.

В связи с этим назрела необходимость в целенаправленном обзоре и анализе предлагаемых на рынке промышленных шин для организации сбора информации от ЦТТН и распределения между микропроцессорными системами РЗА, ПА и измерений на станциях и подстанциях энергосистем.

Коммуникационная технология построения единой информационной сети, объединяющей интеллектуальные контроллеры, датчики и исполнительные механизмы, определяется одним термином *fieldbus* (полевая шина, или промышленная сеть).

Fieldbus – это, во-первых, некий физический способ объединения устройств (например, RS485) и, во-вторых, программно-логический протокол их взаимодействия.

Уникальные системы, то есть системы, работающие по уникальным протоколам связи и производимые и поддерживаемые одной компанией, получили название закрытых систем. Успешно же интегрировать в единую систему изделия от различных производителей позволяет использование принципов открытых систем.

Применительно к промышленным сетям частные решения – это интеллектуальная собственность отдельных компаний, и использование та-

ких технологий ограничивается необходимостью получения лицензионного права пользования. Другое – открытые системы.

Сеть считается открытой, если она удовлетворяет следующим критериям:

- наличие полных опубликованных спецификаций с возможностью их приобретения за разумные деньги;
- наличие критического минимума доступных компонентов (интерфейсные кристаллы и готовые изделия) от ряда независимых поставщиков;
- организации хорошо определенного процесса ратификации возможных дополнений к стандартам и спецификациям.

Если некоторая fieldbus-технология относится к открытым системам, то она должна обладать следующим рядом принципиальных качеств:

- включаемостью (interconnectivity), то есть возможностью свободного физического включения в общую сеть устройств от различных производителей;

- взаимодействием (interoperability), то есть возможностью построения работоспособной сети на основе включения компонентов от различных поставщиков;

- взаимозаменяемостью (inter-changeability) – возможностью замены компонентов аналогичными устройствами от других производителей.

Очевидно, что конечной целью создания открытой промышленной сети является достижение именно взаимозаменяемости отдельных ее компонентов. Это возможно, если спецификации протоколов полные и существует отлаженная система тестирования и сертификации новых изделий.

Fieldbus – это сеть для промышленного применения, логически очень похожая на LAN-сети, применяемые в офисных приложениях. Выход в системы представления (визуализации) данных, коммерческие и административные системы организуется, как правило, через стандартные офисные сети типа Ethernet через протокол TCP/IP. Однако промышленные сети должны отвечать специфическому набору требований, таким как:

- жесткая детерминированность (предсказуемость) поведения;
- обеспечение функций реального времени;
- работа на длинных линиях;
- повышенная надежность физического и канального уровней передачи данных для работы в промышленной среде;
- наличие специальных высоконадежных механических соединительных компонентов.

Ключевое требование – детерминированность поведения. Оно основано на том факте, что принимаемая или передаваемая информация ко-

дируется в цифровом виде. Каждое устройство может выполнять функции управления, обслуживания и диагностики.

CAN, LON, PROFIBUS, Interbus-S, FIP, FF, DeviceNET, SDS, ASI, HART, ControlNet [1 – 5] и несколько десятков протоколов еще – это сегодняшняя ситуация на рынке промышленных сетей. Каждая из них имеет свои особенности и области применения. На этом фоне отсутствует единый международный стандарт промышленной сети.

Распространенные протоколы, разработанные в 1977 – 2002 гг.

Название	Разработчик технологии	Физическое соединение	Максимальное количество абонентов	Максимальное расстояние (стандартное)
ASI (Actuator Sensor Interface)	ASI Consortium	Двухпроводный кабель	31 подчиненный, 1 мастер	100 – 300м
CAN (Controller Area Network)	Bosh (см. прим. 1)	Витая пара, возможны сигналы и питание	127	25 – 1000м
HART (Highway Addressable Remote Transducer)	Fisher-Rosemount	Витая пара	1+2 (стандартный режим)15+2 (многоточечный режим)	100 – 2000м
IEC/ISA SP50 Fieldbus	ISA & Fieldbus Foundation	Витая пара, оптоволокну	IS – 3–7; не IS – 128	500 – 1700м
LONWorks	Echelon	Витая пара, оптоволокну, линия питания	32 000 на один домен	2000м
Profibus (Модификации DP, EMS, PA)	Siemens	Витая пара или оптоволокну	32 без повторителей, 127 с повторителями	200 м, 800 м
WorldFIP	WorldFIP	Витая пара, оптоволокну	64 без повторителей, 256 с повторителями	2 км, 10 км

Примечание. Существует более 40 реализаций CAN HLP, поддерживаемых различными фирмами и организациями – CAL/CANopen (CAN in Automation), CAN Kingdom и т.д. Кроме приведенных, в России используются протоколы RK512, Lomicont, Remicont, Trei, I/O МФК, Danfoss, DCS, DF1, DH+, DE, BITBUS, P-NET, FIP, H1-TF, HOST-Link, KR300, NAIS FR, PPI, RKC, SNP, UNI-Telway и т.д.

1. ASI. Основная задача этой сети – связать в единую информационную структуру устройства самого нижнего уровня автоматизируемого процесса (датчики и разнообразные исполнительные механизмы) с системой контроллеров. Это следует из названия: Actuator Sensor Interface (ASI).

ASI-интерфейс позволяет через свои коммуникационные линии не только передавать данные, но и запитывать датчики. Здесь используется

принцип последовательной передачи на базовой частоте. Информационный сигнал модулируется на питающую частоту.

В качестве физической среды используется специальный неэкранированный двухпроводный кабель с трапецевидным профилем. Этот кабель позволяет подключать датчики, устанавливаемые на подвижных частях механизмов. Топологией ASI-сети может быть шина, звезда, кольцо или дерево с циклом опроса 31 узла за 5 мс. Максимальный объем данных с одного ASI-узла – 4 бит.

2. CAN. CANbus – это последовательная шина с децентрализованным доступом на основе модели CSMA/CM [2]. Возможные коллизии, связанные с одновременным запросом шины, разрешаются на основе приоритетности передаваемых сообщений.

История развития этого протокола – яркий пример того, как не доведенная до конца работа по стандартизации приводит к появлению целого семейства несовместимых друг с другом протоколов. Дело в том, что развитие CAN остановилось на определении только первых двух уровней OSI-модели. Появилось большое число разработок 7-го уровня для CAN, оформленных как самостоятельные протокольные решения: SDS (Honeywell), DeviceNET (Allen Bradley), CAL (CiA-ассоциация), CAN11 (BMW), SeleCAN (Selectron), Kingdom (Kvaser), MiCAN (RMI) и несколько других.

3. HART. Схема взаимоотношений между узлами сети основана на принципе MASTER/SLAVE [4]. В HART-сети может присутствовать до 2 MASTER-узлов (обычно один). Второй MASTER, как правило, освобожден от поддержания циклов передачи и используется для организации связи с какой-либо системой контроля/отображения данных. Стандартная топология – «звезда», но возможна и шинная организация. Для передачи данных по сети используются два режима:

1) асинхронный: по схеме «MASTER-запрос/SLAVE-ответ» (один цикл укладывается в 500 мс);

2) синхронный: пассивные узлы непрерывно передают свои данные MASTER-узлу (время обновления данных в MASTER-узле 250 – 300 мс).

За одну посылку один узел может передать другому до 4 технологических переменных, а каждое HART-устройство может иметь до 256 переменных, описывающих его состояние. Контроль корректности передаваемых данных основан на получении подтверждения.

4. FOUNDATION FIELDBUS. FF – построен по следующему принципу:
- физический уровень H1 FF (медленный), обеспечивающий рабочую скорость 31,25 Кбит/с. Эта реализация физического уровня основана на модифицированной версии стандарта IEC 1158-2;

- физический уровень H2 FF (быстрый), обеспечивающий рабочую скорость до 1Мбит/с и также основанный на стандарте IEC 1158-2;
- сетевой уровень, использующий элементы проекта IEC/ISA SP50 универсальной промышленной сети;
- прикладной уровень, включающий элементы из проекта ISP/Profibus.

5. LON. В основе LON-технологии [1] лежит использование специального интерфейсного кристалла Neuron. Этот однокорпусный кристалл содержит 3 микропроцессора: MAC (media access control CPU – ЦП доступа к среде передачи), NET (network CPU – сетевой ЦП) и APP (application CPU – ЦП приложений). MAC-процессор поддерживает первый и второй уровни OSI-модели; NET-процессор реализует функции с третьего по шестой уровень; APP-процессор обрабатывает функции прикладного уровня.

При разрешении коллизий используется предсказывающий алгоритм их предупреждения, то есть доступ к каналу упорядочивается на основе знания о предполагаемой нагрузке этого канала. Узел, желающий передать, всегда получает доступ к каналу со случайной задержкой из некоторого диапазона. Для предотвращения снижения пропускной способности сети величина задержки представлена как функция числа незавершенных заданий (backlog), стоящих в очереди на выполнение. Способность алгоритма, реализованного на MAC-уровне, «предсказывать» основана на оценке числа незавершенных заданий. Каждый узел имеет и поддерживает текущее значение backlog: инкрементирование и декрементирование происходит по результатам отправления и приема пакетов.

Максимальная размерность LON-сети – 32000 узлов, соединенных различными физическими средами в произвольной сетевой конфигурации.

6. PROFIBUS. Сегодня, говоря о PROFIBUS, необходимо иметь в виду, что под этим общим названием понимается совокупность трех отдельных протоколов: PROFIBUS-FMS, PROFIBUS-DP и PROFIBUS-PA [3]. Все три варианта протокола используют общий канальный уровень (уровень 2 OSI-модели).

Протокол PROFIBUS-DP был спроектирован для организации быстрого канала связи с датчиковым уровнем. В основе алгоритма работы лежит модель циклического опроса каналов. Кроме этого, существует набор ациклических функций для конфигурирования, диагностики и поддержки сигналов. В DP-протоколе существуют три типа устройств:

- мастер Класса-2 (DPM2): может выполнять функции конфигурирования и диагностики устройств сети;
- мастер Класса-1 (DPM1): это программируемые контроллеры (PLC, PC), в оперативном режиме выполняющие функции ведущего узла в сети;

- ведомые устройства (DP Slave): это пассивные устройства с аналоговым/дискретным вводом/выводом.

DP-протокол позволяет организовать мономастерную (один DPM1 и до 126 DP-Slaves) и многомастерную (несколько DPM1 и DP-Slaves) конфигурации.

На одном физическом канале (RS485 или оптоволоконном) одновременно могут работать устройства PROFIBUS всех трех типов. Рабочая скорость передачи может быть выбрана в диапазоне 9,6 – 2000 кбит/с.

PROFIBUS – это маркерная шина, в которой все циклы строго регламентированы по времени и организована продуманная система тайм-аутов. Протокол хорошо разрешает разнообразные коллизии в сети. Настройка всех основных временных параметров идет по сценарию пользователя.

Но самое главное то, что сегодня PROFIBUS рассматривается как кандидат на обретение статуса международного стандарта IEC (МЭК).

7. WorldFIP. Протокол WorldFIP (World Factory Instrumentation Protocol) разработан на основе французского стандарта, известного как NFC46-600 или FIP. Протокол WorldFIP удовлетворяет требованиям реального времени.

Протокол построен на гибридном (централизованный/децентрализованный) доступе к шине и для передачи данных использует режим широкого вещания (broadcast). Контроль обеспечивается со стороны центрального узла сети (central unit), называемого арбитром. Основной поток данных организован как набор отдельных переменных, каждая из которых идентифицирована своим именем. Любая переменная, обработанная в одном узле-передатчике, может быть прочитана всеми узлами-приемниками одновременно. Использование режима широкого вещания избавляет от процесса присваивания каждому устройству уникального сетевого адреса.

Функции управления некоторым процессом могут распределяться между различными устройствами на шине. Это возможно потому, что все «приемники» одновременно принимают одинаковые переменные, а время обновления данных и их передача подчиняются строгому контролю. Основу FIP составляет «база данных реального времени».

Выводы

Итак, можно констатировать, что рынок промышленных сетей сформировался: существует большое предложение сетевых технологий, постоянно ведутся работы по стандартизации как в рамках национальных, так и международных комитетов по стандартизации.

При выборе коммуникационной технологии можно руководствоваться количественными параметрами (объем передаваемых полезных данных, максимальная длина шины, допустимое число узлов на шине, помехозащищенность и др.), ценовым критерием (затраты в расчете на один узел), популярностью, эффективностью решения задачи, простотой конфигурирования и т. д. При этом улучшение одного параметра может привести к ухудшению другого. Поэтому при выборе того или иного протокольного решения необходимо следовать принципу разумной достаточности. Но наиболее важным критерием выбора должно быть соответствие принципам открытых систем – стандартизация и доступность.

Библиографический список

1. **LonTalk** Protocol Specification. Version 3.0. Echelon Corporation.
2. **K. Etschberger**. CAN, Grundlagen, Protokolle und Profile, Bausteine und Anwendungen // Hanser-Verlag, Munchen, 2. Auflage ab №9, 1998. (перевод DATAMICRO Co., Ltd.)
3. **Любашин А.Н.** PROFIBUS-открытая шина для открытых технологий // Энергетик. – 1998. – №8.
4. **Internet**, <http://catalog.stinscoman.com> «Проблемы создания АСУ ТП»
5. **Internet**, <http://www.worldfip.org>

УДК 681.3

Измерение электрического тока с помощью магнитотранзисторного интегрирующего контура

В.Н. Гречухин, канд. техн. наук, А.В. Наумов, инж.

В настоящее время существует множество разнообразных преобразователей тока, различающихся принципами действия, характеристиками, конструктивными особенностями, назначением и т.д. Получение достоверной информации об электрическом токе в цепи является важнейшей задачей многих отраслей народного хозяйства. Существует небольшое количество методов, позволяющих получать сигнал, пропорциональный первичному току, среди которых наибольшее распространение получили бесконтактные методы, использующие в качестве посредника магнитное поле, неизменно сопровождающее ток в проводе. Эффект электромагнитной индукции, гальваномангнитные эффекты, эффект Фарадея, на-

шедшие применение не только для лабораторных образцов, но и для промышленных изделий, являются фундаментальными для преобразования магнитного поля в сигнал, пригодный для конечных потребителей этой информации. Однако они не являются достаточными для измерения тока в проводнике. Влияние таких факторов, как расположение провода относительно датчика и воздействие соседних источников магнитного поля, не дает возможности построения преобразователя достаточной точности при измерении поля от тока в одной точке или ряде точек, не образующих контур вокруг провода. Разработанные на таком принципе преобразователи (электромагнитные дистанционные трансформаторы тока [2], гальваномагнитные датчики [3]) не получили широкого распространения. Базовым методом для построения трансформатора тока является закон полного тока:

$$\oint_S \vec{B} d\vec{l} = \mu_a I . \quad (1)$$

Основной идеей применения данного метода является построение интегрирующего контура вокруг проводника, устраняются тем самым влияния положения охватываемого провода и внешних источников магнитного поля. Так, например, для электромагнитного трансформатора тока и поясов Роговского контур построен из отдельных витков провода, соединенных последовательно, для гальваномагнитных преобразователей – из дискретных элементов, расположенных вокруг проводника и соединенных в соответствии с их типом, для оптомагнитных – из направленного по условно замкнутому контуру луча. Применение в последнем случае слова «условно» означает, что источник и приемник луча находятся не в одной точке, то есть контур не замкнут, в отличие от первых двух случаев. При этом для каждого случая закон полного тока применяется с некоторыми допущениями. Например, для электромагнитных трансформаторов тока и гальваномагнитных преобразователей – это измерения поля не по всему контуру, а в отдельных его точках, для оптомагнитных – незамкнутость интегрирующего контура. В настоящее время проблемы использования тех или иных методов преобразования решены в разной степени. Наиболее изучен электромагнитный трансформатор тока. Этому вопросу посвящено значительное количество статей и учебной литературы как отечественных, так и зарубежных авторов. Разработаны образцы, имеющие класс точности до тысячных долей процента (электромагнитные компараторы).

Наиболее новым направлением является изучение оптомагнитных преобразователей. Зарубежные фирмы добились значительных успехов в этом

направлении, появились промышленные образцы, однако ряд проблем требует рассмотрения. Кроме того, эти преобразователи весьма дорогостоящи.

Среди гальваномагнитных преобразователей (ГМП) наибольшее распространение получили датчики Холла. Их исследования проводились с середины позапрошлого века, что позволило накопить достаточный опыт для построения высокоточных приборов. С пятидесятих годов прошлого века они выпускаются в виде дискретных элементов, а с семидесятых – интегральных микросхем. Основное их применение, однако, ограничилось низковольтными измерительными приборами, такими как токовые клещи, измерители неравновесия в магнитных компараторах [3]. Магнитодиоды и магнитотранзисторы по сравнению с датчиками Холла новые приборы и не имеют подобной научной базы. Магниторезисторы также нашли ограниченное применение в силу квадратичной зависимости их характеристик.

Целью исследования является построения датчика тока с использованием магнитотранзисторных преобразователей горизонтальной структуры, изображенной на рис. 1. Это прибор, который реагирует на единственную составляющую магнитного поля, то есть имеет одну ось магниточувствительности (на рис. 1 направленную вдоль оси Z). Применение магнитотранзисторов также сильно ограничено из-за весьма сложной природы образования магниточувствительности, систематизированной в [1].

1. Эффект Суля (действие силы Лоренца на неосновные носители).
2. Эффект Холла (действие силы Лоренца на основные носители).
3. Магнитоконцентрационный эффект (действие силы Лоренца на носители обоих типов).
4. Эффект магнитосопротивления.
5. Магнитодиодный эффект.

Однако этот прибор имеет больше возможностей выбора режимов работы по сравнению с теми же датчиками Холла. Так, например, магниточувствительность прибора можно в широких пределах регулировать, меняя как токи коллекторов, так и базовые токи. При этом изменяется не только сама магниточувствительность, но и характер ее зависимости от температуры. Кроме того, геометрические размеры этого прибора меньше, чем у датчика Холла, что позволяет использовать его в более неоднородных магнитных полях.

При всех достоинствах и недостатках различных типов гальваномагнитных преобразователей их общей чертой является то, что эти приборы измеряют величину магнитного поля в одной точке и применение их в ка-

честве преобразователей электрического тока связано с определенными мероприятиями, необходимыми для получения достоверной информации.

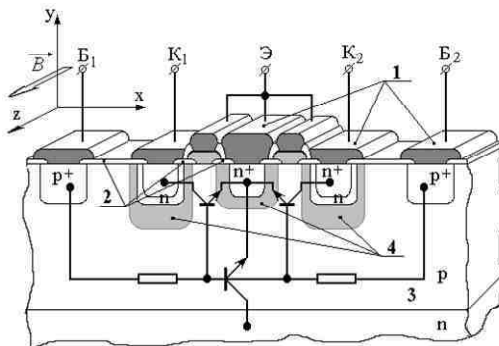


Рис. 1. Структура магнитотранзистора

На практике для измерения электрического поля с помощью ГМП используют интегрирующие контуры, охватывающие проводник [4]. Применение единственного преобразователя нерационально в силу воздействия внешних магнитных полей, а также влияния положения проводника с измеряемым током. Оба этих фактора могут привести к недопустимым погрешностям ГМП. Наиболее предпочтительным в этом случае было бы применение идеального интегрирующего контура, изготовленного в виде кольцевого ГМП. Однако это связано со значительными технологическими трудностями. Наиболее простым решением этой задачи является использование нескольких ГМП, расположенных по линии, охватывающей проводник с током (рис. 2). Поэтому интегрирующие контуры делают из конечного числа преобразователей, расположенных по линии окружности. Поскольку измерение магнитной индукции производится только в нескольких точках, реализация закона полного тока в интегральной форме (1) невозможна. Необходимо перейти к конечным приращениям.

Таким образом, для контура любой формы с числом преобразователей n формула вычисления тока будет выглядеть следующим образом:

$$\sum_{i=1}^n B_i \cdot \cos \alpha_i \cdot \Delta l_i = \mu_a \cdot I, \quad (2)$$

что можно было бы назвать дискретной реализацией закона полного тока.

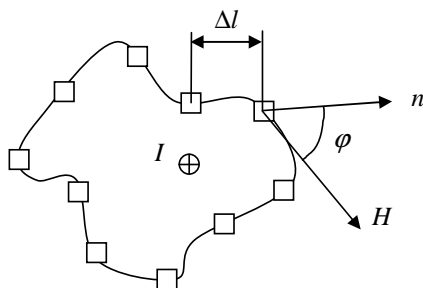


Рис. 2. Интегрирующий контур из ГМП

При $n \rightarrow \infty$ и $\Delta l_i \rightarrow 0$ эта формула принимает вид (1). Однако ее применение для небольшого количества преобразователей, расстояние между которыми сравнительно велико, нежелательно, так как будут появляться значительные методические погрешности. Необходимо определить формулу вида

$$\sum_{i=1}^n \xi_i \cdot B_i = \mu_a \cdot I, \quad (3)$$

где ξ_i – отражает интеграл вектора магнитной индукции по кривой Δl_i , или

$$\xi \cdot \sum_{i=1}^n B_i = \mu_a \cdot I, \quad (4)$$

где ξ – отражает интеграл вектора магнитной индукции по всему контуру.

Применение одной из этих формул определяет способ суммирования и масштабирования сигналов от ГМП. Допустим, что для проведения этих операций используется схема, показанная на рис. 3, при условии, что выходные сигналы датчиков потенциальные. Из рисунка видно, что при использовании формулы (3) коэффициенты ξ_i определяются резисторами $R_1 \div R_n$ и являются весовыми коэффициентами сигналов с каждого датчика в суммарном выходном сигнале преобразователя, а для (4) ξ заложено в R_{oc} , который определяет коэффициент масштабирования общего сигнала. По схеме рис. 3 сигнал с преобразователя будет иметь значение в соответствии с формулой (5):

$$U_{вых} = U_{он} G_{э-} \cdot R_{oc} - U_1 \cdot \frac{R_{oc}}{R_1} - U_2 \cdot \frac{R_{oc}}{R_2} - \dots - U_n \cdot \frac{R_{oc}}{R_n}, \quad (5)$$

где $G_{\Sigma} = \frac{1}{R_{oc}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$.

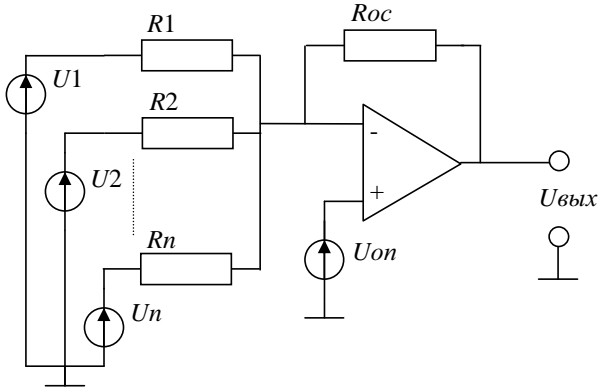


Рис. 3. Сумматор сигналов ГМП

Таким образом, в реальном приложении необходимо найти такие коэффициенты ξ_i и ξ , чтобы формулы (3), (4) давали точные значения. Для упрощения интегрирования можно криволинейный контур заменить многоугольником произвольной формы, как показано на рис. 4, в углах которого расположены ГМП. В этом случае формула (1) примет вид

$$\sum_{i=1}^n \int_0^{\Delta l_i} B_l \cdot \cos \beta_l \cdot dl = \mu_a \cdot I, \tag{6}$$

где B_l – магнитная индукция в точке на отрезке Δl .

Для определения коэффициентов ξ необходимо подробнее рассмотреть левую часть уравнения (6), в котором B_l можно описать выражением

$$B_l = \frac{\mu_a \cdot I}{2\pi \sqrt{r^2 + l^2 - 2 \cdot r \cdot l \cdot \cos(\gamma)}}, \tag{7}$$

а $\cos \beta_l$ –

$$\cos \beta_l = \frac{r \cdot \sin \gamma}{2\pi \sqrt{r^2 + l^2 - 2 \cdot r \cdot l \cdot \cos(\gamma)}}. \tag{8}$$

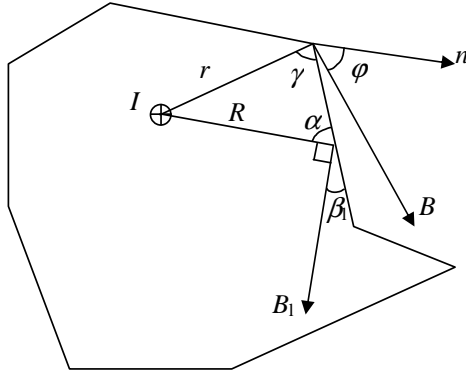


Рис. 4. Контур произвольного многоугольника

Подставляя эти формулы в левую часть (6), и приравнявая ее к левой части (1), можно получить

$$\oint_S \vec{B} d\vec{l} = \frac{\mu_a \cdot r_i \cdot \sin \gamma_i \cdot I}{2\pi} \cdot \int_0^{\Delta l} \frac{dl}{r_i^2 + l^2 - 2 \cdot r_i \cdot l \cdot \cos \gamma_i} \quad (9)$$

После интегрирования (9) приобретает вид

$$\oint_S \vec{B} d\vec{l} = \frac{\mu_a \cdot I}{2\pi} \cdot \sum_{i=1}^n \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{\Delta l}{r_i \cdot \sin \gamma_i} - \operatorname{ctg} \gamma_i \right) + \operatorname{arctg} (\operatorname{ctg} \gamma_i) \right] \quad (10)$$

Из этого выражения с использованием (3) и (4) нетрудно получить расчетные формулы для ξ :

$$\xi_i = r_i \cdot \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{\Delta l}{r_i \cdot \sin \gamma_i} - \operatorname{ctg} \gamma_i \right) + \operatorname{arctg} (\operatorname{ctg} \gamma_i) \right] \quad (11)$$

$$\xi = \frac{\sum_{i=1}^n \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{\Delta l}{r_i \cdot \sin \gamma_i} - \operatorname{ctg} \gamma_i \right) + \operatorname{arctg} (\operatorname{ctg} \gamma_i) \right]}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{r_i}} \quad (12)$$

Следует отметить, что необходимо соблюдать осторожность с дальнейшими преобразованиями вышеприведенных формул. Так, например, если $\gamma > \pi$ для какого-либо сегмента, выражение $\arctg(\operatorname{ctg}(\gamma))$ будет преобразовано до $\pi/2 - \gamma$ формулы (11) и (12) при автоматизированном расчете могут давать ошибочные результаты, как, например, при вычислении $\arctg(\operatorname{tg}(\pi + \gamma))$ результатом будет γ .

Для примера можно произвести расчет тока по произвольному контуру, показанному на рис. 5, с использованием формулы (4) с коэффициентом преобразования, определяемым по (12), и найти погрешности при измерении тока гальваномангнитными преобразователями, расположенными в углах многоугольника. Для наглядности представления результатов контур будет расположен в плоскости декартовых координат.

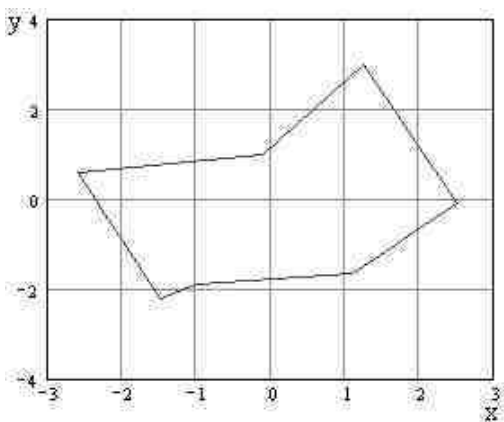


Рис. 5. Произвольный измерительный контур из семи датчиков

Изначально предполагается, что проводник расположен в нулевой точке и по нему течет ток 1000 А. Таким образом, преобразователь будет иметь точное выходное значение. При смещении проводника для точного преобразования необходимо, чтобы масштабный коэффициент пересчитывался в соответствии с формулой (12). Для этого случая на рис. 6 показано изменение вторичного сигнала с датчика тока при возможном смещении провода с током в любую сторону, в том числе и за пределы контура. Как видно из рисунка, если проводник перемещается в пределах контура, вторичный сигнал точно соответствует первичному току. При выходе провода за пределы контура вто-

ричный сигнал будет равен нулю. Это полностью соответствует закону полного тока.

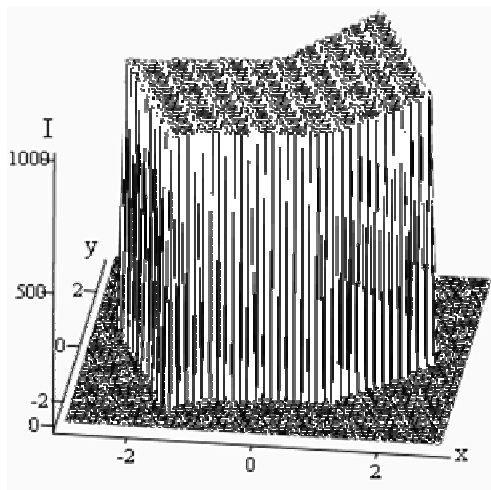


Рис. 6. Вторичный сигнал ИПТ при точном определении масштабного коэффициента

Однако на практике производить пересчет масштабного или весовых коэффициентов фактически не представляется возможным, так как нет необходимой информации о положении проводника. Коэффициент будет рассчитан один раз для какого-то положения проводника. Отсюда и появляется погрешность при смещении. На рис. 7, а показана абсолютная погрешность при смещении проводника в любую сторону внутри и за пределами контура, а на рис. 7, б – абсолютная погрешность при смещении проводника вдоль оси, проходящей через центр координатной плоскости и одну из вершин контура. Из рис. 7 видно, что методическая погрешность при этом весьма велика даже при малом смещении проводника. Увеличения точности преобразования можно добиться, выбрав наилучшую форму контура и увеличив количество датчиков. Выбор этих параметров должен производиться с учетом формы магнитного поля, а также возможности минимизации перемещений провода относительно контура. Исследования показали, что оптимальной (универсальной) формой контура для уединенной шины с различной конфигурацией сечения является круг. В тех случаях, когда измерение тока выполняется в прямоугольной шине в КРУ вблизи других токоведущих шин, ферромагнитных

экранов, оптимальным является контур эллиптической формы. При этом можно разместить датчики наиболее равномерно вокруг токоведущей шины. Отношение размеров малой и большой полуосей эллипса определяется с учетом градиента поля по образующей эллипса и требований к чувствительности датчика.

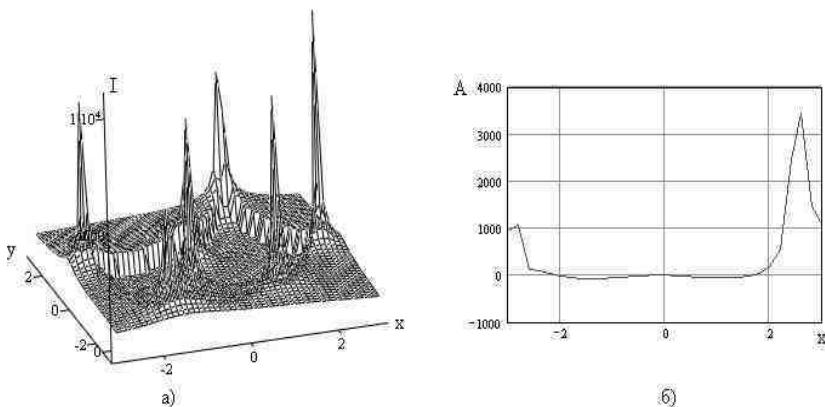


Рис. 7. Вторичный сигнал (а) и абсолютная погрешность (б) ИПТ

Формулы (11) и (12) являются общими для контуров любой формы. Их вид может меняться путем добавления расчетных формул для r_i и ψ_i , которые могут зависеть от других параметров. Так, например, для многоугольника, вписанного в окружность, формулы (11) и (12) примут вид

$$\xi_i = \sqrt{R^2 + z^2 - 2 \cdot R \cdot z \cdot \cos\left(2\pi \frac{i-1}{n} + \psi_i\right)} \times \left[\arctg \frac{R \cdot \sin(\pi/n) + z \cdot \sin\left(\pi \frac{2 \cdot i - 1}{n} + \psi_i\right)}{R \cdot \cos(\pi/n) - z \cdot \cos\left(\pi \frac{2 \cdot i - 1}{n} + \psi_i\right)} + \arctg \frac{R \cdot \sin(\pi/n) - z \cdot \sin\left(\pi \frac{2 \cdot i - 1}{n} + \psi_i\right)}{R \cdot \cos(\pi/n) - z \cdot \cos\left(\pi \frac{2 \cdot i - 1}{n} + \psi_i\right)} \right], \quad (13)$$

$$\xi = \sum_{i=1}^n \left[\operatorname{arctg} \frac{R \cdot \sin(\pi/n) + z \cdot \sin\left(\pi \frac{2 \cdot i - 1}{n} + \psi_i\right)}{R \cdot \cos(\pi/n) - z \cdot \cos\left(\pi \frac{2 \cdot i - 1}{n} + \psi_i\right)} \right] +$$

$$+ \operatorname{arctg} \frac{R \cdot \sin(\pi/n) - z \cdot \sin\left(\pi \frac{2 \cdot i - 1}{n} + \psi_i\right)}{R \cdot \cos(\pi/n) - z \cdot \cos\left(\pi \frac{2 \cdot i - 1}{n} + \psi_i\right)} \left. \right] - \quad (14)$$

$$- \sum_{i=1}^n \frac{1}{\sqrt{R^2 + z^2 - 2 \cdot R \cdot z \cdot \cos\left(2\pi \frac{i-1}{n} + \psi_i\right)}}$$

соответственно, где z – величина смещения от центра вдоль какой-либо оси, ψ_i – угол наклона этой оси.

Как уже отмечалось при проектировании трансформатора тока с контуром из гальваномангнитных преобразователей, корректирующие коэффициенты будут рассчитаны только для одного положения токоведущего провода. Определять погрешности от его смещения, использовать формулы (3) и (4) в том виде, в котором они представлены, нельзя (получится возрастающая положительная погрешность). Дело в том, что значения магнитной индукции в формулах абсолютные, в то время как вторичный сигнал с каждого гальваномангнитного преобразователя отражает проекцию вектора магнитной индукции на ось магнитной чувствительности. Однако в данном случае нет необходимости введения дополнительных поправочных коэффициентов. Суммирование таких вторичных сигналов лишь улучшает качество измерений при определенной величине сдвига проводника в контуре. На рис. 8 показана поверхность относительной методической погрешности для контура вида правильного двенадцатиугольника, расстояние от центра до вершины у которого равно 5 см. При этом максимальная погрешность не возрастает более 0,1 % при смещении провода до половины расстояния от центра до вершины контура. В данном случае предполагается, что оси магниточувствительности гальваномангнитных преобразователей направлены по касательным к окружности, проходящей через точки установки датчиков, а коэф-

коэффициент коррекции рассчитывался в центре, что не является обязательным. Например, изменение угла поворота преобразователей может привести к более равномерному распределению погрешности. Однако если смещение провода в контуре не слишком велико, то наилучшее расположение осей магниточувствительности датчиков – вдоль касательных, а расчетной точки корректирующего коэффициента – в центре.

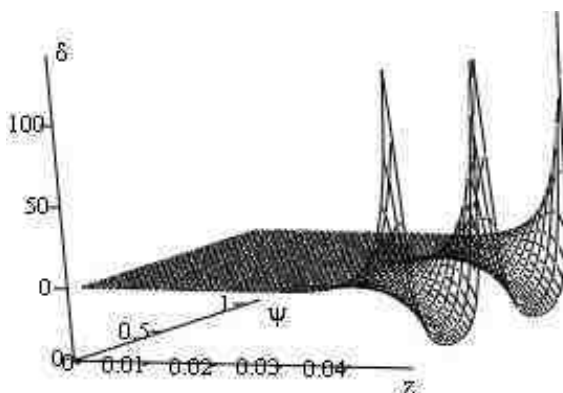


Рис. 8. Методическая погрешность для двенадцатиугольного контура

Задачей исследований является разработка датчика тока с использованием магнитотранзисторов со структурой, показанной на рис. 1. Параметры магнитотранзистора имеют свойство изменяться в зависимости от температуры, в том числе и его основной параметр – магниточувствительность. Был проведен ряд экспериментов для определения температурной зависимости магниточувствительности для нескольких образцов. На рис. 9 изображены результаты обработки полученной информации – влияние температуры на абсолютную магниточувствительность (разность коллекторных токов в отношении к магнитной индукции). При использовании интегрирующего контура из магнитотранзисторов в качестве преобразовательного элемента трансформатора тока необходимо произвести стабилизацию этой характеристики, что проще всего реализовать с помощью микропроцессорных средств. В разработанном макете цифрового трансформатора тока работают три контура коррекции. Первый реализован в аналоговой части до датчика и работа-

ет полностью автономно. Второй контур построен на цифровых потенциометрах, управляемых командами микропроцессора. Процессор следит за сигналами и по потребности подстраивает потенциометр, что изменяет режим работы аналоговой части.

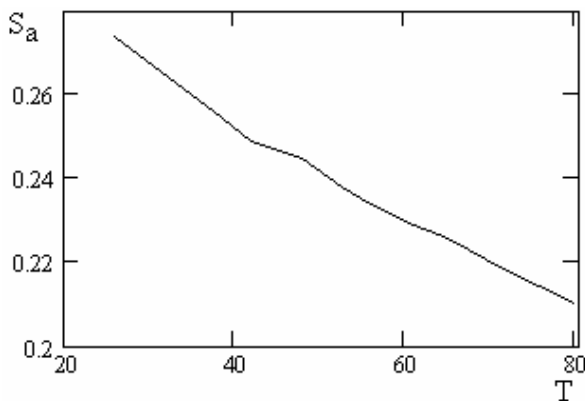


Рис. 9. Зависимость магниточувствительности магнитотранзистора от температуры

Третий контур программный. Микропроцессор умножает отсчеты аналого-цифрового преобразователя на коэффициент мультипликативной коррекции, и к полученному числу добавляется поправка, исключающая аддитивную составляющую погрешности. Многоконтурность коррекции обусловлена спецификой возникновения погрешностей в измерительном канале. Таким образом, результат измерений удовлетворяет классу точности релейных трансформаторов тока 5P, что позволяет использовать магнитотранзисторный интегрирующий контур как дополнение к точным измерительным трансформаторам для расширения динамического диапазона.

Библиографический список

1. Балтес Г.П., Попович Р.С. Интегральные датчики магнитного поля / ТИИЭР. – 1986. – Т. 74. – С. 60–90.
2. Казанский В.Е. Трансформаторы тока в схемах релейной защиты. – М: Энергия, 1979.
3. Спетор С.А. Измерение больших постоянных токов. – Л.: Энергия, 1978.
4. Разин Г.И., Щелкин А.П. Бесконтактное измерение электрических токов. – М.: Атомиздат, 1974.

УДК 621.321

Технологический алгоритм регулятора мощности газотурбинных установок

В.А. Мартынов, д-р техн. наук, А.В. Рассказчиков, канд. техн. наук

Для повышения экономической эффективности на предприятиях, имеющих свои котельные, используют выработку электроэнергии за счет утилизации избыточной тепловой энергии. Избыточная тепловая энергия котлов, которая может быть использована для выработки электроэнергии, как правило, составляет небольшую долю от потребления электроэнергии предприятием. Однако в режимах минимума нагрузки возможна выдача электроэнергии, вырабатываемой генераторами, в энергосистему.

На подстанциях газовых магистральных компрессорных станций применяются газотурбинные установки для питания собственных нужд. Их суммарная мощность превышает нагрузку на секциях собственных нужд, поэтому возможен режим работы с выдачей электрической энергии в энергосистему. Главная электрическая схема подстанции (рис. 1) включает один трансформатор связи с энергосистемой напряжением 110/10 кВ, три секции 10 кВ, соединенные выключателями по кольцевой схеме, и две газотурбинные установки ГТУ1 и ГТУ2. Питание секций 10 кВ производится через трансформатор от энергосистемы или от одной или двух секций ГТУ.

По договору с Ивановской электроналадкой для одной из подстанций компрессорной станции разработан технологический алгоритм группового регулятора мощности для управления режимами работы ГТУ.

Для возможности работы параллельно с системой генераторы снабжаются индивидуальными статическими регуляторами активной и реактивной мощностей, которые не обеспечивают автоматическое управление заданными перетоками мощности.

Разработанный технологический алгоритм позволяет с помощью микропроцессора управлять работой двух генераторов, обеспечивая следующие режимы:

1) работа на номинальной мощности. Избытки мощности выдаются в энергосистему без ограничений;

2) работа по графику, заданному энергосистемой. Размер выдаваемых в энергосистему избытков мощности ограничен графиком и договорными отношениями с энергосистемой;

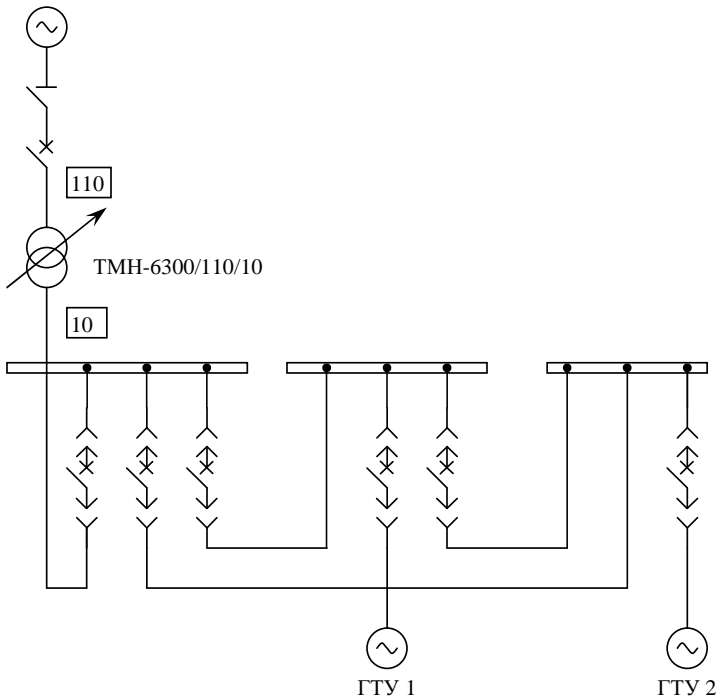


Рис. 1. Главная электрическая схема подстанции

3) работа параллельно с энергосистемой с поддержанием заданной мощности с определенным статизмом;

4) автономный режим работы на переменную нагрузку с распределением мощности между двумя генераторами.

Групповой регулятор обеспечивает режим с заданной точностью, т.е. представляет собой астатический регулятор по частоте и напряжению. Точность астатического регулирования заданных параметров определяется характеристиками измерительного оборудования и исполнительных механизмов систем регулирования.

Резкие колебания частоты и напряжения воспринимаются индивидуальными статическими регуляторами турбин и генераторов, поэтому скорость ввода контролируемых параметров может составлять от 1 до 10 секунд.

Технологический алгоритм предусматривает режимы работы с двумя и одним генераторами. Преимущество отдается включению в сеть

двух генераторов. Это обусловлено меньшей величиной статизма регулирования параметров по отношению к режиму с одним генератором.

База данных алгоритма включает в себя: сообщения о режимах работы; контролируемые параметры; специальные параметры, изменяющие работу технологического алгоритма; задаваемые параметры и нормативно-справочную информацию.

Технологический алгоритм в соответствии с предусмотренными режимами подразделяется на четыре части. Режим работы задается оператором с пульта. В групповом регуляторе не предусматриваются управляющие сигналы на коммутационную аппаратуру и не выводится информация об ее положении. При срабатывании технологических защит ГТУ блокируются действия группового регулятора для исключения ложного сигнала на изменение параметров. При аварии в энергосистеме с дефицитом активной генерирующей мощности со снижением частоты делительная автоматика по частоте обеспечит раздельную работу генераторов и энергосистемы отключением вводного выключателя 10 кВ. В технологическом алгоритме при параллельной работе с энергосистемой групповое регулирование производится по величинам активных мощностей и по напряжению на шинах 10 кВ с контролем баланса реактивных мощностей. При раздельной работе энергосистемы дополнительно контролируется изменение частоты.

Таким образом, групповой регулятор осуществляет астатическое регулирование заданных параметров воздействием на положение соответствующих статических регуляторов с контролем допустимых режимов и срабатывания технологических защит [1, 2].

Технологический алгоритм представлен в виде укрупненной структурной схемы на рис. 2.

Входной информацией в блоке 1 являются контролируемые, специальные и задаваемые параметры. Контролируемые параметры вводятся через контроллеры в АСУ. Специальные и задаваемые параметры вводятся оператором.

В блоке 2 проверяется положение регулятора. Если в энергосистеме произошло снижение частоты и делительная частотная защита отключила вводной выключатель 10 кВ или он отключен по другим причинам, то в блоке 3 происходит переход к четвертому режиму.

В четвертом блоке проверяется задание первого режима работы на номинальной мощности.

В пятом блоке контролируется срабатывание технологических защит.

В шестом блоке сравнивается текущая нагрузка $P_{Гi}$, $Q_{Гi}$ и напряжение U с заданными значениями и формируется управляющий сигнал. Для

исключения перерегулирования с многократным воздействием учитывается точность исполнения управляющего сигнала.

В седьмом блоке проверяется задание второго режима работы по заданному графику.

В восьмом блоке формируется управляющее воздействие в соответствии с текущим временем графика $t_{ГТ}$.

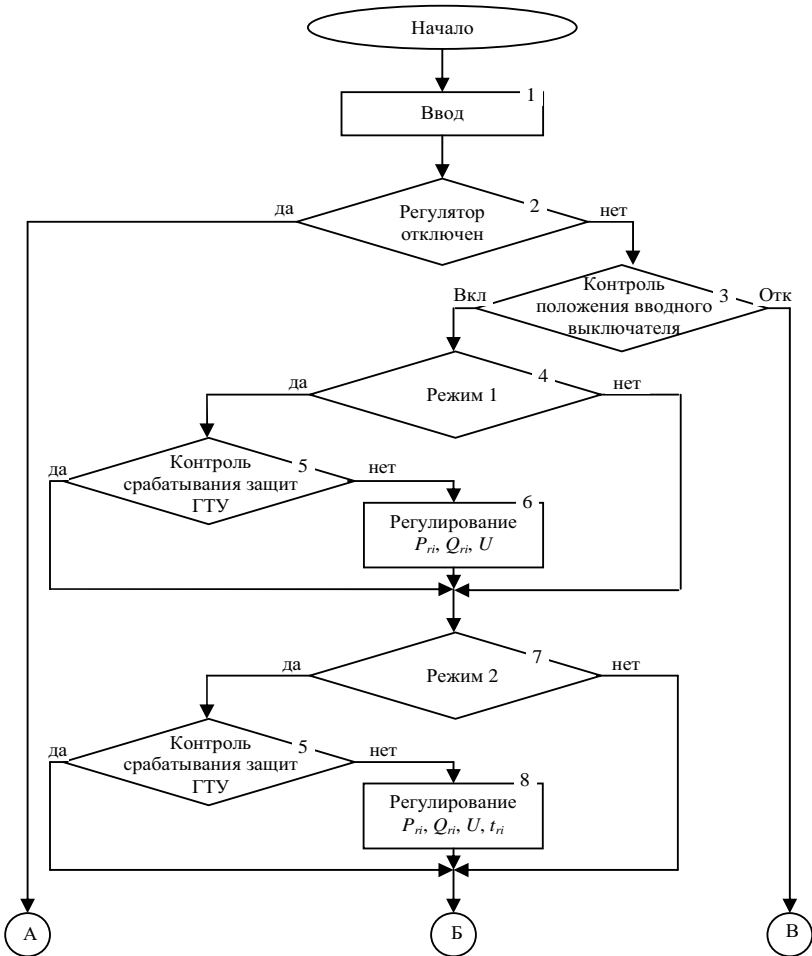
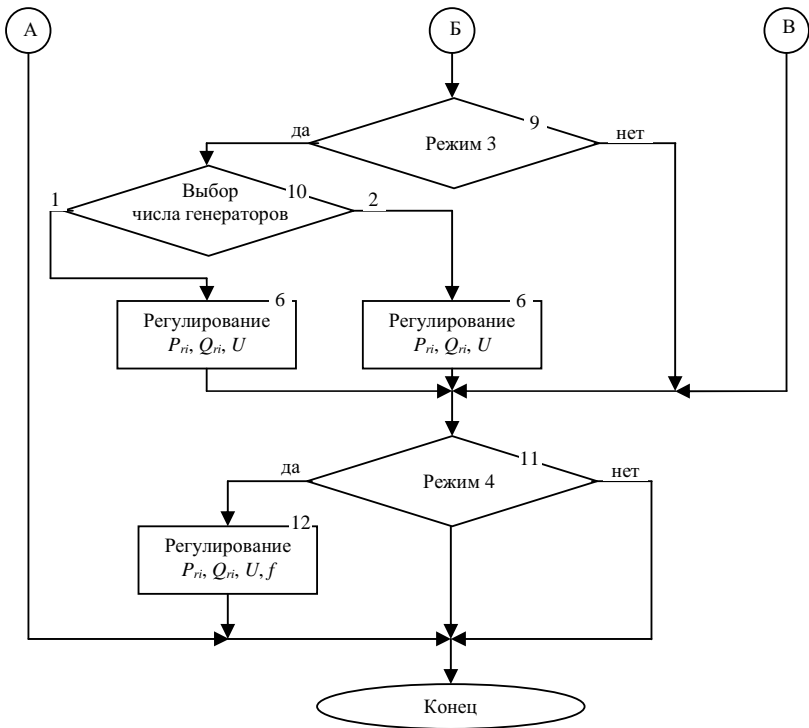


Рис. 2. Блок-схема



Окончание рис. 2

В девятом блоке проверяется задание третьего режима работы с поддержанием заданной мощности. При этом возникает необходимость в десятом блоке выбирать количество работающих генераторов.

В одиннадцатом блоке проверяется переход в автономный режим работы. Следовательно, в двенадцатом блоке производится дополнительное регулирование частоты на секциях 10 кВ.

Библиографический список

1. Лисицын М.В., Косарева Е.Г. Многосвязная система автоматического регулирования режимов электроэнергетических объектов // Электричество. – 1993. – №9. – С. 14–17.
2. Многосвязная общестанционная система регулирования напряжения / М.И. Гумин, Е.Г. Косарева, М.В. Лисицын, Л.В. Росман // Электр. станции. – 1997. – №10. – С. 12–17.

УДК 621.311

Контроль механической деформации обмоток силового трансформатора

О.Н. Калачева, канд. техн. наук

Необходимость контроля. Действие электродинамических сил, возникающих в токоведущих частях трансформатора при КЗ, может сопровождаться смещением и деформациями отдельных проводников или катушек обмоток, а также самих обмоток или токопроводов, снижением силы осевой прессовки обмоток и др., что в конечном итоге ведет к аварии трансформатора.

Согласно [1] около 80 % повреждений при КЗ для трансформаторов мощностью менее 125 МВ·А и более 80 % повреждений для трансформаторов мощностью более 125 МВ·А вызваны потерей радиальной устойчивости, сопровождающейся ростом сопротивления КЗ трансформатора вследствие увеличения объема межобмоточного пространства.

Диагностический признак наличия деформаций. Простая зависимость Z_k от объема внутриобмоточного пространства обмоток, участвующих в опыте КЗ, позволяет установить достаточно четкую связь объема механических повреждений с величиной изменения сопротивления КЗ ΔZ_k . Значительные осевые деформации и смещения обмоток также могут быть обнаружены по изменению Z_k (u_k).

Основными параметрами, влияющими на сопротивление КЗ трансформатора, являются ширина главного канала рассеяния и высота обмоток. При радиальных деформациях внутренних обмоток происходит, как правило, частичное увеличение ширины главного канала рассеяния. В зависимости от величины изменения Z_k можно определить степень деформации обмоток. Под допустимой нормой на относительное изменение сопротивления или напряжения КЗ понимают то увеличение Z_k (u_k), при котором трансформатор еще может нормально работать в эксплуатации. Превышение этой нормы указывает на необходимость вывода трансформатора в профилактический ремонт в целях предотвращения возможности серьезного или полного разрушения обмоток вследствие потери радиальной устойчивости или перекрытия изоляции из-за недопустимо больших местных смещений обмоток. Значение ΔZ_k зависит от конструкции обмоток, от соотношения геометрических размеров обмоток, от техноло-

гии изготовления обмоток. В [1] на основании результатов испытаний в НИЦ ВВА различных по мощности и по конструкции трансформаторов приведены допустимые нормы изменения Zk . Значение допустимого отклонения ΔZk изменяется в пределах $1,5 \div 5 \%$.

В [2] показано, что в зависимости от характера смещений и деформаций в обмотках, особенно для трехобмоточных и автотрансформаторов, ΔZk может быть как положительным, так и отрицательным. Сделан вывод, что для оценки деформаций обмоток пригоден метод контроля Zk , отличающийся простотой процедуры измерений, хорошей повторяемостью результатов и, главное, достаточно высокой надежностью оценки наличия повреждения при отклонении параметра на определенную величину. В [3] устанавливается общая норма допустимого отклонения параметра Zk при измерениях в процессе эксплуатации, равная 3 %.

Существующие методы контроля механических деформаций обмоток. Согласно [1] одним из наиболее чувствительных практически к любым видам механических повреждений в обмотках трансформаторов методов является *метод низковольтных импульсов* (МНИ), основанный на осциллографировании переходных процессов при прохождении через обмотку трансформатора импульсной волны. Суть метода подробно изложена в [4]. МНИ позволяет фиксировать изменение запрессовки обмоток, однако трудность его применения заключается в неоднозначности результатов измерений.

Вторым методом является метод периодических замеров Zk на отключенном трансформаторе. Из опыта [1] известно, что в экспериментах с помощью МНИ фиксируются осевые смещения отдельных катушек, а измерения Zk позволяют лучше определять радиальные деформации.

Общим недостатком рассмотренных выше методов является требование отключения трансформатора и его расшиновки, а также то, что измерения должны проводиться специально подготовленным персоналом. Поэтому существует необходимость в разработке новых методов контроля на работающем трансформаторе, вызванная тем, что механические деформации обмоток, возникающие при протекании по ним аварийных токов КЗ, не всегда сразу приводят к электрическим повреждениям, т.е. не вызывают срабатывание существующих защит (дифференциальной, газовой). Продолжительность работы трансформатора с такими деформациями может исчисляться месяцами, но несвоевременный вывод их в ремонт может привести к дальнейшему развитию имеющихся повреждений (даже без КЗ) и вызвать межвитковые и межкатушечные замыкания.

В [5, 6] описывается промышленный образец устройства диагностики механического состояния обмоток совместной разработки АО НИЦ ВВА и кафедры информационной и измерительной техники МЭИ на базе персональных ЭВМ IBM PC. Устройство регистрирует в течение заданного времени (0,5 с) мгновенные значения первичного и вторичного напряжений и тока одной из фаз (со стороны звезды) с интервалом 200 – 500 мкс одновременно по трем каналам. По выборкам этих значений рассчитывается диагностический параметр Xk (Lk) как среднестатистический для некоторого числа N мгновенных значений u_j , i_j , $(di/dt)_j$ методом наименьших квадратов и вычисляется в каждом конкретном случае так, чтобы минимизировать сумму отклонений. Искомая индуктивность Lk определяется по выражению

$$Lk = \frac{\sum_{j=1}^N (u_j - i_j \cdot Rk) \cdot \left[\frac{di}{dt} \right]_j}{\sum_{j=1}^N \left[\frac{di}{dt} \right]_j^2}.$$

Полученные результаты усредняются по серии из 10 измерений, проводимых на каждой фазе. По изменению значения Lk (или, что то же, Xk) судят о степени деформации обмоток.

Серьезным недостатком описанной выше системы диагностики является то, что метод, положенный в основу измерения Lk , базируется на использовании производных (di/dt) , т.е. фактически содержит дифференциатор. В то же время из теории измерений и теории управления известно, что методы, связанные с измерением производных или их расчетом, трудно реализуемы в физических и в вычислительных системах. Вот почему авторам данного устройства приходится прибегать к усреднениям по результатам многих замеров, а также использовать приемы статистической обработки по большой выборке $N = 10^3$ [5]. Кроме того, для исключения ложных срабатываний устройства, вызванных ненормальными режимами работы или наводками, возникающими в измерительных цепях при срабатывании удаленной коммутационной аппаратуры, в устройстве предусмотрен анализ измеренных массивов тока и напряжений и исключение из расчетов значений тока и напряжений, выходящих из заданных границ. Все это приемы, позволяющие сгладить вышеуказанный недостаток применяемого метода.

Суть предлагаемого автором метода. При оснащении трансформаторов современными микропроцессорными защитами сигналы о величинах режимных параметров (токов, напряжений, номере текущей отпайки РПН), фиксируемые для защит, могут использоваться также и для контроля механической деформации обмоток без отключения трансформатора. Для этого предлагается использовать метод, основанный на измерении у трансформатора под нагрузкой его фактического реактивного сопротивления Xk , сравнении его с начальным значением $Xk_{нач}$ и нахождении изменения ΔXk . По величине ΔXk делается вывод о степени механической деформации контролируемых обмоток (далее индекс «к» опускается). Значение x трансформатора является результатом косвенного измерения.

Достоинством метода является то, что расчетные формулы для x базируются на измеренных действующих значениях токов и напряжений, а не на мгновенных значениях, как в [5, 6]. Действующие значения в микропроцессорных датчиках получаются путем интегрирования на интервале времени, равном одному периоду переменного тока. Благодаря этому они являются величинами достаточно достоверными, мало зависящими от наводок, возникающих в измерительных цепях, например, при срабатывании не удаленной коммутационной аппаратуры.

Для измерения сопротивления КЗ трансформатора под нагрузкой используется следующий подход. При известных входных параметрах по формулам, приведенным в [7], рассчитывается падение напряжения в трансформаторе ΔU как функция режимных параметров и сопротивлений трансформатора

$$\Delta U = f(U_1, U_2, I, r, x), \quad (1)$$

а по его значению определяется фактическое реактивное сопротивление трансформатора $x_{факт}$.

Для мощных трансформаторов значением r можно пренебречь; для трансформаторов средних мощностей допустимо принять его на уровне $r_{ном}$, определенного по каталожным данным:

$$r_{ном} = \frac{P_{КЗ} \cdot U_{номВН}^2 \cdot 10^3}{S_{ном}^2}, \quad (2)$$

где $P_{КЗ}$ – потери КЗ, кВт, $U_{номВН}$ – кВ, $S_{ном}$ – кВ·А.

Изменением r с изменением нагрузки трансформатора и температуры обмотки можно пренебречь, т.к. проведенные исследования показали, что

при изменении температуры наиболее нагретой точки в реальном диапазоне изменения температур от 80 до 160 °С температурное изменение r для трансформатора ТМН-2500/110 составляет примерно $(97...122\%) \cdot r_{ном}$, это приводит к изменению искомого значения x всего на 0,195 %.

Расчет фактического реактивного сопротивления трансформатора под нагрузкой производится в установившемся режиме его работы, когда нагрузка постоянна и симметрична по фазам. Расчет производится в отдельной задаче, решаемой в автоматизированной системе SCADA наряду с задачами РЗ. В целях повышения точности измерений $x_{нач}$ и последующих измерений $x_{факт}$ эти значения находятся, по рекомендации [8], как средние арифметические по результатам как минимум пяти равнозначных измерений, т.е.

$$x_{нач/факт} = \frac{\sum_{i=1}^{i_{кон}} x_i}{i_{кон}}, \quad (3)$$

где $i_{кон} \geq 5$; x_i – результат единичного измерения x .

Заключение. По результатам сравнения $x_{нач}$ и $x_{факт}$ определяется ΔXk трансформатора, по которому судят о степени механической деформации обмоток. Рассмотренный метод контроля может быть реализован на любом трансформаторе, оснащённом современными микропроцессорными устройствами защиты, получающими входные сигналы от трансформаторов тока и напряжения и микропроцессорных счетчиков «Альфа Плюс» класса точности 0,2. Метод и технологический алгоритм автора легли в основу разработанной специалистами ОАО «Ивэлектроналадка» задачи контроля механической деформации обмоток, которая внедрена в проекты реконструкции ряда крупных подстанций ЕЭС России.

Библиографический список

1. **Конов Ю.С., Короленко В.В., Федорова В.П.** Обнаружение повреждений трансформаторов при коротких замыканиях // Электр. станции. – 1980. – № 7.
2. **Определение деформаций обмоток крупных силовых трансформаторов / В.В. Соколов, С.В. Цурпал, Ю.С. Конов, В.В. Короленко // Электр. станции. – 1988. – № 6.**
3. **Объем** и нормы испытаний электрооборудования / Под общ. ред. Б.А. Алексеева, Ф.Л. Когана, Л. Мамиконянца. – 6-е изд. – М.:ИЦ ЭНАС, 1998.
4. **Диагностика деформаций обмоток силовых трансформаторов и реакторов методом низковольтных импульсов / Л.А. Дробышевский, Е.И. Левицкая, Д.В. Андреев, В.Р. Бельцер // Электротехника. – 1997. – № 3.**

5. **Макет** автоматизированной системы диагностики в эксплуатации механического состояния обмоток и защиты силовых трансформаторов / Н.И. Абрамцева, В.Ю. Горшунов и др. // Электр. станции. – 1993. – №4.

6. **Устройство** для диагностики под нагрузкой радиальных механических деформаций мощных двухобмоточных трансформаторов / Н.И. Абрамцева, В.Ю. Горшунов и др. // Электр. станции. – 1996. – №11.

7. **Глазунов А.А.** Электрические сети и системы. – 3-е. изд. – М.;Л.: ГЭИ, 1954.

8. **Лурье А.И., Шлегель О.А.** Измерение отклонения индуктивного сопротивления при электродинамических испытаниях силовых трансформаторов // Электротехника. – 1991. – №12.

УДК 621.316.925

Некоторые особенности частотного анализа сигналов аварийных процессов в релейной защите с использованием ряда Фурье

С.О. Алексинский, канд. техн. наук

В задачах АСУ ТП электроэнергетических объектов «Анализ аварийных ситуаций», «Анализ функционирования релейной защиты и автоматики» в качестве входных данных используются замеры регистраторов аварийных аналоговых сигналов (цифровых осциллографов), микропроцессорных устройств релейной защиты, устройств определения места повреждения и т.п.

Одним из видов анализа параметров сигналов аварийных процессов является частотный анализ, т.е. преобразование сигналов из области времени в область частот. Известно, что периодические сигналы (функции времени) кусочно-монотонные на периоде и имеющие конечное число точек разрыва, т.е. удовлетворяющие условиям Дирихле, описываются разложением в сходящийся ряд Фурье [1]:

$$Y(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{k=\infty} A_{mk} \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t) + B_{mk} \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t), \quad (1)$$

$$A_{mk} = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t) dt, \quad (2)$$

$$Bmk = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin(k \cdot w \cdot t) dt, \quad (3)$$

$$Ao = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt. \quad (4)$$

Возникает вопрос о возможности, ограничениях, целесообразности разложения в ряд Фурье сигналов аварийных токов и напряжений для последующего анализа. Для рассматриваемой задачи указанный ток при возникновении короткого замыкания можно определить без учета нагрузки предшествующего нормального режима из анализа простейшей схемы замещения в виде RL -цепочки, включаемой на источник синусоидального напряжения [2].

$$i = Im \cdot \sin(w \cdot t + \psi - \varphi) - Im \cdot \sin(\psi - \varphi) \cdot e^{-t/\tau}, \quad (5)$$

где $\varphi = \arctg(w \cdot L/R)$, $\tau = L/R$, ψ – фаза напряжения при включении.

Очевидно, что при $\psi - \varphi = 0$ сразу наступает установившийся режим, иначе имеет место переходный процесс. Максимальное значение свободной составляющей будет при $\psi - \varphi = \pi/2$. При рассмотрении принципиальных ограничений частотного анализа методом Фурье целесообразно рассмотреть оба типа сигналов.

К особенностям аварийных сигналов следует отнести:

- неперiodичность во временной области и ограниченность интервала наблюдения, приводящие к непрерывному спектру,
- дискретное (цифровое) представление в технических средствах, что влечет периодичность их представления в частотной области,
- скачкообразность изменения в момент короткого замыкания,
- наличие в общем случае свободной аперiodической составляющей.

Неперiodичность во временной области. С момента возникновения короткого замыкания до его отключения в высоковольтных сетях при штатном функционировании аппаратуры проходит от нескольких десятков до сотен миллисекунд. Типовому времени срабатывания быстродействующей защиты, равному 0,1 с, соответствуют 5 периодов промышленной частоты. Для анализа функционирования устройств релейной защиты особый интерес представляет первый период, и даже первый полупериод. Поэтому

целесообразно рассмотреть интервалы наблюдения сигнала с верхними границами 10 мс или 100 мс. Если задаться целью использовать для анализа сигнала ряд Фурье, то интервал наблюдения аварийного процесса следует периодически продолжить по оси времени в обоих направлениях.

Этот искусственный прием приводит к принципиальному изменению структуры спектрального представления сигнала: непрерывный спектр непериодического сигнала заменяется линейчатым. Однако для наглядности и упрощения анализа может быть рассмотрено в первом приближении нестрогое представление непрерывного спектра дискретным.

Периодичность в частотной области. Микропроцессорные цифровые аварийные осциллографы, устройства релейной защиты и т.п. представляют непрерывные сигналы в виде решетчатых функций, следовательно, спектр этих сигналов становится периодическим, с периодом F , обратным интервалу дискретизации $F = 1/dt$. В связи с этим возникает вопрос о сходимости ряда Фурье. Признаки сходимости Дирихле, Дини [1] и ряд других применимы к кусочно-монотонным функциям. Из рассмотрения линейчатого периодического спектра видно, что суммирование членов ряда Фурье с неубывающими амплитудами не приводит к конечному значению, т.е. ряд не сходится. Говорить о сходимости ряда можно, только ограничив число его членов числом гармоник, укладываемых, по крайней мере, в полупериод частоты $F/2$ ($f < F/2$).

Скачкообразность сигнала во времени. Предельным случаем скачкообразного изменения сигнала является разрыв первого рода. Разложение в ряд Фурье функций, имеющих разрывы первого рода, имеет специфические особенности, описываемые явлением Гиббса [3]. Аварийные сигналы релейной защиты в электроэнергетических системах, хотя и являются непрерывными, тем не менее, по своему характеру скачкообразны; по крайней мере, их огибающие имеют в момент возникновения короткого замыкания разрыв первого рода. Поэтому следует оценить влияние явления Гиббса на точность представления воспроизводящей функции, получающейся при суммировании членов ряда Фурье.

На основании выражений (1) – (5), а также (6), описывающего огибающую скачкообразного процесса

$$Y = \begin{cases} 0, & \text{при } t < T/2, \\ 1, & \text{при } t \geq T/2, \end{cases} \quad (6)$$

проведен ряд вычислительных экспериментов. В ходе этих экспериментов на основании заданной на периоде временной функции с заданным шагом дискретизации осуществлялись следующие действия:

- определялись коэффициенты ряда Фурье (использовался метод интегрирования по формуле Симпсона [4]),
- строилась воспроизводящая функция Y_1 ,
- вычислялась абсолютная погрешность $dY = Y_1 - Y$.

Для этого определялись амплитуды и фазы гармоник. Интервал наблюдения процесса соответствует периоду $T = 20$ мс: доаварийный процесс $T/2 = 10$ мс и аварийный $T/2 = 10$ мс. Частоты дискретизации (F_{scan}) соответствуют ряду с $F_{нок} = 384 \cdot F\delta$ [6].

На рис. 1. показан линейчатый спектр, содержащий число гармоник, превышающее предельное значение.

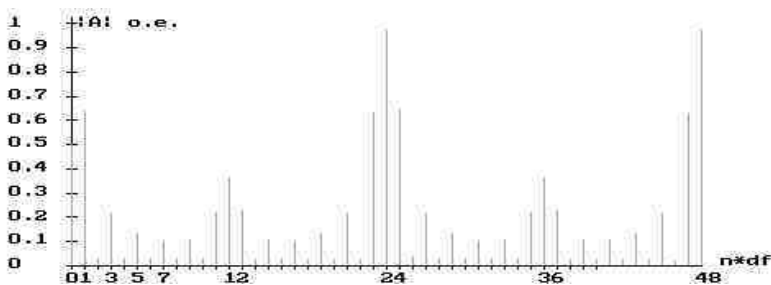


Рис. 1. Линейчатый спектр сигнала ($F_{scan} = 1200$ Гц)

Очевидна его периодичность, приводящая к тому, что ряд не сходится. Кроме того, даже на интервале до $F/2$, имеется участок, на котором амплитуды гармоник возрастают с увеличением их номеров. Следует определить целесообразное число гармоник в разложении, при котором точность воспроизведения будет наибольшей.

Предельное и целесообразное число гармоник разложения в ряд Фурье в зависимости от интервала дискретизации приведено в табл. 1.

Таблица 1. Разложение в ряд Фурье прямоугольного импульса

Отсч./пер.	12	24	48	96	192	384
F_{scan} , Гц	600	1200	2400	4800	9600	19200
dt , мс	1,6666	0,8333	0,4166	0,2083	0,1041	0,0521
$N_{гарм.}$, пред.	6	12	24	48	96	192
$N_{гарм.}$, целес.	3	7	17	33	47	96
dY	0,1071	0,0977	0,0776	0,0754	0,0911	0,0911

Целесообразное число гармоник определяется на основе анализа результатов экспериментов, исходя из минимума абсолютной погрешности

воспроизведения функции, и ориентировочно соответствует частоте $F/3$. В разложении целесообразно учитывать гармоники с монотонно убывающими амплитудами. В табл. 1 также приведены результаты расчета максимальных отклонений (пиков) воспроизводящей функции в относительных единицах в зависимости от частоты сканирования (за исключением первого отсчета после коммутации цепи, который нехарактерен). В соответствии с теоретическими выводами [3] для ступенчатой функции (0/1) максимальное относительное отклонение при бесконечном числе гармоник составляет 0,0895. Расчеты показывают, что сначала с ростом числа гармоник отклонение уменьшается, а затем начинает расти, приближаясь к теоретически рассчитанному значению. Полученные результаты вполне согласуются с приведенными в [3].

С позиций релейной защиты представляет интерес анализ сигнала типа скачка синусоидальной формы. На рис. 2. приведена характерная временная диаграмма отклонений воспроизводящей функции для случая, когда частота дискретизации $F_{scan} = 4800$ Гц, число гармоник в разложении $w = 31$.

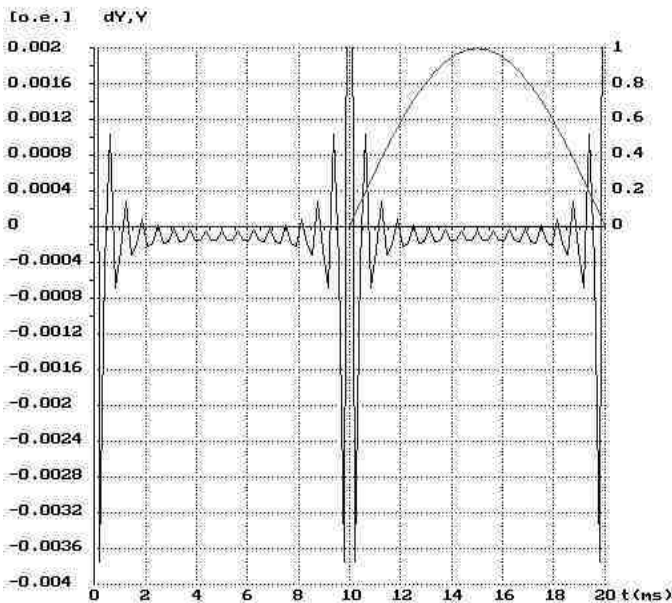


Рис. 2. Преобразуемая функция $Y(t)$ и отклонение воспроизводящей функции $dY(t)$ на интервале 20 мс

Известно [5], что пульсации в сумме усеченного ряда имеют период либо первого отброшенного члена, либо последнего удержанного. Это позволяет путем усреднения по этому периоду устранить основные эффекты пульсации (сглаживание Ланцоша). Пульсации воспроизводящей функции носят характер экспоненциально затухающей синусоиды. Отклонение минимально в середине импульса и максимально по его краям. Расчеты, проведенные для различных значений частот дискретизации при целесообразном числе гармоник, показывают:

- величина погрешности воспроизведения функции убывает с ростом частоты сканирования;
- постоянная времени затухания экспоненциальной огибающей кривой погрешности неизменна и составляет ориентировочно $0,0125 T$.

Зависимость величины максимальной погрешности воспроизведения от частоты дискретизации приведена в табл. 2.

Таблица 2. Разложение в ряд Фурье полупериода синусоидального импульса

$F_{sc}, \text{Гц}$	600	1200	2400	4800	9600	19200
$\frac{dY}{Ao=0}$	0,042	0,0172	0,0078	0,00376	0,00184	0,00091
$\frac{dY}{Ao=1}$	0,1017	0,0446	0,021	0,011	0,0052	0,0026

Для скачка сигнала синусоидальной формы отклонения существенно меньше, чем для скачка прямоугольной. Максимум отклонения приходится на начало импульса вблизи его нулевого значения.

На рис. 3 показаны особенности разложения в ряд Фурье функций вида

$$y(t) = \begin{cases} y(t) = 0, & \text{при } n \cdot T_1 < t < T/2 + n \cdot T_1, \\ y(t) = -\sin(\omega \cdot t), & \text{при } n \cdot T_1 + T/2 < t < (n+1) \cdot T_1, \end{cases} \quad (7)$$

где T – период колебаний анализируемого сигнала ($T = 20$ мс); T_1 – период или интервал наблюдения ($T_1 = k \cdot T$; k – число периодов частоты 50 Гц на интервале наблюдения); n – индекс периодичности, $n = 0, 1, 2, 3, 4 \dots$

На границе скачка исходной функции в воспроизводящей функции имеют место значительные отклонения по отношению к другим участкам интервала наблюдения.

Величина отклонения существенно зависит от числа наблюдаемых периодов промышленной частоты k на интервале наблюдения T_1 (рис. 4).

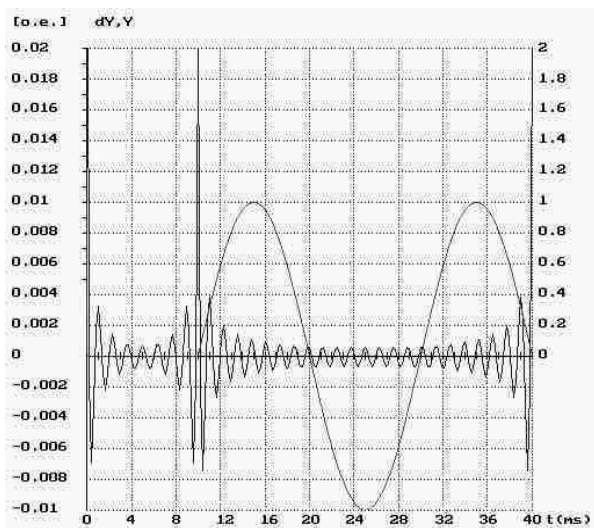


Рис. 3. Преобразуемая функция $Y(t)$ на интервале периода разложения 40 мс и отклонение воспроизводящей функции dY

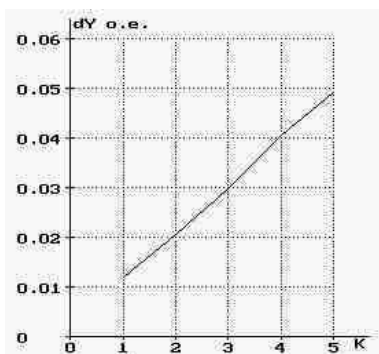


Рис. 4. Зависимость отклонения воспроизводящей функции от длительности периода наблюдения $T_1 = \kappa \cdot T$, ($T = 20$ мс)

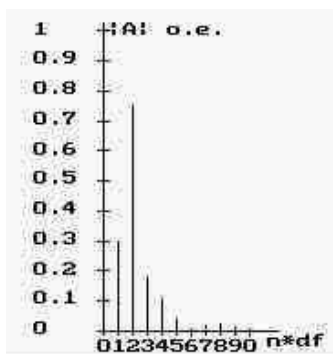


Рис. 5. Спектр сигнала с длительностью $T_1 = 40$ мс (2-я гармоника соответствует частоте 50 Гц)

Разложение функции вида (7) в ряд Фурье показывает, что спектральный состав (рис. 5) зависит от интервала наблюдения T_1 : с ростом числа наблюдаемых колебаний промышленной частоты k максимум АЧХ смещается на гармонику, соответствующую k . При этом абсолютное значение

частоты максимума остается равным 50 Гц, т.к. речь идет о гармониках, кратных частоте, соответствующей частоте наблюдения T_1 . Отличие от разложения в ряд функции с периодом $T_1 = T$ заключается в появлении гармоник низшего порядка по отношению к промышленной частоте $f = 1/T$.

Таким образом, в общем случае, разложение аварийных сигналов в ряд Фурье не обеспечивает однозначности представления гармонического состава, что затрудняет сопоставление сигналов различных аварий; для такого сопоставления необходимо выполнить условия равенства интервалов наблюдения, входящих в них доаварийных интервалов и сигналов доаварийных интервалов, равенства частот дискретизации. Без выполнения этих трудновыполнимых условий сопоставление различных аварийных сигналов будет некорректно, и решение задачи гармонического анализа путем разложения в ряд Фурье становится нецелесообразным.

Библиографический список

1. **Фихтенгольц Г.М.** Курс дифференциального и интегрального исчисления. Том 3. – М.: Наука, 1969. – 656 с.
2. **Гинзбург С.Г.** Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях. – М.: Высш. шк., 1967. – 387 с.
3. **Анго А.** Математика для электро- и радиоинженеров. – М.: Наука, 1967. – 780 с.
4. **Зельдович Я.Б., Мышкис А.Д.** Элементы прикладной математики. – М.: Наука, 1972. – 592 с.
5. **Хемминг Р.В.** Цифровые фильтры. – М: Сов. радио, 1980. – 224 с.
6. **Пуляев Ю.В., Усачев В.И.** Цифровая регистрация аварийных событий в энергосистемах. – М.: НТФ «Энергопрогресс», 1999. – 72 с.

УДК 621.002

Определение годового отпуска электроэнергии в фидер 0,4 кВ подстанции городской электросети

*В.В. Коротков, канд. техн. наук,
А.В. Коротков, Д.А. Салов, студенты*

Основным показателем деятельности сетевого предприятия, определяющим эффективность его работы, являются отчетные потери электроэнергии. Расчеты и регулирование тарифов проводятся исходя из величины норматива потерь электроэнергии [1], основной составляющей норма-

тива потерь являются технические потери электроэнергии [2], определяемые расчетным путем. Поэтому к точности таких расчетов должны предъявляться высокие требования.

Для расчета потерь электроэнергии в городской электрической сети (ГЭС) напряжением ниже 1000 В наибольшее распространение получил метод, основанный на измерении потери напряжения до наиболее электрически удаленной от подстанции (ТП) точки сети [3 – 5]. Расчеты по этому методу дают весьма приближенные результаты, так как методика не учитывает множество факторов, оказывающих существенное влияние на величину потерь. Кроме того, практически невозможно выполнение вручную персоналом городских сетей одновременных замеров напряжения в начале и конце распределительных линий 0,4 кВ.

Поэтому потери электроэнергии в распределительной сети 0,4 кВ целесообразно рассчитывать с использованием схмотехнических методов расчета установившегося режима сети при задании соответствующих схемных и режимных параметров, например по результатам расчета режима средних нагрузок за рассматриваемый период времени [3]. Для проведения расчетов по этому методу, в частности, необходимы данные по отпуску электрической энергии в фидер за рассчитанный период времени (за год), на котором проводятся расчеты технических потерь электроэнергии, и данные о напряжении на шинах 0,4 кВ подстанции.

В практике эксплуатации ГЭС контрольные замеры токов на фидерах 0,4 кВ подстанций и уровня напряжения на шинах 0,4 кВ ТП входят, как правило, в перечень работ, проводимых по регламенту. Поэтому необходимые для расчетов потерь электроэнергии данные об уровне напряжения на шинах 0,4 кВ ТП могут быть получены из имеющейся на предприятии ГЭС документации. Об отпуске электроэнергии в сеть 0,4 кВ (в отдельный питающий фидер) можно судить только по результатам контрольных замеров полного тока, поскольку приборы учета отпуска электроэнергии на ТП устанавливаются в исключительных случаях. Например: на головном участке фидера, от которого питаются ответственные и энергоемкие потребители, на одном или нескольких фидерах подстанции при проведении работы по выявлению очагов коммерческих потерь и др.

Большое число подстанций в ГЭС и отходящих фидеров на этих подстанциях не позволяют проводить контрольные замеры одновременно на всех подстанциях сети, например, в режимные дни при максимальной нагрузке. Поэтому такие замеры проводятся в течение длительного, как правило, зимнего, периода времени. Проведение замеров может проводиться в различное время суток и определяется графиком работы служб

предприятия, занимающихся этой работой. При проведении контрольных замеров тока и напряжения фиксируется и время проведения замеров.

В соответствии с описанной методикой получения данных о токовой нагрузке фидеров и предложена методика определения годового отпуска электроэнергии в фидер по результатам контрольных токовых замеров. Методика основана на использовании в расчетах суточных графиков активной мощности характерных для ГЭС потребителей электрической энергии и графиков изменения потребления электроэнергии для этих потребителей в течение недели и года.

Задачу определения годового отпуска электроэнергии в фидер предлагается решать в такой последовательности:

1. Проводится анализ состава потребителей фидера с выделением доли $W_{\Pi i} \leq 1$ каждого i -го потребителя в общем электропотреблении $W_{\Pi \Sigma} = 1$ N потребителей фидера (по данным энергосбыта).

2. Выбираются данные (несколько для различного времени года и суток результатов замеров токов; в дальнейшем расчет проводится параллельно для всех выбранных токовых замеров) о токовой нагрузке фидера I_{ϕ} и напряжении на шинах питания $U_{\Pi \Pi}$ во время проведения контрольных замеров.

3. По полученным данным и с использованием справочных, например [6], данных об электрических характеристиках потребителей фидера проводится расчет потребляемой фидером активной мощности P_{ϕ} во время проведения контрольного замера.

4. С использованием суточных графиков относительного изменения активной мощности $P_i^*(t) = P_i(t) / P_{CPi}$ (P_{CPi} – среднее за сутки значение) для отдельных потребителей фидера рассчитывается суточный график относительного изменения активной мощности фидера:

$$P_{\phi}^*(t) = \sum_{i=1}^N [W_{\Pi i} \times P_i^*(t)].$$

5. По результатам расчетов P_{ϕ} во время проведения замеров T_3 [$P_{\phi}(T_3)$] с использованием полученного суточного графика относительного изменения активной мощности фидера $P_{\phi}^*(t)$ рассчитывается суточный график активной мощности фидера в абсолютных единицах:

$$P_{\phi}(t) = P_{\phi}^*(t) \times [P_{\phi}(T_3)] / [P_{\phi}^*(T_3)].$$

6. По суточному графику $P_{\phi}(t)$ проводится определение отпуска электроэнергии потребителям фидера за сутки $W_{CVTi=k}$, где $i = 1 \dots 7$ – день недели, в k -й день проведения измерений – W_{CVTk} .

7. С использованием недельных графиков относительного изменения отпуска активной энергии $W_{CVTi}^*(D_i) = W_{CVTi}(D_i) / W_{CVT.CP}$ по дням недели D_i для отдельных потребителей фидера рассчитывается график относительного изменения отпуска активной энергии в фидер в течение недели:

$$W_{CVT}^*(D_i) = \sum_{i=1}^N [W_{Pi} \times W_{CVTi}^*(D_i)].$$

8. По результатам расчетов W_{CVTk} за сутки, когда проводились замеры, с использованием полученного графика относительного изменения отпуска активной энергии в фидер в течение недели $W_{CVT}^*(D_i)$ рассчитывается среднесуточный за неделю отпуск электроэнергии в фидер

$$W_{CVT.CP.НЕД} = \frac{1}{7} \sum_{i=1}^7 [W_{CVT}^*(D_i) \times (W_{CVTk} / W_{CVTk}^*)]$$

в абсолютных единицах.

9. По графику изменения отпуска электроэнергии в сеть в течение года с учетом места и времени замера на годовом графике и аналогично с расчетами по п. 5 определяется среднесуточный за год отпуск электроэнергии в фидер и годовой отпуск электроэнергии в фидер.

Для проведения расчетов по предложенной методике необходимы:

- суточные графики электрических нагрузок характерных для ГЭС потребителей электроэнергии;

- графики изменения потребления электроэнергии характерными потребителями ГЭС в течение недели и года.

Проведена специальная работа по получению таких данных в ГЭС Ивановской области. Проведены измерения и анализ графиков электрических нагрузок потребителей городских электрических сетей частного сектора, малоэтажной (2 – 3 этажа) жилой застройки, 5-этажной жилой застройки, 9-этажной жилой застройки (дома с лифтами), магазинов продовольственных и промышленных товаров и др.

Установлено, что для различных групп потребителей могут быть получены свои характерные суточные графики нагрузки и графики изменения потребления электроэнергии в течение недели.

Для потребителей жилой застройки и инфраструктуры города оказалось возможным получить обобщенные графики нагрузки $P_i^*(t) = P_i(t) / P_{CPI}$ рабочего и выходного дня. Пример таких графиков приведен на рис. 1 и 2. В расчетах использовались обобщенные графики (рис. 3).

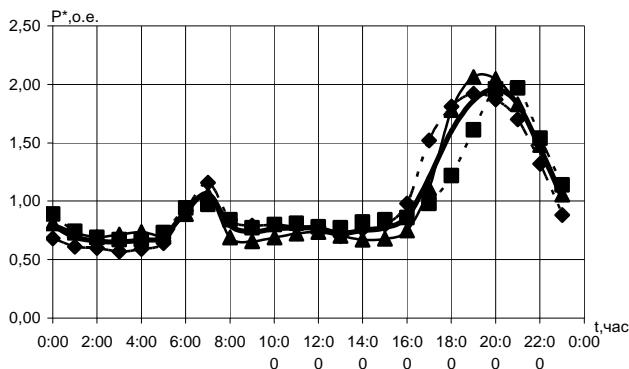


Рис. 1. Суточные графики нагрузки 5-этажной жилой застройки (рабочий день) по данным
----- Кинешемских ГЭС; - · - · - Ивановских ГЭС;
———— Вичугских ГЭС; ————— среднее

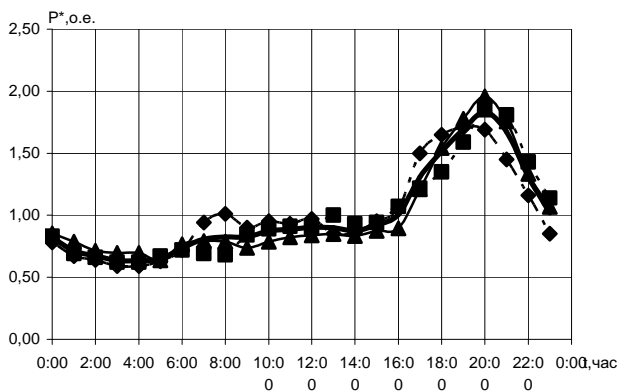


Рис. 2. Суточные графики 5-этажной застройки выходного дня для сетей:
----- Кинешемских ГЭС; - · - · - Ивановских ГЭС;
———— Вичугских ГЭС; ————— среднее

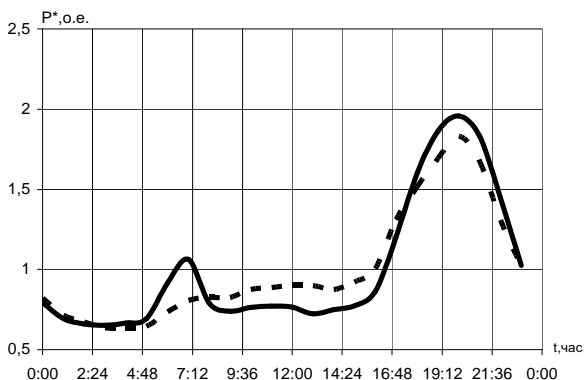


Рис. 3. Обобщенные суточные графики 5-этажной жилой застройки выходного (---) и рабочего (—) дня

По результатам проведенных измерений в ГЭС г. Иванова, Кинешмы и Вичуги получены обобщенные недельные графики относительного изменения отпуска активной энергии $W_{СУТi}^*(D_i) = W_{СУТi}(D_i) / W_{СУТ.СПi}$ по дням недели D_i для характерных потребителей. Пример такого графика приведен на рис. 4.

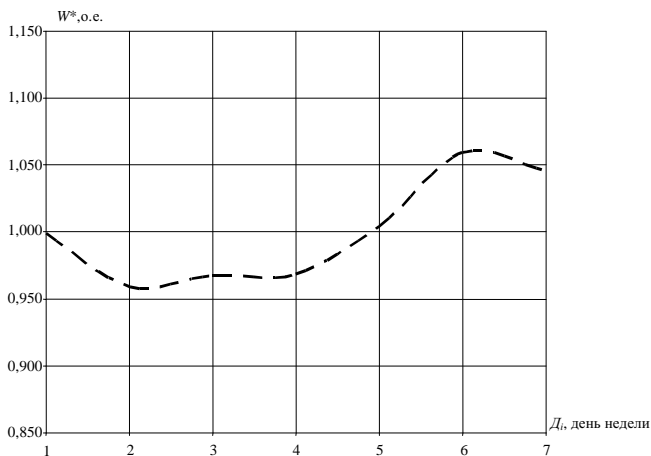


Рис. 4. Недельный график нагрузок потребителей пятиэтажной застройки

В результате анализа изменения электропотребления ГЭС в течение года установлено, что для электрических сетей с разным составом потребителей относительное значение отпуска электроэнергии в ГЭС

$$W_{ОТП.МЕС}^* = W_{ОТП.МЕС.i} / W_{ОТП.МЕС.СР}, \quad (1)$$

где $W_{ОТП.МЕС.i}$ – среднесуточное за i -й месяц значение отпуска электроэнергии в ГЭС, $W_{ОТП.МЕС.СР}$ – среднее за год суточное значение отпуска электроэнергии в ГЭС, с достаточно высокой степенью точности может быть описано одной зависимостью $W_{ОТП.МЕС.i}^* = f(i)$ (рис. 5). Поэтому полученная зависимость $W_{ОТП.МЕС.i}^* = f(i)$ использовалась в расчетах по п. 9 предлагаемой методики расчета отпуска электроэнергии. Зависимость построена по результатам обработки данных об отпуске электроэнергии в три ГЭС Ивановской области за 5–6 лет: Ивановскую (ИвГЭС), Кинешемскую (КГЭС) и Вичугскую (ВГЭС). Данные о значениях $W_{ОТП.МЕС.i}^*$ обрабатывались в предположении нормального закона их распределения. Из рис. 5 видно, что все средние значения для трех ГЭС попадают в доверительные интервалы их определения, найденные с надежностью 0,99. Зависимость $W_{ОТП.МЕС.i}^* = f(i)$ удовлетворительно аппроксимируется полиномом пятой степени:

$$W_{ОТП.МЕС.i}^* = -0,06 \cdot 10^{-3} i^5 + 1,3 \cdot 10^{-3} i^4 - 5 \cdot 10^{-3} i^3 - 0,03 i^2 + 0,05 i + 1,25. \quad (2)$$

Полученные данные о суточных графиках электрических нагрузок, характерных для ГЭС, и графиках изменения потребления электроэнергии характерными потребителями ГЭС в течение недели и года позволили провести расчеты отпуска электроэнергии в фидер городской подстанции. Различие результатов расчетных оценок хорошо согласуется с результатами регистрации отпуска в сеть приборами учета: не превышает 10 %. При этом факт расхождения результатов расчетной и эмпирической оценок может быть обусловлен не только неточностью способа расчета, но и неточностью регистрации.

Необходимо отметить, что в указанной последовательности расчет отпуска электроэнергии проводится без учета потерь электроэнергии в сети, что допустимо только для электрических сетей с очень низким уровнем потерь (например, сетей многоэтажной жилой застройки, в которых технические потери электроэнергии часто не превышают величину

0,5 – 1,0 %). Расчет отпуска электроэнергии в сложную и протяженную сеть (например, сеть застройки частного сектора) должен быть проведен по итерационному циклу с учетом на каждом шаге итерации изменения величины отпуска электроэнергии в сеть за счет изменения расчетной величины потерь электроэнергии.

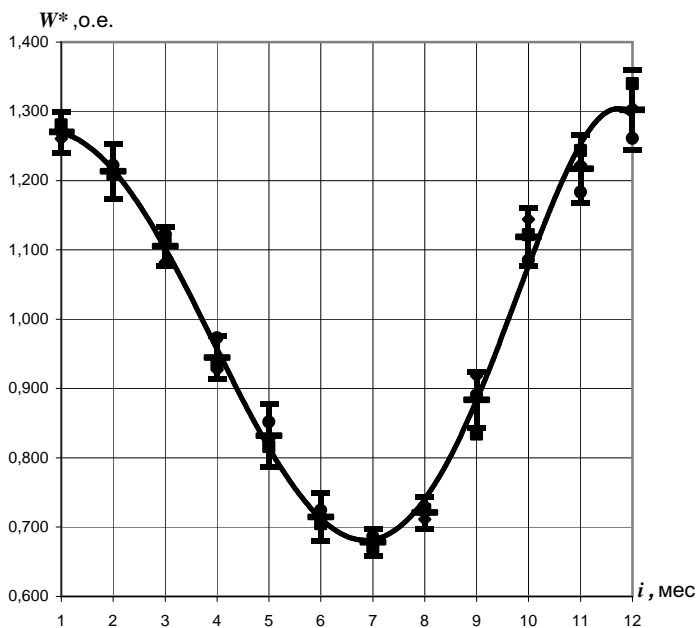


Рис. 5. Относительное изменение отпуска электроэнергии в ГЭС:

◆ – ИвГЭС, ■ – КГЭС, ● – ВГЭС, ——— — линия тренда для среднего значения

Предложенная методика оценки отпуска электроэнергии по результатам контрольных замеров тока не может использоваться для коммерческих расчетов за потребление электроэнергии, однако дает неплохие результаты при определении технических потерь электроэнергии. Различия в результатах расчета технических потерь электроэнергии, полученных по данным нескольких контрольных замеров тока в разное время года, не превышает 5 – 6 %. Очевидно, что точность расчетов потерь может быть повышена при накоплении и систематизации информации о графиках нагрузки и графиках недельного и годового изменения электропотребления различными группами потребителей ГЭС.

Внедрение предлагаемых расчетов в практику расчета потерь электроэнергии на сетевом предприятии имеет и другие преимущества:

- при проведении расчетов по схемотехническим методам проводится сбор большого фактического материала по сети 0,4 кВ, наличие которого существенно облегчает эксплуатацию ГЭС и способствует упорядочению работы по паспортизации подстанций и электрических сетей 0,4 кВ ГЭС;

- проведение подготовительной работы для расчета потерь косвенно способствует налаживанию работы по анализу электропотребления и его структуры в ГЭС и выявлению очагов коммерческих потерь электроэнергии в сети.

Выводы

1. Данные об отпуске электроэнергии в фидер 0,4 кВ подстанции городской сети с точностью, достаточной для расчета потерь электроэнергии в сети фидера, могут быть получены расчетным путем с использованием результатов контрольных замеров полного тока фидера и напряжения на шинах 0,4 кВ подстанции при использовании данных о графиках электрических нагрузок ГЭС.

2. Внедрение предлагаемых расчетов в практику расчета потерь электроэнергии на сетевом предприятии будет косвенно способствовать организации системы рациональной эксплуатации, систем паспортизации оборудования электрической сети и ведения технической документации.

Библиографический список

1. **Постановление** ФЭК РФ N 14/10 от 14.10.2000 г. Об утверждении нормативов технологического расхода электрической энергии (мощности) на ее передачу (потерь), принимаемых для целей расчета и регулирования тарифов на электрическую энергию (размера платы за услуги по ее передаче).

2. **Постановление** ФЭК РФ N 37-Э/1 от 14.05.2003 г. О внесении изменений и дополнений в методические указания по расчету регулируемых тарифов и цен на электрическую (тепловую) энергию на розничном (потребительском) рынке, утвержденных постановлением Федеральной энергетической комиссии Российской Федерации от 31 июля 2002 г. № 49-Э/8.4.

3. **Инструкция** по расчету и анализу технологического расхода электрической энергии на передачу по электрическим сетям энергосистем и энергообъединений. № 34-70-030-87. – М.: СПО Союзтехэнерго, 1987.

4. **Методические** указания по определению потерь электроэнергии и их снижению в городских электрических сетях напряжением 10(6) – 0,4 кВ местных советов / Утв. МЖКХ РСФСР № 556 от 31.10.80. – М.: АКХ, 1981.

5. **Методические** указания по определению потерь электроэнергии и их снижению в городских электрических сетях напряжением 10(6) – 0,4 кВ местных советов / Утв. заместителем председателя Госстроя России 23.04.01. – М.: АНО «С.Принт», 2001.

6. **Тарнижевский М.В., Афанасьева Е.И.** Электрооборудование предприятий жилищно-коммунального хозяйства: Справ. – М.: Стройиздат, 1987. – 368 с.

УДК 621.316.925

Автоматическая частотная разгрузка в изолированно работающей энергосистеме

В.А. Савельев, д-р техн. наук, Мохамед А.С., асп.

Автоматическая частотная разгрузка (АЧР) может свести к минимуму последствия многих нарушений режимов работы электроэнергетических систем (ЭЭС) и тем самым быстрее восстановить нейтральные режимы.

В сложных энергообъединениях при ликвидации каскадных аварий она прекращает дальнейшее развитие в 22 % общего числа случаев и занимает третье место после деления системы (41 %) и разгрузки электропередач (24 %).

Особенно важную роль играет АЧР в изолированно работающих ЭЭС. Такие ЭЭС имеются как в нашей стране, так и за рубежом, в таких развивающихся странах, как, например, Йемен. Переходные процессы снижения частоты в них протекают более быстро, что предъявляет особые требования в части быстродействия.

Выполненные расчеты в [1] ЭЭС Йемена показали, что в ряде аварийных ситуаций выделяются энергорайоны со значительными дефицитами активной мощности и высокой скоростью снижения частоты.

Применительно к ЭЭС Йемена возможные аварийные разделения на части и возникающие при этом дефициты показаны на рис. 1, 2, 3. Из них видно, что диапазон дефицитов лежит в интервале от 9 до 65 %. В худшем варианте частота сети может снижаться до 34 Гц, что совершенно недопустимо, поэтому необходимо использование АЧР.

Использование широко применяемой за рубежом АЧР с малым числом очередей в сочетании с принципом обеспечения надежности «п-1», как видно из табл. 1, не дает ощутимого эффекта. В связи с этим была исследована эффективность применения в ЭЭС Йемена АЧР, используемой в России. Эта АЧР состоит из двух категорий [2]:

- первая – АЧР-I предназначена для приостановки снижения частоты и имеет уставки по частоте 48,5 – 46,5 Гц. В этом диапазоне частот назначается большое число очередей;

- вторая – АЧР-II с единой уставкой по частоте 48,5 Гц и различными уставками по времени предназначена для восстановления частоты после действия АЧР-I до уровня 49,5 – 50 Гц, минимальная уставка по времени АЧР-II выбирается равной 5 – 10 с. Таким образом, АЧР-II начинает действовать тогда, когда все очереди АЧР-I практически уже сработали.

Рассмотрим действие АЧР-I. Обозначим мощность потребителей всех очередей АЧР-I через P_1 . Число очередей N_1 ; n_1 – некоторая промежуточная очередь. Дефицит генераторной мощности P , причем $P < P_1$. Пусть $P = \alpha P_1$, где $\alpha \leq 1$ степень дефицита относительно максимального.

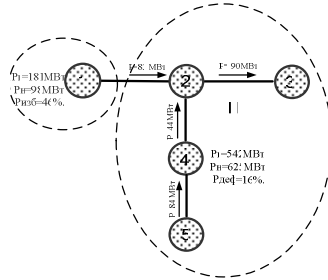


Рис. 1. Разрыв связи 1 – 2 (линия или подстанция)

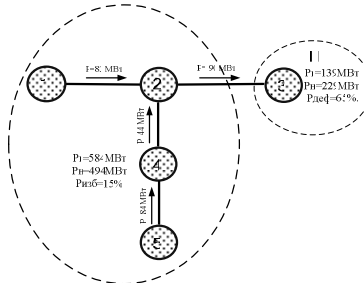


Рис. 2. Разрыв связи 2 – 3 (подстанция или линия)

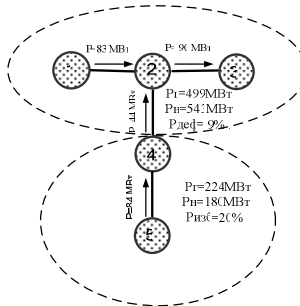


Рис. 3. Разрыв связи 3 – 4 (подстанция или линия)

Тогда одна очередь отключает от энергосистемы мощность

$$P_1^1 = \frac{P_1}{N_1} = \frac{P}{\alpha N_1}. \quad (1)$$

При дефиците P частота системы будет меняться таким образом:

$$f = 50 - \frac{P}{2K_H} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right), \quad (2)$$

где K_H – регулирующий эффект нагрузки; $T = \frac{T_M}{K_H}$ – постоянная изменения частоты (T_M – механическая постоянная ЭС).

В установившемся режиме

$$f_{ycm} = 50 - \frac{P}{2K_H} = 50 - \Delta f_{ycm}. \quad (3)$$

После действия n_1 очередей дефицит в ЭС уменьшится и частота поднимется до значения

$$f_n = \frac{P - \frac{P}{\alpha N_1} n_1}{2K_H}. \quad (4)$$

Частоту срабатывания n_1 -й очереди найдем по формуле

$$f_n = 48,5 - \frac{48,5 - 46,5}{N_1} n_1. \quad (5)$$

Приравнивая правые части формул (4) и (5), найдем относительное число сработавших очередей АЧР-I n_* :

$$n_* = \frac{n_1}{N_1} = \frac{\Delta f_{ycm} - 1,5}{\frac{1}{\alpha} \Delta f_{ycm} + 2}. \quad (6)$$

Пусть к АЧР-I присоединено 30 % потребителей, т.е. $P_1 = 0,3$ и $K_H = 2$. Найдем число сработавших очередей и установившееся значение частоты после разгрузки при различных дефицитах мощности. Расчет произведем для $\alpha = 1$, т.е. $P = 0,3$. Без разгрузки установившееся значение частоты было бы

$$f_{ycm} = 50 - \frac{P}{2K_H} = 42,5 \text{ Гц.}$$

По формуле (6) получим $n^* = 0,63$, т.е. из всех запланированных очередей работает только 63 % и установится частота $f_n = 47,2$ Гц. Для меньших дефицитов мощности ($\alpha < 1$) расчет сведен в табл. 1.

Под воздействием первоначального возмущения частота снижается по экспоненциальному закону с постоянной времени T . Для текущего момента времени

$$\Delta f_1 = -(f_{ном} - f_{ycm}) \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) = -\Delta f_{ycm} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right). \quad (7)$$

За счет отключения потребителей частота увеличивается до f_n . В установившемся режиме это увеличение составляет $\Delta f_2 = \Delta f_{ycm} e^{-\frac{t}{T}}$, а текущее приращение

$$\Delta f_2 = \Delta f_{ycm} e^{-\frac{t}{T}} \left(1 - e^{-\frac{t-\Delta t}{T}} \right). \quad (8)$$

При наличии обоих возмущений – первоначального и разгрузки – отклонение частоты будет равняться сумме отклонений, найденных по формулам (7) и (8). После подстановки получим

$$\Delta f = -\Delta f_{ycm} + \Delta f_{ycm} e^{-\frac{t}{T}}, \quad (9)$$

т.е. после разгрузки отклонение частоты не меняется и частота остается на уровне f_n .

Наличие запаздывания в отключении потребителей, а также другие факторы, не принятые во внимание, несколько изменят характер переходного процесса при действии АЧР-I.

Теперь рассмотрим процесс повышения частоты при действии АЧР-II. Пусть к началу действия АЧР-II частота равна f_n , и отсчет времени будем производить с начала действия АЧР-II. Обозначим число очередей через N_{II} , а время действия всех очередей через t_{II} . Тогда смежные очереди будут срабатывать через интервалы $\Delta t_{II} = \frac{t_{II}}{N_{II}}$.

Предположим, что мощность потребителей, отключаемых всеми очередями АЧР-II, выбрана такой, что после их отключения частота увеличивается с f_n до $f_{ном}$, т.е. $\Delta f_2 = f_{ном} - f_n$. Тогда каждая n_{II} -я очередь при своем срабатывании будет повышать частоту на $\Delta f_{II}^1 = \frac{\Delta f_{II}}{N_{II}}$. Поскольку очереди срабатывают через интервал времени Δt_{II} , то частота будет повышаться согласно выражению

$$f = f_n + \sum_{n_{II}=1}^{N_{II}} \frac{\Delta f_{II}}{N_{II}} \left(1 - e^{-\frac{t - n_{II} \Delta t_{II}}{T}} \right). \quad (10)$$

Применительно к ЭЭС Йемена и реально возможным ситуациям, показанным на рис. 1, 2, 3, графики изменения частоты без действия АЧР и при действии АЧР-I и АЧР-II показаны на рис. 4, 5, 6. При этом были приняты значения $T_j = 10$ с, $K_H = 2$. Мощность одной очереди равна 4,2 МВт, общее число очередей равно 8. Уставка по частоте первой очереди 49,1 Гц, уставка по времени первой очереди 7 с, уставка между смежными очередями 2 с.

Из рис. 4 – 6 видно, что в худшей ситуации при действии АЧР-I и АЧР-II частота может снижаться не до 32 – 34 Гц, а до 46,9 Гц.

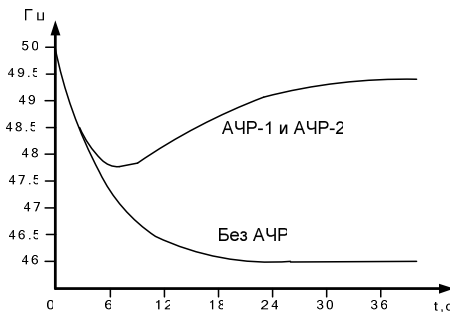


Рис. 4. Графики изменения частоты при разрыве связи 1 – 2

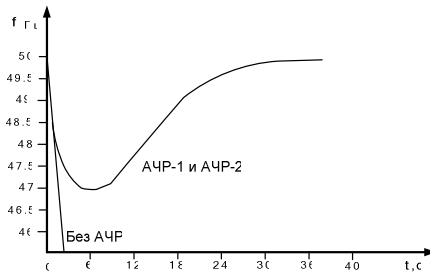


Рис. 5. Графики изменения частоты при разрыве связи 2 – 3

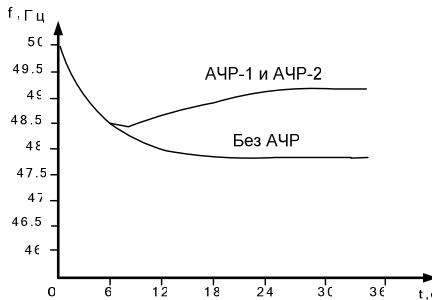


Рис. 6. Графики изменения частоты при разрыве связи 2 – 4

Для повышения эффективности желательно иметь такую АЧР, которая бы в первый момент аварии точно определяла размер дефицита генераторной мощности и сразу же отключала на это значение мощности. Если к тому же она сработает мгновенно, то отклонения частоты не будет. Разгрузка, реагирующая только на отклонения частоты, так работать не может.

В переходном режиме отклонение частоты определяется формулой

$$\Delta f = \frac{-P}{2K_H} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right). \tag{11}$$

С учетом этого воздействие на разгрузку

$$F = MP \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right), \tag{12}$$

где M – масштабный коэффициент.

Из выражения (12) видно, что только в установившемся режиме разгрузка правильно оценивает сложившуюся ситуацию и подает воздействие, равное дефициту генераторной мощности $F_{уст} = MP$. В переходном режиме воздействие $F < F_{уст}$, поэтому за счет АЧР по отклонению дефицит мощности не может быть устранен полностью. Следствием этого и является необходимость нескольких очередей АЧР.

Если формировать воздействие разгрузки по отклонению и скорости изменения частоты согласно выражению

$$F \equiv -\left(\Delta f + T \frac{df}{dt}\right), \quad (13)$$

где T играет роль масштабного коэффициента при производной, то, подставляя значения Δf и $\frac{df}{dT}$, получим

$$F = -\left[\frac{-P}{2K_H} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) - T \frac{P}{2K_H T} e^{-\frac{t}{T}}\right] = \frac{P}{2K_H}, \quad (14)$$

или

$$F = MP. \quad (15)$$

В этом случае воздействие не зависит от времени и всегда равно дефициту мощности. Таким образом, разгрузка, дополнительно реагирующая на скорость отклонения частоты, в любой момент переходного процесса правильно оценивает ситуацию и формирует воздействие на отклонение мощности, равной дефициту.

АЧР по скорости снижения частоты может быть совмещённой и несовмещённой. В первом случае разгрузка по скорости в своём действии на потребителей совмещается с первыми очередями АЧР-I. При этом хорошо соблюдается принцип ответственности потребителей. Однако при дефицитах, близких к максимальному, отклонение частоты будет определяться в основном уставками последних очередей АЧР-I. При каскадном развитии аварии по мере увеличения числа возмущений эффективность комбинированной разгрузки будет приближаться к эффективности разгрузки по отклонению.

Объём несовмещённой АЧР-I по скорости принимается равным наибольшему остаточному дефициту после действия очередей по скорости и

размещается в первых очередях АЧР-I. Такой способ по сравнению с первым приводит к меньшим отклонениям частоты в ЭЭС. При данном способе совмещения принцип ответственности потребителей может нарушаться в большей мере. При каскадном развитии аварии эффективность разгрузки по сравнению с ранее рассмотренным способом будет выше.

Применительно к ЭЭС Йемена уставки очередей АЧР по скорости были приняты равными 0,5, 1, 1,5, 2, 2,5, 3, 3,5 Гц/с, а время их срабатывания (0,2 с) для каждого аварийного случая – одинаковым.

Для определения количества уставок в каждом случае необходимо рассчитать скорость снижения частоты в начальный момент времени по формуле

$$V = 50 \frac{\Delta P}{k_H \cdot P_{\max} \cdot t} \left(1 - e^{-t/T_j'}\right),$$

где ΔP – аварийный дефицит активной мощности; P_{\max} – максимальная мощность генерации в отделившемся районе; $k_H = 2$; $T_j' = \frac{T_j}{k_H}$, где $T_j' = 10$ с, $t = 0,2$ с.

Количество уставок

$$N = \frac{\Delta f}{0,5}.$$

Мощность потребителей, присоединяемых к АЧР по скорости, назначается по условию $P_{\text{скор}} = 0,3P_{\text{АЧР-1}}$.

Тогда мощность одной уставки

$$P_1 = \frac{P_{\text{скор}}}{N}.$$

Определим уставки и необходимые объёмы АЧР по скорости снижения частоты для района II при разрыве связи 1 – 2, (см. рис. 1), получили равными 1,1 Гц/с.

При данной скорости снижения частоты через 0,2 с сработают две уставки АЧР по скорости. Мощность отключаемых потребителей в этом случае будет равна 25,2 МВт, а мощность, присоединённая к одной очереди, составит 12,6 МВт. Процесс снижения частоты показан на рис. 4.

Из рис. 4 видно, что при действии комбинированной АЧР наибольшее снижение частоты составит 48,3 Гц, тогда как при действии только АЧР-I и АЧР-II частота снижается до 47,7 Гц.

Данные переходных процессов без АЧР, с АЧР-I и АЧР-II, с комбинированной АЧР для всех рассмотренных аварий с разделением системы Йемена на две части приведены в табл. 1.

Полученные данные свидетельствуют о высокой эффективности работы предлагаемых вариантов АЧР. Отметим, что при работе только АЧР-I и АЧР-II максимальное снижение частоты оказывается несколько ниже, чем при использовании комбинированной разгрузки.

Таблица 1. Эффективность работы различных вариантов АЧР

Разрыв связи	Без АЧР			АЧР-I, АЧР-II			Комбинированная АЧР		
	Макс. снижение частоты, Гц	Уст. значение частоты, Гц	Время переходного процесса, с	Макс. снижение частоты, Гц	Уст. значение частоты, Гц	Время переходного процесса, с	Макс. снижение частоты, Гц	Уст. значение частоты, Гц	Время переходного процесса, с
1 – 2	46	46	24	47,7	49,5	36	48,3	49,8	32
2 – 3	32	32	25	46,9	49,7	38	47,5	49,9	38
2 – 4	47,8	47,8	24	48,4	49,3	30	–	–	–
4 – 5	46	46	24	47,7	49,5	36	48,3	49,8	32

Выводы

Отсутствие АЧР может привести к значительным отклонениям частоты в энергосистеме Йемена и ее «развалу». Расчеты показывают, что ее внедрение необходимо.

АЧР с малым числом очередей, применяемая в других странах, не обеспечивает принципа «самонастройки», обладает недостаточной эффективностью и может приводить к «зависанию» частоты ниже заданного уровня.

На первом этапе внедрения для энергосистемы Йемена может быть применена АЧР, используемая в России, состоящая из двух категорий АЧР-I и АЧР-II. Данная АЧР обладает свойством «самонастройки» при местных и общесистемных дефицитах. Она селективно работает в реальном диапазоне изменений постоянной инерции, регулирующем эффекте нагрузки и возможных, относительно небольших, дефицитах активной мощности до 15 – 20 %.

В современных условиях в энергосистеме Йемена реально возможные дефициты могут превышать 30 % и достигать 65 %, что может приводить к отклонению частоты до 34 Гц, а это совершенно недопустимо. В этих условиях необходимо внедрение комбинированной АЧР, включающей в себя категории АЧР-I и АЧР-II и дополненной очередями с данными условиями по начальной скорости снижения частоты.

Анализ эффективности комбинированной АЧР при реальных значениях дефицита регулирующего эффекта нагрузки и постоянных инерции энергосистемы Йемена показал, что после действия очередей по скорости, приходящейся на АЧР-I и II, дефицит снижается от 0,3 до 0,6 от первоначального дефицита, а при дефицитах до 70 % частота не отклоняется ниже 46 Гц. Только при дефицитах выше расчётного максимума она отклоняется чуть ниже 46,5 Гц, а длительность работы с частотой ниже номинальной сокращается. Применительно к энергосистеме Йемена оптимальное число очередей по начальной скорости лежит в диапазоне от 1 до 6.

Библиографический список

1. Мохамед А.С., Кулешов А.И., Земляков Ю.А. Исследование режимов работы электроэнергетической системы республики Йемен // Вестник УГТУ-УПИ В38. Энергосистема: управление, качество, конкуренция: Сб. докл. II Всерос. науч.-техн. конф. – 2004. – №12(42). – С. 296–299.
2. Павлов Г.М., Савельев В.А. Аварийная частотная разгрузка энергосистем // Известия вузов. Энергетика. – №11. – 1973. – С. 3–8.

УДК 621.316.925

О соотношениях токов нулевой последовательности при замыканиях на землю в электрической сети при наличии автотрансформатора

В.Ф. Коротков, канд. техн. наук, Е.Е. Козлова, инж.

При осуществлении релейной защиты от коротких замыканий (КЗ) на землю ЛЭП в виде токовой защиты нулевой последовательности (ТЗНП) одним из расчетных условий выбора тока срабатывания первой ступени является отстройка от внешнего КЗ на шинах противоположной подстанции (ПС). При выборе тока срабатывания второй ступени ТЗНП

должна учитываться отстройка от КЗ на землю за автотрансформатором противоположной подстанции со стороны сети с эффективно заземленной нейтралью. При этом предполагается возможность вывода с указанной стороны быстродействующей защиты шин и отключение КЗ защитой автотрансформатора с временем, большим или равным времени срабатывания рассматриваемой ступени. В этом случае вторая ступень должна быть чувствительна к КЗ на землю либо на шинах противоположной ПС, либо (при наличии быстродействующей защиты шин) к КЗ в конце защищаемой ЛЭП, т.е. к КЗ до автотрансформатора [1].

Требуемый коэффициент чувствительности второй ступени ТЗНП может быть обеспечен только при условии, если ток, протекающий через защиту при КЗ за автотрансформатором, меньше (примерно в 1,5 раза) тока при КЗ до автотрансформатора в случаях, когда отстройка от КЗ за автотрансформатором является определяющей для выбора тока срабатывания. Такое соотношение токов представляется естественным, т.к. предполагается, что сопротивление автотрансформатора должно ограничивать ток КЗ, протекающий через защиту ЛЭП. Однако в ходе проектирования ТЗНП заданной электрической сети 220 кВ было обращено внимание на то, что ток нулевой последовательности, протекающий через защиту ЛЭП при КЗ за автотрансформатором, в некоторых случаях может оказаться больше, чем при КЗ до него. Это обстоятельство оказалось несоответствующим сложившейся практике проектирования ТЗНП и потребовало специального исследования.

В качестве объекта исследования была взята обобщенная схема участка электрической сети 220 кВ, связанной через автотрансформатор 3×АОДЦТН-133000/330/220 с сетью 330 кВ (рис. 1).

С учетом того, что системы С1 и С2 включают в себя линии, соотношения между сопротивлениями нулевой и прямой последовательностей систем предполагались таким же, как и для линий, и согласно [2] принимались равными 2 – 5,5. Минимальные значения X_{c1} и X_{c2} принимались близкими к нулю. Максимальные значения сопротивлений X_{c1} и X_{c2} ориентировочно представлялись как сопротивления линий, соединяющих системы бесконечной мощности с шинами 330 кВ и 220 кВ соответственно. Причем предполагалось, что длина линий не превышает 300 км и они выполнены проводом минимально допустимого сечения для данных классов напряжений: $2 \times 240 \text{ мм}^2$ для 330 кВ; 240 мм^2 – для 220 кВ. Этому соответствуют максимальные значения сопротивлений $X_{c1} = 50 \text{ Ом}$; $X_{c2} = 130 \text{ Ом}$. Сопротивления обратной последовательности элементов сети предполагались равными соответствующим сопротивлениям прямой последовательности.

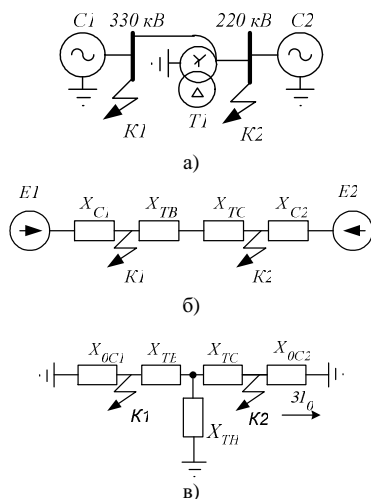


Рис 1. Схема электрической сети (а) и соответствующие схемы замещения прямой (б) и нулевой (в) последовательностей

Проведенные авторами многочисленные расчеты токов КЗ показали, что в рассматриваемой сети ток нулевой последовательности со стороны системы $C2$ при КЗ в точке $K1$ (см. рис. 1) может оказаться больше того же тока при КЗ в точке $K2$. В качестве примера на рис. 2 отражены соотношения сопротивлений X_{c1} и X_{c2} , при которых имеет место равенство токов в ТЗНП ЛЭП при КЗ в точках $K1$ и $K2$.

Если значения сопротивлений систем X_{c1} и X_{c2} соответствуют на рис. 2 заштрихованной области, то ток срабатывания первой ступени ТЗНП ЛЭП со стороны системы $C2$ должен выбираться по условию отстройки не от КЗ до автотрансформатора (точка $K2$), как это принято, а от КЗ за автотрансформатором (точка $K1$), т.е. по существу так же, как при выборе тока срабатывания второй ступени. При этом вторая ступень может оказаться неэффективной, если рассматриваемое условие является для неё определяющим.

Следует отметить, что для облегчения проектирования ТЗНП ЛЭП целесообразно провести более детальное исследование условий, при которых имеет место указанное выше соотношение токов нулевой последовательности КЗ с учетом влияния РПН автотрансформаторов различных типов, их мощности и различных соотношений сопротивлений нулевой и прямой последовательности электрической сети.

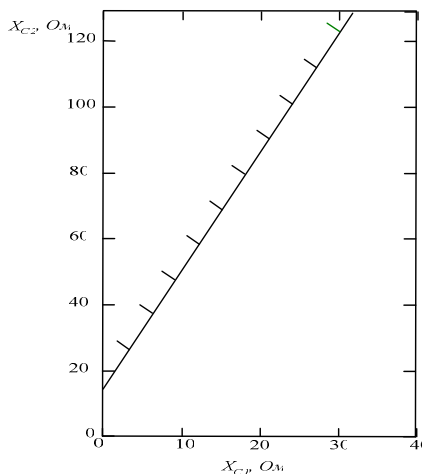


Рис. 2. Граница значений X_{c1} и X_{c2} , при которых $I_{0K1} = I_{0K2}$

Выводы

1. При проектировании ТЗНП ЛЭП в сетях, имеющих автотрансформаторные связи, следует учитывать возможность того, что при некоторых соотношениях параметров элементов сети значение тока нулевой последовательности, протекающего через защиту, при КЗ на землю за автотрансформатором будет больше, чем при КЗ до автотрансформатора. В целях облегчения проектирования ТЗНП ЛЭП целесообразно провести более детальное исследование условий, при которых рассматриваемое соотношение токов имеет место.

2. Если в защищаемой сети ток нулевой последовательности при КЗ за автотрансформатором, протекающий через защиту ЛЭП, окажется больше, чем при КЗ до автотрансформатора, то первую ступень ТЗНП следует отстраивать от этого тока.

Библиографический список

1. **Руководящие** указания по релейной защите. Вып. 12. Токовая защита нулевой последовательности от замыканий на землю линий 110 – 500 кВ. Расчеты. – М.: Энергия, 1980. – 88 с.

2. **Руководящие** указания по релейной защите. Вып. 11. Расчеты токов короткого замыкания для релейной защиты и системной автоматики в сетях 110 – 750 кВ. – М.: Энергия, 1979. – 152 с.