

ՀԱՅԿԱԿԱՆ ՍՍՀ  
ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ

# ՏԵԴԵԿԱԳԻՐ ИЗВЕСТИЯ

АКАДЕМИИ НАУК АРМЯНСКОЙ ССР

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ  
СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

Журнал издается с 1948 г.  
Выходит 6 раз в год на русском языке

Ե Ր Ե Ա Գ Ր Ա Կ Ա Ն Ե Ո Ւ Ե Գ Ի Ա

Պատշաճ Մ. Վ. (պատ. խմբագիր), Ալոնց Հ. Տ. (պատ. խմբագիր տեղակայ),  
Ազիզյանի Վ. Վ., Չաղոյան Մ. Ա., Հակոբյան Ի. Ե.,  
Սարգսյան Յու. Լ., Ստուկյան Մ. Գ., Տեր-Ազարե Ի. Ա.,  
Փինսոյան Վ. Վ. (պատ. խմբագիր տեղակայ),  
Գլխավոր օգնական Քարամանյան Զ. Կ.

#### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Касьян М. В. (ответ. редактор), Алоян Г. Т. (зам. ответ. редактора),  
Алексеевский В. В., Ахопян Р. Е., Зайонц М. А.,  
Пинадзян В. В. (зам. ответ. редактора), Саркисян Ю. Л.,  
Стакян М. Г., Тер-Азарьян И. А.  
Ответственный секретарь Степинин Э. К.

ЭНЕРГЕТИКА

А. А. АРУТЮНЯН

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭКОНОМИЧЕСКИ ОПРАВДААННОГО  
КОЛИЧЕСТВА ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ АНАЛИЗА И СНИЖЕНИЯ  
ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО РАСХОДА ЭНЕРГИИ  
В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ ЭНЕРГОСИСТЕМ

Опыт расчета и анализа технологического расхода (потерь) энергии (ТРЭ) в электрических сетях энергосистем показал, что выполнение расчетов, сбор и переработка информации с целью приведения ее к удобному виду для использования на ЭВМ требуют значительных затрат. Чем точнее методика расчета ТРЭ, тем требуется наиболее полная информация о графиках нагрузок узлов энергосистем [1], а следовательно, и большие затраты на сбор и обработку этой информации на ЭВМ.

Согласно [2], показатели эффекта, достигаемые любой системой управления, находятся в следующей зависимости от объема используемой информации:

$$\mathcal{E}(I) = \mathcal{E}_{\max} \left( 1 - B_0 e^{-\frac{I}{I_0}} \right), \quad (1)$$

где  $\mathcal{E}_{\max}$  — максимально возможное значение показателя эффекта при идеально работающем комплексе управления;  $I_0$ ,  $I$  — соответственно объем информации при исходном и исследуемом вариантах;  $B_0$  — характеризует статистическую неупорядоченность управления в исходном варианте. Зависимость экономического эффекта АСУ энергосистем на основе (1) впервые была рассмотрена в [3].

Количество информации, необходимое для расчета расхода энергии в электрических сетях можно определить по выражению

$$I_{\text{тр}} = I_0 + \sum_{i=1}^N I_i, \quad (2)$$

где  $I_0$  — количество информации при расчете базового установившегося режима (УР);  $I_i$  — количество корректирующей информации при расчете  $i$ -го УР;  $N$  — число остальных УР.

Значение  $I_0$  можно определить из следующего соотношения:

$$I_0 = I_7 + n_B B + n_U Y_U + n_Y Y_0, \quad (3)$$

где  $I_y$  — количество управляющей информации программы;  $n_{cx}$ ,  $n_n$ ,  $n_o$  — количество параметров, характеризующих соответственно ветвь, нагруженный и пассивный узлы;  $B$ ,  $Y_n$ ,  $Y_o$  — соответственно число ветвей нагруженных и пассивных узлов схем.

Значение  $I_i$  можно определить из соотношения:

$$I_i = k_{yi} I_y + k_{cx} B n_{cx} + k_i Y_n + k_{oi} n_o Y_o + n_{cy} + n_r, \quad (4)$$

где  $k_y$ ,  $k_{cx}$ ,  $k_i$ ,  $k_o$  — соответственно доля корректированной управляющей информации, информации по ветвям, нагруженным и пассивным узлам;  $n_{cy}$ ,  $n_r$  — показатели суммарного графика нагрузки системы соответственно за сутки и за период  $T$ , используемые при расчете ТРЭ.

В упрощенной форме (3) и (4) имеют следующий вид:

$$I_o = 5B + 4Y_n + 2Y_o; \quad (5)$$

$$I_i = 5k_{cx} B + 4k_{oi} Y_n + 2k_{oi} Y_o. \quad (6)$$

Долю (вес) количества информации задачи ТРЭ в составе режимных задач АСДУ, использующих ту же информацию, можно определить соотношением

$$\nu_{ТРЭ} = I_{ТРЭ} / I_{АСДУ}, \quad (7)$$

где

$$I_{АСДУ} = \sum_{k=1}^c \left( I_{0k} + \sum_{j=1}^m I_{kj} \right);$$

$c$  — число режимных задач АСДУ, использующих ту же информацию, что и в задаче ТРЭ;  $I_{0k}$  — количество информации при первом (базовом) расчете варианта  $k$ -той задачи;  $I_{kj}$  — количество измененной информации при последующих  $m$  расчетах.

Учитывая, что количество информации пропорционально затратам, выражение (1) можно записать также в следующей форме [2]:

$$\Theta(I) = \Theta_{max} \left( 1 - B_0 e^{-\frac{I}{Z}} \right), \quad (8)$$

где  $Z_0 = c_0 I_0$ ;  $Z = \alpha_1 I$ ;  $\alpha_1$ ,  $\alpha_0$  — стоимости единицы информации при исследуемом и исходном вариантах.

Доля затрат на анализ и снижение ТРЭ равна:

$$\nu_{ТРЭ} = Z_{ТРЭ} / Z_{АСДУ}.$$

Как и в экономических системах, при анализе и снижении ТРЭ целесообразно определить предел экономически оправданных затрат. Увеличение количества информации за этим пределом не повысит эффективности. Теоретически это объясняется тем, что (1) имеет нелинейный характер. В зависимости от количества переработанной информации экономический эффект от снижения ТРЭ будет:

$$\Theta_{ТРЭ} = \Theta(I) - \Theta(I) - \Theta_m, \quad (9)$$

где  $\Delta(I)$  — экономический эффект от использования информации для снижения ТРЭ;  $Z_M$  — затраты на внедрение мероприятий по снижению ТРЭ;  $Z(I)$  — затраты на сбор и переработку информации:

$$Z(I) = (C_M + E_M K_M) \nu_{ТРЭ} = (\xi + \alpha E_M) I \nu_{ТРЭ},$$

где

$$\xi = K_M/I; \quad \alpha = C_M/I.$$

Подставляя соответствующие значения слагаемых правой части равенства (9), получаем:

$$\Delta_{ТРЭ} = \Delta_{\max} \left(1 - B_0 e^{-\frac{I}{I_0}}\right) - (\xi + \alpha E_M) I \nu_{ТРЭ} - \left(\frac{P_{\Sigma}}{100} + E_n^2\right) K_M, \quad (10)$$

$C_M$ ,  $K_M$  — соответственно эксплуатационные затраты на функционирование и капитальные вложения на развитие системы сбора информации;  $K_M$  — капитальные затраты на мероприятия по снижению ТРЭ;  $E_n^2$ ,  $E_n$  — соответственно нормативные коэффициенты эффективности капиталовложений в энергетические объекты и АСДУ;  $P_{\Sigma}$  — норма суммарных ежегодных отчислений от капитальных вложений.

Для оценки меры полезной информации от снижения ТРЭ определяется плотность экономического эффекта от переработки информации

$$\gamma = \partial \Delta_{ТРЭ} / \partial I.$$

Дифференцируя выражение (10), получаем плотность экономического эффекта:

$$\gamma = \Delta_{\max} \frac{B_0}{I_0} e^{-\frac{I}{I_0}} - (\xi + \alpha E_M) \nu_{ТРЭ}, \quad (11)$$

которая характеризует эффект от применения каждой единицы информации, направленной на достижение максимального эффекта. Максимальному экономическому эффекту, определяющему зону экономически оправданных затрат, соответствует количество информации, которое получается из условия  $\gamma = 0$ :

$$\Delta_{\max} \frac{B_0}{I_0} e^{-\frac{I}{I_0}} - (\xi + \alpha E_M) \nu_{ТРЭ} = 0.$$

Отсюда получим выражение для определения оптимального количества информации

$$I = I_0 \ln \frac{\Delta_{\max} B_0}{I_0 (\xi + \alpha E_M) \nu_{ТРЭ}}. \quad (12)$$

Полученное выражение позволяет определить предел экономически оправданного количества информации при решении задачи анализа и снижения ТРЭ в электрических сетях энергосистем.



С целью определения величин  $\mathcal{E}_{\max}$  и  $B_0$  для некоторого интервала предыстории напишем:

$$\sum_{i=1}^n [\mathcal{E}_{\text{трэ}i} - \mathcal{E}(I_i)]^2 = f(\mathcal{E}_{\max}, B_0). \quad (13)$$

Здесь  $n$  — количество интервалов (год);  $\mathcal{E}_{\text{трэ}i}$  — экономический эффект от снижения ТРЭ за  $i$ -й год.

Учитывая, что квадратичная функция имеет минимум, то  $\mathcal{E}_{\max}$  и  $B_0$  можно определить из следующей системы уравнений:

$$\frac{\partial f}{\partial \mathcal{E}(I)} = 0; \quad \frac{\partial f}{\partial B_0} = 0.$$

Частные производные выражения (13):

$$\partial f / \partial \mathcal{E}(I) = 2 \sum_{i=1}^n [\mathcal{E}_{\text{трэ}i} - \mathcal{E}(I_i)] \left( 1 - B_0 e^{-\frac{I_i}{I_{0i}}} \right) = 0;$$

$$\partial f / \partial B_0 = -2 \sum_{i=1}^n [\mathcal{E}_{\text{трэ}i} - \mathcal{E}(I_i)] B_0 e^{-\frac{I_i}{I_{0i}}} = 0.$$

Решив эту систему относительно  $\mathcal{E}_{\max}$  и  $B_0$ , получим:

$$\mathcal{E}_{\max} = \frac{z_1}{z_2 - z_3}; \quad (14)$$

$$B_0 = \frac{z_1 n - z_2 z_4}{z_1 z_2 - z_3 z_4}, \quad (15)$$

где

$$z_1 = \sum_{i=1}^n \mathcal{E}_{\text{трэ}i} e^{-\frac{I_i}{I_{0i}}}; \quad z_2 = \sum_{i=1}^n e^{-\frac{I_i}{I_{0i}}};$$

$$z_3 = \sum_{i=1}^n e^{-\frac{2I_i}{I_{0i}}}; \quad z_4 = \sum_{i=1}^n \mathcal{E}_{\text{трэ}i}.$$

Имея значения  $\mathcal{E}_{\max}$  и  $B_0$ , а также оптимальное количество информации (12), можно по выражению (10) определить экономический эффект с учетом затрат от переработки информации и при анализе и снижении ТРЭ в электрических сетях энергосистем.

ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆԱՐԳԻ ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՑԱՆՑԵՐՈՒՄ ԷՆԵՐԳԻԱՅԻ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ  
ՍԱԽՄԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՄԱՆ ԵՎ ԻՋՆՑՄԱՆ ՀԱՄԱՐ ՊԱՀԱՆՋՎՈՂ ՏՆՏԵՍԱԳԵՍ  
ՀԻՄՆԱՎՈՐԱԾ ԽՆՁՈՐՄԱՅԻՆԱՅԻ ՔԱՆԱԿՈՒԹՅԱՆ ՈՐՈՇՄԱՆ ՄԵԹՈԴ

# Ա մ փ ո փ ո լ մ

Հոդվածում շարադրված է էներգահամակարգերի էլեկտրական ցանցերում  
էներգիայի տեխնոլոգիական ծախսերի հետազոտման և ինքնաշարժ համար պա-  
շտեցիկ տնտեսական հիմնավորված ինֆորմացիայի բանակության որոշման  
մեթոդը։ Մույց է տրված տնտեսական շահավետության չափը որոշելիս ինֆոր-  
մացիայի ավարտան, մշակման, ինչպես և էներգիայի ծախսերի հետազոտ-  
ման ու ինքնաշարժ ծախսած միջոցները հաշվի առնելու նախադրություններ։

## Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Расчеты технологического расхода энергии в электрических сетях энергосистем  
[Г. 7. Аболян, А. 4. Аргентин, А. М. Арокелиан и др. — Изв. АН АрмССР (сер.  
ТН), 1980, т. XXXVI, № 6, с. 23—29]
2. Третьяков В. А. Автоматическое управление и экономика — Автоматизация теле-  
механики, 1976, № 1, с. 5—22
3. Щербини Ю. В., Киселер И. О. Связь экономического эффекта АСУ энергосистем  
с объемом переработки информации. — В сб. «Экономическая эффективность  
АСУ энергосистем», Киев, 1976, с. 4—6

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Г. В. БАРЕГАМЯН

АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ НПЧ С ОПТИМАЛЬНЫМ  
ВЫБОРОМ МОМЕНТОВ РЕВЕРСА ТОКА

В преобразователе частоты с непосредственной связью (НПЧ) и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) по схеме рис. 1а изменение полярности тока (реверс) сопровождается появлением бестоковых пауз, в течении которых все тиристоры закрыты. На этих интервалах преобразователь становится «неуправляемым» и ход изменения выходного напряжения полностью определяется фильтром и нагрузкой. Бестоковые паузы, количество и длительности которых зависят от параметров силовой схемы, нагрузки, алгоритма управления и др., оказывают существенное влияние на качество вырабатываемого синусоидального напряжения. Ниже рассматривается алгоритм управления, в котором для оптимизации моментов выхода из бестоковых пауз используется вычисляемый прогноз.

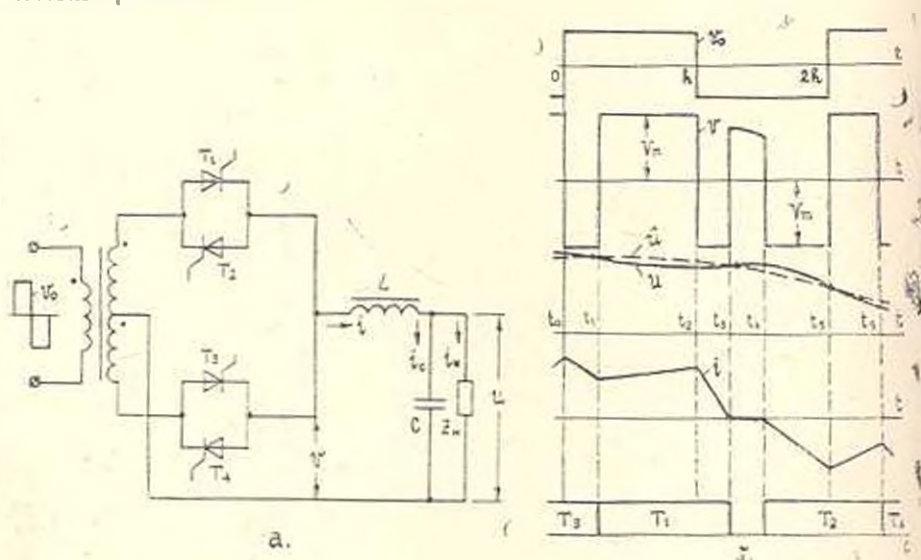


Рис. 1 Однофазный НПЧ с выходным LC-фильтром; а) схема преобразователя; б) временные диаграммы при прямоугольном питающем напряжении и односторонней двуполярной ШИМ

В рассматриваемом преобразователе при прямоугольном питающем напряжении возможно реализовать двуполярную ШИМ (рис. 1, б) пу-



тем переключения тиристорных групп  $T_1$ ,  $T_2$  и  $T_3$ ,  $T_4$  в функции полярности тока НПЧ  $i$ . Сформированный на выходе LC-фильтра ШИМ-сигнал содержит участки, на которых кривая повторяет форму выходного напряжения. Эти участки соответствуют бестоковым паузам, наступающим при каждом переходе тока НПЧ через нуль. В схеме осуществляются переключения двух типов — неуправляемые и управляемые. Неуправляемые переключения имеют место в моменты дискретизации  $0, h, 2h, \dots$ , т. е. когда  $i \neq 0$  и питающее НПЧ напряжение скачкообразно меняет полярность. При этом ранее проводящий тиристор остается открытым, хотя и попадает под обратное напряжение. Для его запираания необходимо либо отпереть второй тиристор той же группы, либо подождать, пока ток упадет до нуля. В первом случае произойдет управляемое переключение, а во втором наступит бестоковая пауза. Выход из бестоковой паузы произойдет включением соответствующего тиристора. Таким образом, управляемыми являются моменты включения и переключения импульсов, не совпадающие с моментами дискретизации. Однако, как будет показано, в каждом такте требуется подавать управление на один тиристор.

Обозначим далее полярность ШИМ-импульса в начале такта логической переменной  $Z (Z \in \{-1; 1\})$ , моменты начала и конца такта —  $t_n$  и  $t_{n+1}$ , моменты включения и переключения импульса —  $t_0$  и  $t_1$ . Локальное время в такте  $t$  отсчитывается от начала каждого такта. К примеру, на рис. 16 неуправляемые переключения осуществляются в моменты  $t_0$ ,  $t_2$  и  $t_3$ , управляемые переключения —  $t_1$  и  $t_4$ , включение импульса (реверсирование тока) —  $t_5$ .

Вследствие неуправляемых переключений полярности тока  $i$  и ШИМ-импульса в момент  $t_n$  всегда противоположны, т. е.

$$Z = -\text{sign}[i(t_n)] = \begin{cases} -1, & \text{если } i(t_n) > 0, \\ 1, & \text{если } i(t_n) < 0, \end{cases} \quad (1)$$

и ток убывает по модулю, начиная от начала такта. Следовательно, бестоковая пауза может наступить только до очередного управляемого переключения, если оно задерживается. После управляемого переключения ток всегда растет по модулю и бестоковой паузы быть не может. Если бестоковая пауза наступила и затем включается импульс, то на остатке такта  $t_n - t_{n+1}$  переключения невозможны. Таким образом, в обоих случаях отпирается лишь один тиристор.

На рис. 2 приведена блок-схема предлагаемого алгоритма управления. При управляемом переключении отпирается тиристор  $T_1$ , если  $v_0 > 0$  и  $Z = -1$ ;  $T_2$ , если  $v_0 < 0$  и  $Z = 1$ ;  $T_3$ , если  $v_0 < 0$  и  $Z = -1$ ;  $T_4$ , если  $v_0 > 0$  и  $Z = 1$ . При включении импульса отпирается тиристор  $T_1$ , если  $v_0 > 0$  и  $Z = 1$ ;  $T_2$ , если  $v_0 < 0$  и  $Z = -1$ ;  $T_3$ , если  $v_0 < 0$  и  $Z = 1$ ;  $T_4$ , если  $v_0 > 0$  и  $Z = -1$ . На остатке такта  $t_n - t_{n+1}$  (либо  $t_n - t_{n+1}$ ) никаких переключений не производятся и система управления выжидает конца такта. В случае необнаружения мо-

мента  $t_n$  или  $t_n$ , поиск продолжается в следующем такте. Моменты переключения можно определить, исходя из различных критериев оптимизации кривой формируемого синусоидального напряжения. Например, в [1] требуется пересечение кривых выходного напряжения  $u(t)$  и сигнала задания  $u(t)$  в одной точке каждого такта. Тогда при достаточно высокой несущей частоте форма выходного напряжения будет близка к заданной. Для определения моментов  $t_n$  здесь предлагается также исходить из указанного критерия качества и использовать вычисляемый прогноз [1, 2]. Сущность заключается в том, что момент

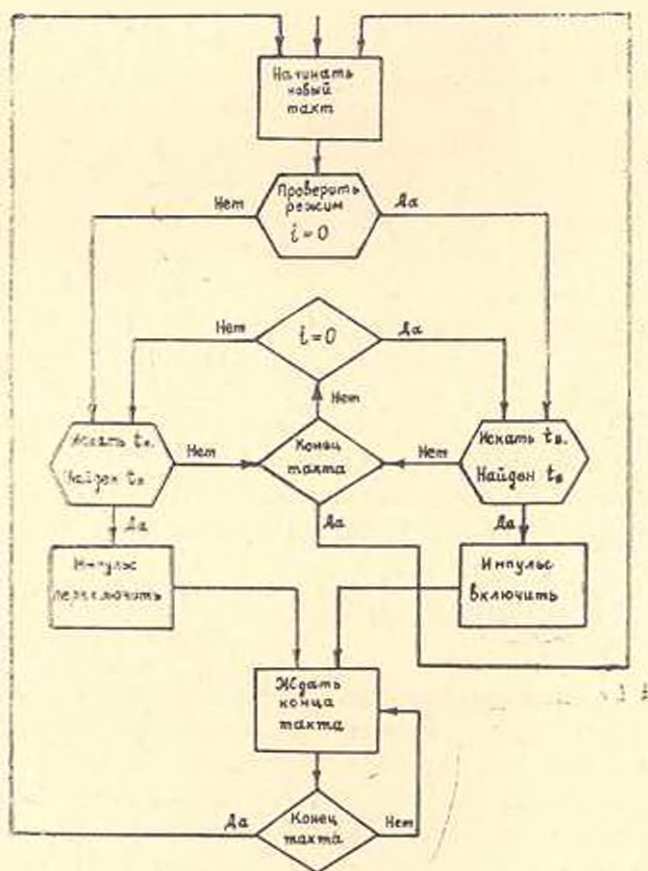


Рис. 2. Блок-схема алгоритма управления ИПЧ.

наложения ШИМ-импульса и его полярность определяются путем прогнозирования выходного напряжения преобразователя на некоторое время  $\beta$  вперед ( $\beta = h - t$ ). При этом используется понятие условного прогноза рассогласования выходного напряжения от задания

$$s(t, h) = u(t, h) - u(t, h), \quad (2)$$

вычисляемого в предположении, что импульс включается в текущий момент (в этом и состоит его условность). В (2)  $u(t, h)$  и  $u(t, h)$  —

прогнозируемые значения выходного напряжения и сигнала задания в точке  $t = h$ , вычисленные в текущий момент времени  $t$ . Предположим, что система управления содержит специальный блок, который по заранее известным формулам непрерывно вычисляет два прогноза  $\varepsilon(t, h, +)$  и  $\varepsilon(t, h, -)$ , соответствующих случаям включения положительного и отрицательного импульсов. Один из них монотонно убывает по модулю. Если следить за убывающей кривой и в момент ее прохождения через нуль включить импульс соответствующей полярности, то в прогнозируемой точке  $t = h$  выходное напряжение совпадает с заданием, т. е.  $u(h) = \varepsilon(h)$ .

Формулы прогноза, выражающие зависимости  $\varepsilon(t, h, +)$  и  $\varepsilon(t, h, -)$  от текущих значений переменных состояния и сигнала задания, получаются из уравнений фильтра. Прогнозы  $u(t, h, +)$  и  $\varepsilon(t, h, -)$  складываются из трех частей. Первая часть обусловлена собственными начальными условиями, т. е. значениями переменных  $u$  и  $i$  в текущий момент  $t$  для LC-фильтра имеет вид

$$u_1 = u(t) \cos \omega\beta + \rho i(t) \sin \omega\beta, \quad (3)$$

где  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ ,  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  — волновое сопротивление и резонансная частота фильтра соответственно. Вторая часть вызвана влиянием нагрузки. Представим нагрузку упрощенно источником тока  $i_n$ , значения которого на прогнозируемом интервале линейно экстраполированы:

$$i_n(\tau) \approx i_n(t) + \tau i'_n(t); \quad i \leq \tau \leq h. \quad (4)$$

Тогда для второго слагающего получим:

$$u_2 = -\rho i_n \sin \omega\beta - (1 - \cos \omega\beta) \frac{d(\rho i_n)}{d(\omega t)}. \quad (5)$$

Третье слагаемое обусловлено действием подаваемого на вход фильтра импульса и в зависимости от его полярности меняет знак

$$u_3 = \pm V_m (1 - \cos \omega\beta). \quad (6)$$

С учетом (3), (5) и (6) для прогнозов  $\varepsilon(t, h, +)$  и  $\varepsilon(t, h, -)$  получим:

$$\begin{cases} \varepsilon(t, h, +) = \varepsilon(t, h, 0) + V_m (1 - \cos \omega\beta); \\ \varepsilon(t, h, -) = \varepsilon(t, h, 0) - V_m (1 - \cos \omega\beta); \\ \varepsilon(t, h, 0) = u(t) \cos \omega\beta + \rho i_n(t) \sin \omega\beta - \\ - (1 - \cos \omega\beta) \frac{d(\rho i_n)}{d(\omega t)} - \tilde{u}(t, h), \end{cases} \quad (7)$$

где  $\tilde{u}(t, h)$  может быть экстраполировано с любой заданной точностью.

Блок вычисления прогноза строится на основе соотношений (7). Его можно построить так, чтобы вычислять один прогноз и одну функцию. Так, если  $e(t, h, 0)$  положительна, то убывающей является  $e(t, h, -)$ , в противном случае —  $e(t, h, +)$ .

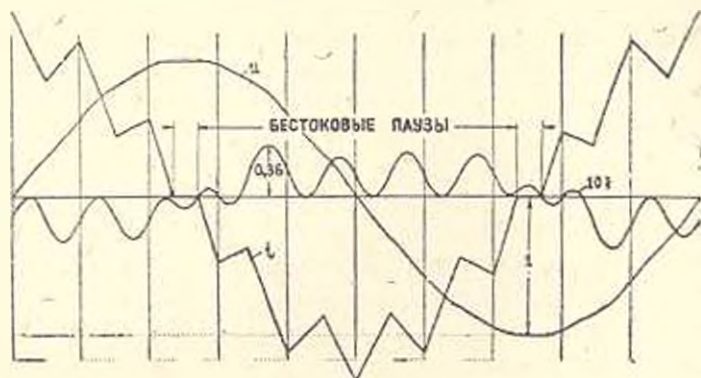


Рис. 3. Оциллограмма процессов в преобразователе при холостом ходе:  $u$  — выходное напряжение;  $i$  — ток дросселя фильтра;  $z$  — пульсация выходного напряжения.

Описанный вычислительный алгоритм успешно сочетается со способом управления по вычисляемому прогнозу, описанному в [1]. При этом вычисления моментов включения и переключения ШИМ-импульсов можно выполнить одним блоком, что упрощает систему управления. Для иллюстрации на рис. 3 представлена оциллограмма процессов в преобразователе, работающем по этому принципу. Оциллограмма получена на цифровой модели преобразователя при соотношении выходной, резонансной и несущей частот  $0,1:0,1:1$ ,  $V_m/U_m = 1, 2$ ,  $x_L = \Omega L = 0,9Z_{н.ном}$ . При этом коэффициент несинусоидальности выходного напряжения составляет 1,63%. Как следует из рис. 3, при выбранных параметрах возникает лишь одна бестоковая пауза на полупериоде, оказывающая практически незаметное влияние на выходное синусоидальное напряжение.

ЕрПИ им. К. Маркса

25. X. 1984

#### Գ. Վ. ՔԱՐԵՂԱՆՅԱՆ

### ՀԻՍՏԱՆԵՐԻ ԳԱՐԶԱՓՈԽՄԱՆ ՕՊՏԻՄԱԼ ԸՆՏՐՈՒԹՅԱՄԵ ՎԱՓ-Ի ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ԱԼԳՈՐԻԹՄ

#### Ա. Վ Փ Ո Փ Ո Վ

Դիտարկվում է հաճախության միաֆազ-միաֆազ տիրիստորային անմիջական կապով փոխարկիչի (ՀԱՓ) կառավարման ալգորիթ, որը ունի հարմարեցված LC-ֆիլտր, որում ելքային սինուսոիդալ լարումը ձևավորում է լայնա-իմպուլսային մոդուլյացիայի շնորհիվ Հոսանքի դադարների օպտիմալ տեղա-

թյունների որոշման համար առաջարկվում է հաշվման ալգորիթմ՝ հիմնված որոշակի ժամանակահատվածում ելքային լարման կորի հետագա ընթացքի կանխագուշակման վրա: Բերված են կանխագուշակման արտահայտությունները և կանխարման ալգորիթմի բլոկ-սխեման:

## Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Копален Ф. И., Мустафа Г. М., Барегамян Г. В. Управление по вычисляемому процессу импульсным преобразователем с синусоидальным пыходным напряжением. — Электротехника, 1981, № 11, с. 13—17.
2. А. С. 880186 (СССР). Способ управления преобразователем с широтно-импульсной модуляцией /Г. М. Мустафа, Г. В. Барегамян. Опубликовано В 11, 1981, № 11.



Э. М. ДИЛАНЯН, Г. К. АСТАБАТЦЯН

# НЕКОТОРЫЕ ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ОДНОДВИГАТЕЛЬНЫХ И МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ЭЛЕКТРОМОБИЛЕЙ

Одним из важных критериев для сравнительной оценки электро-трансмиссий пневмоколесных транспортных средств является величина общего коэффициента полезного действия. Для сравнения электрических характеристик вариантов исполнения электропривода была составлена методика, позволяющая в первом приближении рассчитать КПД однодвигательного и многодвигательного электромобилей. При этом принималось, что источником питания служат аналогичные аккумуляторные батареи, суммарная мощность всех двигателей равна мощности одного двигателя однодвигательного варианта, передаточное отношение механической трансмиссии одинаковое. Полный вес однодвигательного электромобиля приблизительно равен полному весу многодвигательного. Схемы передачи мощности от источника питания к колесам для рассматриваемых вариантов приведены на рис. 1.

КПД системы однодвигательного варианта определяется по выражению:

$$\eta_1 = \eta_{\text{ист}} \cdot \eta_{\text{д1}} \cdot \eta_{\text{м1}} \cdot \eta_{\text{т}} \quad (1)$$

где  $\eta_{\text{ист}}$ ,  $\eta_{\text{д1}}$ ,  $\eta_{\text{м1}}$  — соответственно КПД источника питания, тягового двигателя и механической трансмиссии;  $\eta_{\text{т}}$  — КПД преобразователя.

Для однодвигательного варианта КПД механической трансмиссии согласно рис. 1 равен:

$$\eta_{\text{м1}} = \eta_{\text{р}} \cdot \eta_{\text{к}} \cdot \eta_{\text{г1}} \quad (2)$$

где  $\eta_{\text{р}}$ ,  $\eta_{\text{к}}$ ,  $\eta_{\text{г1}}$  — соответственно КПД редуктора, карданной и главной передач.

Принимаем, что КПД дифференциала при прямолинейном движении равен единице. Общий КПД для двухдвигательного и четырехдвигательного вариантов, согласно параллельному распределению мощности [1], можно определить следующим образом:

$$\eta_2 = \eta_{\text{ист}} \cdot \frac{N' + N''}{\frac{N'}{\eta_1'} + \frac{N''}{\eta_1''}}; \quad \eta_4 = \frac{\eta_{\text{ист}} (N_1' + N_1'' + N_2' + N_2'')}{\frac{N_1'}{\eta_1} + \frac{N_1''}{\eta_1} + \frac{N_2'}{\eta_2} + \frac{N_2''}{\eta_2}} \quad (3)$$

где  $N^*$ ,  $N''$  — мощности движущих сил, действующие на колеса транспортного средства для двухдвигательного варианта;  $N_1^*$ ,  $N_1''$ ,  $N_2^*$ ,  $N_2''$  — мощности на колесах четырехдвигательного электромотоцикла (рис. 1);  $\eta'$ ,  $\eta''$  — общие КПД параллельных ветвей при двухдвигательном распределении энергии от одного источника питания;  $\eta_1'$ ,  $\eta_1''$ ,  $\eta_2'$ ,  $\eta_2''$  — общие КПД параллельных ветвей при четырехдвигательном варианте распределения энергии.

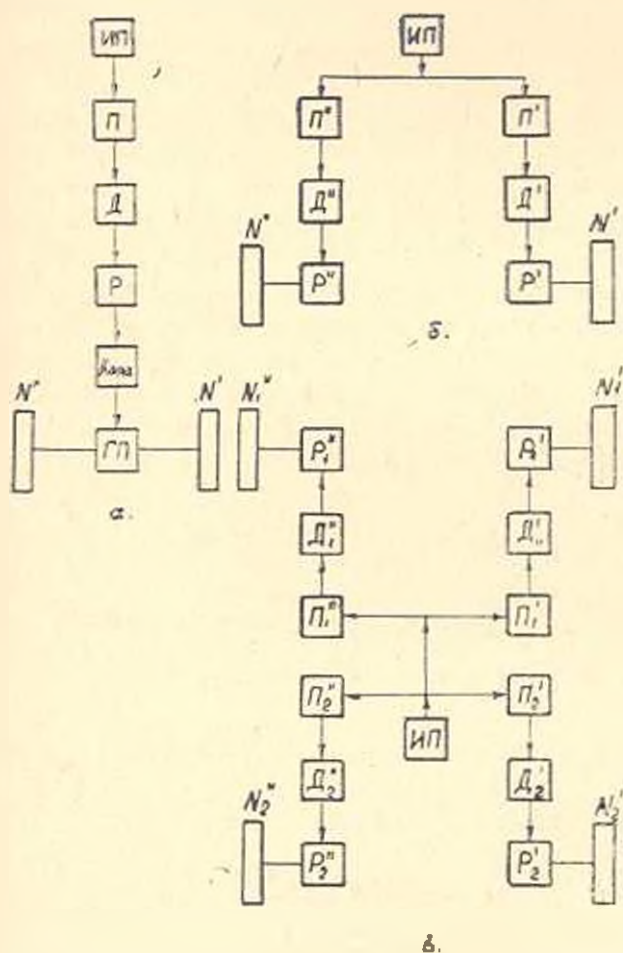


Рис. 1 Варианты схем передачи мощностей от тягового электродвигателя к колесам: а) однодвигательный; б) двухдвигательный; в) четырехдвигательный.

При прямолинейном движении, в частности случае, если  $N' = N''$ , имеем:

$$\eta_3 = \eta_{\text{ин2}} \cdot \eta_{\text{д1}}' \cdot \eta_{\text{д1}}'' \cdot \eta_{\text{р1}}'; \quad \eta_4 = \eta_{\text{ин4}} \cdot \eta_{\text{п1}}' \cdot \eta_{\text{п1}}'' \cdot \eta_{\text{р1}}'. \quad (4)$$

где  $\eta_{\text{д1}}'$  и  $\eta_{\text{д1}}''$  — КПД редуктора.

КПД полюса зацепления зубчатой передачи можно рассчитать согласно эмпирической формуле [2], дающей хорошую сходимость с экспериментом:

$$\eta_{\text{вз}} = 1 - \left( \beta - \frac{\alpha m v_{\text{вз}}^k}{N_{\text{вз}}} \right), \quad (5)$$

где  $v_{\text{вз}}$  — относительная окружная скорость в полюсе зацепления;  $N_{\text{вз}}$  — относительная мощность, проходящая через полюс зацепления;  $m$  — модуль зубьев;  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $k$  — опытные коэффициенты: для цилиндрических колес внешнего и внутреннего зацепления планетарного механизма —  $\alpha = 0,005$ ,  $\beta = 0,01$ ; для конических колес —  $\beta = 0,02$ ; для цилиндрических колес внешнего зацепления непланетарного механизма —  $\beta = 0,015$ ; для механизмов со смазкой поливом —  $k = 1,5$  и разбрызгиванием —  $k = 1,7$ .

В выражении (5) величины  $m$  и  $v_{\text{вз}}$  зависят от межосевого расстояния  $A$ , которое в свою очередь зависит от передаваемого через зацепление момента  $M$ :

$$v_{\text{вз}} = (\omega - \omega_0) A; \quad N_{\text{вз}} = (\omega - \omega_0) M; \quad A = C \sqrt{M},$$

где  $C$  — постоянный коэффициент, принимаемый для легковых автомобилей — 0,013—0,016; грузовых — 0,017—0,019. При расчете принималось общее передаточное отношение механической трансмиссии  $i_z = 2,12 \cdot 4,125 = 8,745$ , что соответствует базовой модели автофургона ЕрАЗ, грузоподъемностью 10 кН.

При однодвигательном варианте для  $i = 4,125$ :

$$\eta_{\text{вз}} = 1 - \left( \beta + \frac{2,41 \sqrt{\omega_0}}{M_0} \right), \quad (6)$$

где  $\omega_0 = \frac{\omega_z}{i_z}$ ;  $M_0 = M_z i_z$ ;  $\omega_z$ ,  $M_z$  — угловая скорость и момент на валу тягового двигателя, а для  $i = 2,12$ :

$$\eta_{\text{вз}} = 1 - \left( \beta - \frac{0,55 \sqrt{\omega_0}}{M_0} \right). \quad (7)$$

При двухдвигательном варианте для  $i = 4,12$ :

$$\eta_{\text{вз}} = 1 - \left( \beta + \frac{2,68 \sqrt{\omega_0}}{M_0} \right), \quad (8)$$

а для  $i = 2,12$  —

$$\eta_{\text{вз}} = 1 - \left( \beta + \frac{0,62 \sqrt{\omega_0}}{M_0} \right). \quad (9)$$

При четырехдвигательном варианте для  $i = 4,125$ :

$$\eta_{\text{вз}} = 1 - \left( \beta - \frac{2,9 \sqrt{\omega_0}}{M_0} \right), \quad (10)$$

а для  $i = 2,12$  —

$$\eta_{\text{вз}} = 1 - \left( \beta - \frac{0,6 \sqrt{\omega_0}}{M_0} \right). \quad (11)$$

КПД источника питания определяется по выражению:

$$\eta_s = 1 - \frac{R_{\Sigma} I_{\Sigma} k_s}{E_{\Sigma}} \quad (12)$$

где  $I_{\Sigma}$  — среднее значение тока аккумуляторных батарей (АБ);  $k_s$  — коэффициент формы тока АБ, равный отношению действующего тока к среднему;  $E_{\Sigma}$ ,  $R_{\Sigma}$  — эквивалентные значения ЭДС и активного сопротивления источника.

В качестве примера рассматривался привод с асинхронными трехфазными к.э. тяговыми двигателями. КПД асинхронного электродвигателя при частотном регулировании определяется по выражению [3]:

$$\eta_1 = M_1 \omega_1 / (M_1 \omega_1 + I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2' + k_{Fe} \Phi^2 f_1^{1,3}), \quad (13)$$

где  $I_1$ ,  $r_1$ ,  $I_2$ ,  $r_2'$ ,  $\Phi$ ,  $f_1$  — ток статора, активное сопротивление обмотки статора, приведенные ток и активное сопротивление ротора, поток и частота тока статора асинхронного двигателя;  $k_{Fe}$  — постоянный коэффициент.

Принимая, что для получения тяговых характеристик целесообразно управлять асинхронным двигателем так, чтобы абсолютное скольжение оставалось постоянным, после несложных преобразований выражение (13) можно представить в следующем виде:

$$\eta_1 = 1 / \left( 1 + \frac{e + d + f_1^{1,3}}{\omega_1} \right), \quad (14)$$

где

$$e = \left( \frac{r_2'}{f_2} + x_2' \frac{f_2}{r_2} \right) b_1 r_1 + \frac{f_2}{r_1} (r_2' + k_2^2 r_1); \quad d = k_{Fe} \left( \frac{r_2'}{f_2} x_2' + \frac{f_2}{r_2} \right).$$

Для однодвигательного варианта —  $e = 0,056$ ,  $d = 0,078$ ; двухдвигательного —  $e = 0,056$ ;  $d = 0,088$ ; четырехдвигательного —  $e = 0,056$ ,  $d = 0,13$ . Для сравнительной оценки в таблице приведены некоторые данные асинхронных двигателей серии 4А.

Таблица

| Тип двигателя | Номинальная мощность, кВт | Частота вращения, об./мин | КПД, % | Масса, кг |
|---------------|---------------------------|---------------------------|--------|-----------|
| 4А10/4        | 4                         | 1430                      | 84     | 42        |
| 4А132/4       | 7,5                       | 1455                      | 87,5   | 77        |
| 4А160/4       | 15                        | 1465                      | 88,5   | 135       |

При двух- и четырехдвигательном вариантах исполнений с индивидуальными широтно-импульсными регуляторами напряжения и частотном регулировании возможно управлять преобразователями частоты





так, чтобы токи, потребляемые от источников двигателями каждого ведущего колеса, во время наличия импульса напряжения были сдвинуты во времени. При этом для двухдвигательного варианта этот сдвиг может быть равен половине периода несущей частоты  $T_n$ , в течение которого изменяется длительность импульса напряжения, а при четырехдвигательном —  $\frac{T_n}{4}$ , т. е. возможно несинфазное управление преобразователями, что приводит к улучшению формы тока, потребляемого от источника питания (рис. 2).

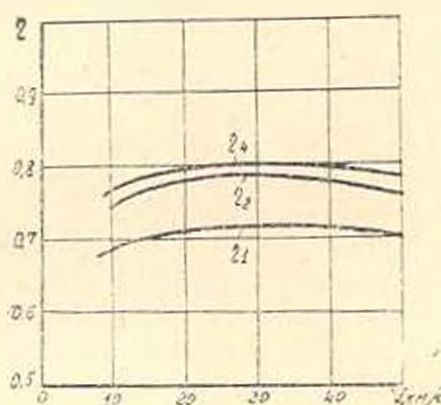


Рис. 2. Зависимость КПД систем многодвигательного электропривода от скорости движения.

Как показали расчеты, КПД двухдвигательного варианта на (5—6)% выше, чем у однодвигательного, в основном, из-за улучшения формы тока АБ. Аналогичные результаты расчетов общего КПД можно получить и для многодвигательного электропривода постоянного тока ЭМ с аккумуляторным источником энергии.

ЕРПН им. К. Маркса

10. IV. 1984

**Է. Մ. ՊԻՍԱՆՅԱՆ**, Գ. Կ. ԱՍԽԱՏԱՅԱՆ

**ՄԵԿ ԵՎ ԲԱԶՄԱՇԱՐԺՈՒՄԱՆ ԷԼԵԿՏՐԱԲԱՆԱՅՈՒՄՈՎ ԷԼԵԿՏՐԱԴՐՈՐԻՆԵՐԻ ՈՐՈՇ ՀԻՄՆԱԿԱՆ ՑՈՒՑԱՆԻՇՆԵՐԸ**

Ա Վ Փ Ո Փ Ո Ւ Մ

Հողվածում դիտված է մեկ և բազմաշարժիչների էլեկտրամոբիլների օգտակար զործողության զործակիցի գնահատման մեթոդը: Դիտված է օրինակ և բերված են եռաֆազ ասինխրոն շարժիչներով էլեկտրամոբիլների օգտակար զործողության զործակիցների համեմատման արդյունքները:

# Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Артоболевский Н. Н. Теория механизмов и машин.— М.: Наука, 1975.— 610 с.
2. Антонин А. С. Силовые передачи колесных и гусеничных машин.— Л.: Машиностроение, 1967.— 430 с.
3. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями.— М.: Энергия, 1974.— 328 с.



## ТЕХНИЧЕСКАЯ КИБЕРНЕТИКА

Р. Е. ГАСПАРЯН

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ УБЫВАЮЩЕГО ПОДКРЕПЛЕНИЯ  
С КОРРЕКЦИЕЙ ОШИБОК

Среди множества задач практики, связанных с распознаванием образов, широко представлены задачи, в которых априорная информация задана в виде обучающей последовательности классифицированных стимулов. В подобных случаях наиболее распространенная формальная постановка задачи обучения распознаванию образов заключается в определении вектора, выбирающего из заданного множества решающих правил такое, которое минимизирует величину среднего риска. Предполагается, что вектор, доставляющий минимум функционалу среднего риска, должен быть найден по обучающей последовательности [1].

Ниже приводится способ решения этой задачи с помощью персептрона, обучаемого с применением системы убывающего подкрепления [2]. Рассматриваются элементарные персептроны, соединенные последовательно с топологической структурой  $S-A-R$ , где  $S$  — сетчатка,  $A$  — слой  $A$ -элементов,  $R$  — реагирующий элемент.

Обозначим через  $N_a$  — количество  $A$ -элементов персептрона и  $v^i$  —  $i$ -ую компоненту весового вектора  $V$ . Тогда множество решающих правил, реализуемых персептроном, описывается соотношением:

$$D(\varphi, V) = Q\left(\sum_i v^i \varphi^i\right), \quad i = 1, 2, \dots, N_a,$$

где

$$Q(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } t \geq 0, \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Выпишем выражение для функционала среднего риска:

$$R(V) = \int \left( p - Q\left(\sum_i v^i \varphi^i\right) \right)^2 df(p, \varphi). \quad (1)$$

Здесь  $p$  — признак класса, принимающий значение 0 или 1, в зависимости от того, к какому классу принадлежит распознаваемый стимул, а областью интегрирования является пространство  $p, \varphi$ , в котором задана вероятностная мера  $f(p, \varphi)$ .

$$R_1(V) = \int G(\varphi, \psi, V) df(\varphi, \psi) \quad (2)$$

с функцией потерь

$$G(\varphi, \psi, V) = \begin{cases} (|\sum_i v^i \varphi^i| + \sum_i v^i \psi^i)/2, & \text{если } \varphi = 0, \\ (|\sum_i v^i \varphi^i| - \sum_i v^i \psi^i)/2, & \text{если } \varphi = 1, \end{cases}$$

имеющей обобщенный градиент

$$g(\varphi, \psi, V) = \begin{cases} \varphi, & \text{при } \varphi = 1 \text{ и } \sum_i v^i \varphi^i \leq 0, \\ 0, & \text{при } \varphi = 1 \text{ и } \sum_i v^i \varphi^i > 0, \\ -\psi, & \text{при } \varphi = 0 \text{ и } \sum_i v^i \varphi^i \geq 0, \\ 0, & \text{при } \varphi = 0 \text{ и } \sum_i v^i \varphi^i < 0. \end{cases} \quad (3)$$

Так как функционалы (1) и (2) достигают минимума на общей точке  $V^*$ , то целью обучения можно считать определение вектора  $V^*$ , составляющего минимум новому функционалу.

Определим систему убывающего подкрепления с коррекцией ошибок, как метод обучения, при котором веса связей, исходящих от  $A$ -элементов к реагирующему элементу, не изменяются, если персептрон правильно распознает стимул обучающей последовательности; если же на  $i$ -ом шаге обучения персептрон выработал неправильную реакцию, то веса активных  $A$ -элементов изменяются на величину  $\delta_i$ , причём, знак подкрепления определяется знаком ошибки  $|\delta_i| > |\delta_{i+1}|$ . Согласно определению, система убывающего подкрепления с коррекцией ошибок реализует рекуррентную процедуру, которая с учетом (3) может быть записана в виде

$$V_i = V_{i-1} + \delta_i g(\psi, \varphi, V_{i-1}) \quad (4)$$

и, следовательно, если в качестве подкрепления  $\delta_i$  использовать последовательность чисел, удовлетворяющую условиям:

$$\sum_{i=1}^{\infty} \delta_i = \infty, \quad \sum_{i=1}^{\infty} \delta_i^2 < \infty, \quad \delta_i > 0,$$

то в результате применения процедуры (4) будет построен весовой вектор  $V^*$ , минимизирующий функционал (2) [3].

Пусть  $\Psi = \{\psi\}$  — бесконечное множество  $N_a$ -мерных векторов  $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_r, \dots$ , являющееся объединением двух линейно-разделимых

подмножеств  $\Psi^{(1)} = \{\varphi^{(1)}\}$  и  $\Psi^{(2)} = \{\varphi^{(2)}\}$ . Допустим также, что существует точная верхняя граница:

$$\sup_{\varphi \in \Psi^{(1)} \cup \Psi^{(2)}} \|\varphi\| = M < \infty. \quad (5)$$

Покажем, что при выполнении этих условий система убывающего подкрепления с коррекцией ошибок позволяет за конечное число шагов обучения построить гиперплоскость, разделяющую множества  $\Psi^{(1)}$  и  $\Psi^{(2)}$ .

Предварительно отметим, что если  $\Psi^{(2)} = \{\bar{\varphi}^{(2)}\}$  — множество векторов, противоположных векторам множества  $\Psi^{(2)}$ , и  $\Phi = \{\varphi\} = \Psi^{(1)} \cup \Psi^{(2)}$ , то задачу построения гиперплоскости, разделяющей множества  $\Psi^{(1)}$  и  $\Psi^{(2)}$ , можно трактовать как задачу формирования весового вектора  $V$ , удовлетворяющего системе неравенств:

$$\sum_i \varphi_i^j v_i^j > 0 \quad \text{для всех } \varphi \in \Phi. \quad (6)$$

Предъявим персептронну стимул  $\varphi_j$ . Согласно введенному выше определению системы убывающего подкрепления с коррекцией ошибок, значение весового вектора  $V_j$  при этом описывается выражением:

$$V_j = \begin{cases} V_{j-1} + \beta_j \varphi_j, & \text{если } \sum_i \varphi_i^j v_{j-1}^i \leq 0; \\ V_{j-1}, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (7)$$

Допустим, что предъявление стимула  $\varphi_j$  влечет за собой коррекцию весового вектора. Тогда из (7) получаем:

$$\|V_j\|^2 = \|V_{j-1}\|^2 + 2\beta_j \sum_i \varphi_i^j v_{j-1}^i + \beta_j^2 \|\varphi_j\|^2$$

и далее, учитывая (5) —

$$\|V_j\|^2 \leq \|V_{j-1}\|^2 + M^2 \beta_j^2. \quad (8)$$

Из (8) следует, что если начальное значение весового вектора  $V_0 = 0$  и к моменту времени  $t$  было выполнено  $m$  коррекций, то:

$$\|V_t\|^2 \leq M^2 \sum_{j=1}^m \beta_j^2. \quad (9)$$

Оговоренная выше линейная разделимость множеств  $\Psi^{(1)}$  и  $\Psi^{(2)}$  свидетельствует о существовании некоторого единичного вектора  $V_E$ , удовлетворяющего системе неравенств:

$$\sum_i \varphi_i^j v_E^i \geq d_0 \quad \text{для всех } \varphi \in \Phi, \quad (10)$$

где положительная величина  $d_0$  выражает расстояние от начала координат до выпуклой оболочки множества  $\Phi$ .

Если при использовании системы убывающего подкрепления с коррекцией ошибок к моменту времени  $t$  было выполнено  $m$  коррекций, то посредством несложных преобразований, учитывающих соотношения (7) и (10), можно получить следующую оценку величины  $\sum_i v_i^t v_E^t$ :

$$\sum_{i=1}^m v_i^t v_E^t \geq d_0 \sum_{j=1}^m \delta_j. \quad (11)$$

Записав неравенство Коши-Буняковского для векторов  $V_t$  и  $V_E$  после очевидных преобразований получим:

$$\left| \sum_i v_i^t v_E^t \right|^2 \leq \sum_i |v_i^t|^2 \sum_i |v_E^t|^2 = |V_t|^2 |V_E|^2 = |V_t|^2,$$

откуда

$$|V_t| \geq \sum_i v_i^t v_E^t,$$

и далее, учитывая (11):

$$|V_t|^2 \geq d_0^2 \left( \sum_{j=1}^m \delta_j \right)^2. \quad (12)$$

Рассматривая совместно неравенства (9) и (12), окончательно получаем:

$$\left( \sum_{j=1}^m \delta_j \right)^2 / \sum_{j=1}^m \delta_j^2 \leq M^2 / d_0^2. \quad (13)$$

Пусть величина подкрепления  $\delta_i$  убывает от шага к шагу по экспоненциальному закону  $\delta_i = \exp(-ci)$ ,  $c > 0$ . Так как

$$\sum_{j=1}^m \delta_j = (\exp(-cm) - 1) / (1 - \exp(c))$$

и

$$\sum_{j=1}^m \delta_j^2 = (\exp(-2cm) - 1) / (1 - \exp(2c)),$$

то соотношение (13) принимает вид:

$$(\exp(-cm) - 1)(1 + \exp(c)) / ((\exp(-cm) + 1)(1 - \exp(c))) \leq M^2 / d_0^2.$$

Разрешая последнее неравенство относительно  $m$ , получаем верхнюю оценку количества шагов обучения персептрона для случая системы убывающего подкрепления экспоненциального типа:

$$\left\{ \begin{aligned} m &\leq (\ln((\exp(c) + 1 - M^2/d_0^2 + \exp(c) M^2/d_0^2) / (\exp(c) + 1 + \\ &\quad + M^2/d_0^2 - \exp(c) M^2/d_0^2))) / c, \\ 0 &< c < \ln(((M^2/d_0^2) + 1) / (M^2/d_0^2 - 1)). \end{aligned} \right.$$

Воспользуемся теперь соотношением (13) для оценки количества шагов процедуры обучения персептрона под управлением системы убы-

вающего подкрепления ступенчатого типа [2]. Имея ввиду, что в данном случае величина подкрепления описывается выражением  $\delta_j = c(m-j+1)/m$ , после несложных преобразований получаем:

$$\sum_{j=1}^m \delta_j = \frac{c(m+1)}{2}, \quad \sum_{j=1}^m \delta_j^2 = \frac{c^2(m+1)(2m+1)}{6m} \quad (14)$$

Далее, (13) с учетом (14) можно упростить к виду:

$$1,5m(m+1)/(2m+1) \leq M^2/d_0^2.$$

Откуда окончательно получим:

$$m \leq \frac{4}{3} M^2/d_0^2.$$

На основании рассмотренных примеров можно заключить, что с помощью соотношения (13) аналогичным образом может быть исследована сходимость других алгоритмов метода убывающего подкрепления с коррекцией ошибок. Наконец отметим, что при постоянной величине подкрепления  $\delta_j = \text{const}$ , характеризующей  $\alpha$ -систему обучения, из (13) получаем:  $m \leq M^2/d_0^2$ , что согласуется с оценкой [4] для  $\alpha$ -персептрона.

ИНСТИТУТ АН АЗССР

25.V.1983

Ե. Կ. ՎԱՍԻՍԵԱՆ

ՍԵԱՆԻ ԿԱՆՈՆԱՎՈՐՄԱՆԻ ԵՎԱԶՈՂ ԱՄՐԱՑՄԱՆ ԶԱՄԱՆԱՐԳԻ ԶԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Ա Վ Փ Ո Փ Ո Ւ Մ

Կերպարների ճանաչման ուսուցումը դիտվում է որպես միջին ոխկի մի-  
նիմիզացիայի խնդիր: Բերվում է խնդրի լուծման եղանակը պերսեպտրոնի մի-  
ջոցով, որն ուսուցվում է սխալի կանոնավորմամբ նվազող ամրացման հա-  
մակարդի կիրառումով: Արժանված է բանաձև, որը թույլ է տալիս դժայնորեն  
անջատվող դասերի համար որոշել ուսուցման քայլերի վերին սահմանը:

## Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Патрик Э. Основы теории распознавания образов — М. Советское радио. 1980 — 408 с.
2. Диян С. В., Гаспарян Р. Е. Об одной системе подкрепления элементарного персептрона. — М., 1975. — 9 с. — Рукопись представлена ЕРНИИММ. Деп. в ЦИПЭИР 1976. № 4868.
3. Вазан М. Стохастическая аппроксимация. — М. Мир, 1972. — 296 с.
4. Novikoff A. On convergence proofs for perceptrons. — In: Proceedings of Symposium on Mathematical Theory of Automata. — New York: Polytechnic Institute of Brooklyn, 1963, v. XII, p. 109—112.



К. С. ГЮНАШЯН, В. А. НАПЯН, М. К. САГАТЕЛЯН

# СВЧ МОДУЛЯТОРЫ СВЕТА С РАЗНЕСЕННЫМИ КРИСТАЛЛАМИ

В известных высокоточных светодальномерах Мекометр МЕ-3000 и ДВСД-1200 [1, 2] использованы модуляторы света, в которых пути прохождения приемно-передающих лучей разнесены на небольшую величину, равную 5—7 мм, для исключения поступления отражения от элементов передающего канала на фотоприемник. Однако, это разнесение предельно усложняет согласование приемно-передающей оптики светодальномера с модулятором света. Для решения этой задачи нами разработан биаксиальный СВЧ модулятор, основой которого является объемный резонатор, а нагрузкой — емкость-кристалл. Закон распределения силовых линий поля в зоне установки кристалла описывается выражением:

$$E_{\text{сн}} = E_0 J_0(kr)_n, \quad (1)$$

где  $E_0$  — амплитудное значение поля в резонаторе;  $J_0$  — функция Бесселя нулевого порядка;  $(kr)_n$  — один из корней функции  $J_0$ .

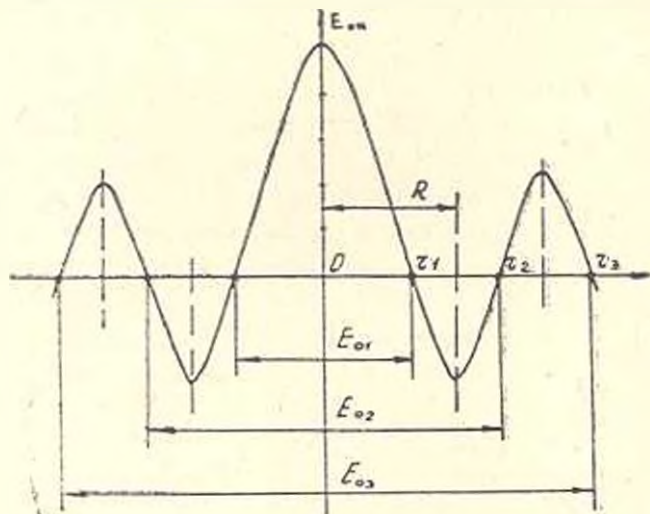


Рис. 1.

Из (1) следует, что в зависимости от величины диаметра резонатора  $D = 2r$  в модуляторе можно возбуждать волны основного  $E_0$ , или

высшего порядка  $E_{02}$ ,  $E_{01}$  и другие. На рис. 1 показано распределение по радиусу резонатора максимумов электрического поля в модуляторе сист. Как видно, максимумы электрического поля  $E_{02}$  могут оказаться значительно сдвинутыми с центра резонатора и расположенными на окружности радиусом  $R$ . Это позволяет в резонаторе расположить два кристалла, симметрично сдвинутых относительно центра резонатора на величину, равную среднему диаметру приемно-передающей оптики светодиода. Амплитуда волны на рис. 1 примерно в два раза меньше, чем основной волны  $E_{01}$ , что может уменьшить глубину модуляции. Однако при возбуждении волны  $E_{02}$  диаметр резонатора увеличивается, что приводит к повышению нагруженной добротности модулятора. Кроме того, на добротность модулятора влияют также размеры кристаллов. Эти зависимости позволяют при возбуждении волны  $E_{02}$  согласовать размеры резонатора и кристаллов так, чтобы величина СВЧ мощности питающей модулятор на волне  $E_{02}$  не оказалась меньше, чем для возбуждения волны  $E_{01}$ .

Установлено, что параметры модулятора на волне  $E_{02}$  можно определить через параметры известного модулятора на  $E_{01}$ , изготовленного для светодиода ДВСД-1200. Если вводимых в модулятор на волне  $E_{02}$  размеры двух кристаллов и металлических проводников выбрать такими, как в модуляторе на  $E_{01}$ , то для получения одинаковой резонансной частоты можно написать отношение

$$\frac{D_{01}}{2D_{02}} = \frac{\lambda_e(kr)_{01}}{\lambda_e(kr)_{02}}$$

Диаметр  $D_{01}$  на частоте  $f_s = 1200$  МГц составляет 70 м.м, а  $(kr)_{01} = 2,405$ ,  $(kr)_{02} = 5,52$ , поэтому  $D_{02} = 80$  м.м.

Для определения места установки кристаллов в модуляторе на волне  $E_{02}$  согласно рис. 1 необходимо использовать второй максимум функции Бесселя  $J_0(kR)$ , что имеет место при значении аргумента  $kR = 3,83$ . Одновременно для найденного  $D_{02} = 2r_2$  выполним условие  $J_0(kr_2) = 0$ , что означает  $kr_2 = 5,52$ . Составляя отношение  $kR/k r_2 = 3,83/5,52$ , находим, что  $R = 0,7r_2$  или  $2R = 0,7 D_{02} = 56$  м.м. При размещении металлических проводников с кристаллами на расстоянии  $2R = 56$  м.м. возможны в резонаторе, диаметр которого должен быть 80 м.м, электрический пробой в зазоре  $\Delta = 8$  м.м, показанный на рис. 2. В данном случае не используется влияние металлических проводников на структуру электрического поля резонатора. Эта особенность позволила приготовить коаксиальные и биаксиальные модуляторы света с различными кристаллами. В биаксиальном модуляторе (рис. 2) кристаллы сдвинуты к центру и увеличен диаметр резонатора на 5 м.м, а в коаксиальном модуляторе (рис. 3) кристаллы смещены от центра.

В коаксиальном модуляторе на волне  $E_{01}$  кристаллы смещены на 22 м.м, а в биаксиальном — на 35 м.м. Габаритные размеры этих модуляторов и их основные эксплуатационные величины на частоте  $f = 1200$  МГц определены экспериментально, приведены в таблице и

сопоставлены с однокристалльным эталонным модулятором света [3]. В отличие от эталонного модулятора света, в котором для перестройки частоты использовался емкостной диск, в новых модуляторах перестройка частоты осуществляется диэлектрическими пластинами, установленными в зоне электрических кристаллов, позволяющих в четыре раза увеличить диапазон перестройки модулятора света.

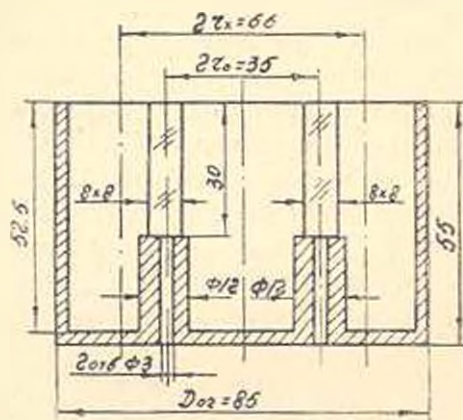


Рис. 2. Основные размеры биаксиального модулятора света на волне  $E_{02}$

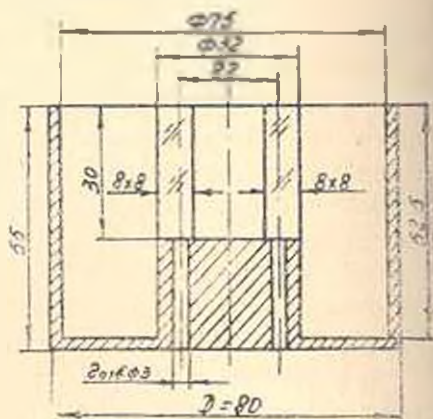


Рис. 3. Основные размеры коаксиального модулятора света на волне  $E_{01}$

На основе полученных величин, указанных в таблице, можно сказать, что для построения СВЧ светодальномеров и рефрактометров целесообразно в качестве модулятора-демодулятора света использовать биаксиальный модулятор света, который не уступает по основным данным однокристалльному модулятору света. Конструкция биаксиального модулятора света исключает или предельно уменьшает количество зеркал, установленных после приемной оптики для пропускания приемного луча через модулятор света. Это приводит к уменьшению потерь света и упрощению оптической части светодальномера.

Таблица

| Основные величины                               | Эталонный модулятор      | Коаксиальный модулятор | Биаксиальный модулятор |
|-------------------------------------------------|--------------------------|------------------------|------------------------|
| Размеры кристаллов, мм                          | $10 \times 10 \times 35$ | $8 \times 8 \times 30$ | $8 \times 8 \times 30$ |
| Количество кристаллов                           | 1                        | 2                      | 2                      |
| Диаметр $D$ и высота $H$ резонаторов, мм        | 70, 63                   | 80, 54                 | 85, 55                 |
| Диаметр внутренних проводников, мм              | 14                       | 32                     | 12                     |
| Расстояние между приемно-передающими лучами, мм | 6                        | 22                     | 35                     |
| Перестройка резонансной частоты, МГц            | 30                       | 120                    | 120                    |
| Нагруженная добротность модуляторов             | 900                      | 900                    | 950                    |
| Качество модуляторов, $rau^2/Vm$                | $1,3 \cdot 10^{-2}$      | $1,8 \cdot 10^{-2}$    | $1,6 \cdot 10^{-2}$    |
| Допустимая непрерывная мощность питания, Вт     | 0,3                      | 0,3                    | 0,4                    |

Кроме этого, применение модуляторов света с разнесенными кристаллами позволяет предельно уменьшить поперечные размеры кристаллов и уменьшить потребляемую модулятором мощность. В светодальномерах с оптической линией задержки целесообразно использовать бинаксальный кристаллический модулятор света. В тех случаях, когда оптическая линия задержки построена на двух зеркалах [1], лучшим будет применение коаксального модулятора с кристаллами, разнесенными на величину 15—20 мм.

ЕрПИ им. К. Маркса

10 VII 1984

#### Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Лобачев В. М. Радиоволновая геодезия.— М.: Недра. 1980.— 327 с.
2. Вайнберг В. Я., Широков Ф. В. Исследования макетов светодальномера типа ДВСД-1200 с зеркальной коллимирующей системой.— Геодезия и картография, 1983, № 4, с. 17—20.
3. Гюнашян К. С., Монасян Р. А., Нарыгин В. И., Папаян В. А. Резонаторный модулятор света с кристаллом KDP для электрооптического дальномера.— Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1973, т. 16, № 7, с. 92—94.
4. Гюнашян К. С., Илясов В. В. Оптическая линия задержки для светодальномера с поляризационной модуляцией света.— Изв. вузов. Геодезия и аэрофотосъемка, 1985, я 1, с. 104—111.

## НАУЧНЫЕ ЗАМЕТКИ

О. В. ТОКМАДЖЯН

УТОЧНЕНИЕ ЗАКОНА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ДАВЛЕНИЯ  
В КАНАЛАХ С КРИВОЛИНЕЙНЫМ ДНОМ

Дифференциальное уравнение неравномерного движения жидкости в открытых каналах с переменными параметрами по длине согласно [1] имеет вид:

$$\begin{aligned} \frac{dh}{dl} = & \left( \left( 1 + h \frac{d\varphi}{dl} \right) \sin \varphi - \frac{Q^2}{A^2 C^2 R} - \frac{Q^2 \left( \alpha \pm K \frac{h}{R_0} \right)}{g A^3} \cdot \frac{\partial A}{\partial l} - \right. \\ & \left. - \frac{Q \left( \alpha (2 - a) \pm K \frac{h}{R_0} \right)}{g A^2} \cdot \frac{dQ}{dl} \right) \left( \cos \varphi - \frac{Q^2}{g A^3} \times \right. \\ & \left. \times \left( \left( \alpha \pm K \frac{h}{R_0} \right) \frac{\partial A}{\partial h} \mp \frac{KA}{2R_0} \right) \right), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\varphi$  — угол наклона дна русла к горизонту;  $h$  — глубина потока по нормали ко дну;  $l$  — длина средней линии потока;  $R_0$  — радиус кривизны дна;  $a$  — коэффициент изменяющихся масс;  $A$  — площадь живого сечения;  $K$  — корректив давления, который согласно [2] имеет вид:

$$K = \frac{2}{AV^3} \cdot \frac{R_0}{h} \int_A \frac{h' u^3}{R'} dA, \quad (2)$$

где  $u$ ,  $h'$ ,  $R'$  — соответственно скорость, глубина и радиус кривизны произвольной точки сечения (рис. 1).

При определении значения корректива давления в [2] в конечном итоге принимается:  $R' = R_0$ . Для каналов с выпуклым дном  $K = 1$  — при прямоугольном и  $K = 0,8$  — треугольной эпюре скоростей, что не соответствует действительности, т. к. скорость у дна  $u_0$  является максимальной в эпюре скоростей. От точки соприкосновения жидкости со дном русла до продольного сечения, где устанавливается максимальная скорость  $u_m$ , существует пограничный слой, которым при расчетах можно пренебречь. В сечениях канала с вогнутым дном, скорость по направлению от дна русла к центру кривизны увеличивается, т. е.  $u_0 < u_m$ .



Оценка точности определения корректива давления соответствует оценке отклонения осредненного давления сечения от гидростатического. Теперь исследуем, как изменяется корректив давления  $K$ , если при этом истинное значение произвольного радиуса  $R' = R_0 + y$  ( $y$  — рас-

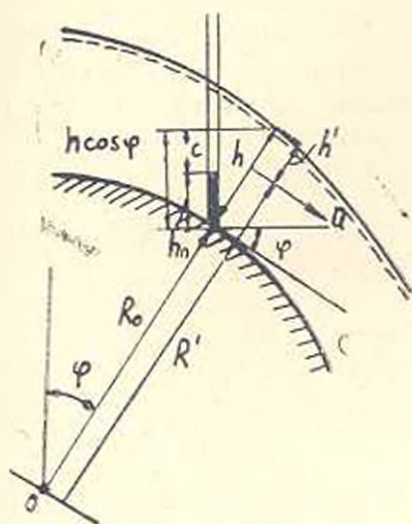


Рис. 1. Расчетная схема гидравлических параметров русла с криволинейным дном.

стояние произвольной точки со дна по нормали). После интегрирования (2) для каналов прямоугольной формы сечения и трапециевидальной эюры скоростей, без учета влияния боковых стенок, получаем:

$$\begin{aligned}
 K = & \frac{16}{(1 + u_2/u_1)^3} \cdot \frac{R_0}{h} \left( \left( \frac{R_0}{h} \mp 1 \right) \ln \left( 1 \mp \frac{h}{R_0} \right) \pm 1 + \right. \\
 & + 3 \left( \mp 1 \pm \frac{u_2}{u_1} \right) \left( 0,5 + \left( \frac{R_0}{h} \mp 1 \right) \left( \frac{R_0}{h} \ln \left( 1 \mp \frac{h}{R_0} \right) \pm 1 \right) \right) + \\
 & + 3 \left( 1 - \frac{u_2}{u_1} \right)^2 \left( \left( \frac{R_0}{h} \mp 1 \right) \left( 0,5 \pm \frac{R_0}{h} + \frac{R_0^2}{h^2} \ln \left( 1 \mp \frac{h}{R_0} \right) \right) \pm \frac{1}{3} \right) + \\
 & + \left( \mp 1 \mp \frac{u_2}{u_1} \right)^2 \left( 0,25 + \left( \frac{R_0}{h} \mp 1 \right) \left( \frac{R_0^3}{h^3} \ln \left( 1 \mp \frac{h}{R_0} \right) \pm \right. \right. \\
 & \left. \left. + \frac{R_0^2}{h^2} + \frac{R_0}{2h} \mp \frac{1}{3} \right) \right) \Bigg). \quad (3)
 \end{aligned}$$

Верхний знак в (1) и (3) соответствуют вогнутым, а нижний — выпуклым профилям дна русла. При прямоугольной эюре скоростей ( $u_2 = u_1$ ) уравнение (3) принимает вид:

$$K = 2 \frac{R_0}{h} \left| \left( \frac{R_0}{h} \mp 1 \right) \ln \left( 1 \mp \frac{h}{R_0} \right) \pm 1 \right|. \quad (4)$$

Аналогичные расчеты для определения корректива давления  $K$  проделаны и для центральной поперечной вертикали каналов треугольной формы. По сравнению с прямоугольной формой сечения значение коэффициента  $K$  уменьшается в 2/3 раза. Если принять, что трапециевидальная форма сечения является средней между прямоугольной и треугольной, то проделанный анализ позволяет делать соответствующие выводы по оценке значения корректива давления  $K$ : а) значение  $K$  для прямоугольных русел определяется по предельному значению отношения  $\frac{h}{R_0}$  — по формуле (3); б) для трапециевидальных русел следует внести поправочный коэффициент  $1 > \frac{2}{3}$ .

ЕрПН им. К. Маркса

16. II. 1983

#### Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Токмаджян О. В. Дифференциальное уравнение неравномерного движения жидкости с переменными параметрами по длине — Изв. вузов. Электротехника, 1983, № 4, с. 122—124.
2. Токмаджян В. О. О гидравлическом расчете каналов с криволинейным дном — Изв. АН АрмССР (сер. ТН), 1978, т. XXXI, № 3, с. 31—33.

НАУЧНЫЕ ЗАМЕТКИ

А. А. КАРАФИЛЯН

К ВОПРОСУ О РАСЧЕТЕ ПРОФИЛЯ КРИВОЛИНЕЙНЫХ  
 В ПЛАНЕ ВОДОСЛИВОВ

Работа посвящена теоретическому исследованию построения профиля шахтных водосливов параболического очертания и с плоским порогом с учетом сил давления воды в сечении потока и на поверхности водослива, кривизны сливного фронта в плане и шероховатости сливной поверхности.

Обозначения (рис. 1):  $v$ ,  $h$ ,  $\omega$  — скорость движения частицы жидкости из центральной струи, глубина потока на водосливе и площадь сечения;  $v_0$ ,  $h_0$ ,  $\omega_0$  — те же величины на гребне водослива;  $L$  — длина сливного фронта на гребне;  $Q_0$  — расчетный расход водослива;  $Q_{\pi}$  — расход по сектору с центральным углом  $\alpha = \pi$ ;  $\chi$  — смоченный параметр;  $R_g$  — гидравлический радиус;  $p$ ,  $p_1$  — осредненное давление в сечении и действительное давление в контакте с водосливом;  $\rho$  — плотность жидкости;  $\tau_0$  — касательное напряжение в контакте с водосливом;  $t$  — время;  $\varphi$  — угол между касательной к траектории центральной струи и осью  $x$ ;  $r$  — радиус кривизны траектории центральной струи;  $n$  — коэффициент шероховатости водослива.

Действующие силы на элементарный объем  $abcd$  следующие:

- 1) сила тяжести  $dP_1 = \rho g \omega ds$ ; 2) центробежная сила  $dP_2 = \rho \omega ds v^2 / r$ ;
- 3) сила сопротивления  $dP_3 = \tau_0 \chi ds$ ; 4) сила давления по направлению течения жидкости  $dP_4 = 2(p + 0,5dp)(h + 0,5dh)(R + 0,5ds \cos \varphi) \times \sin 0,5k\pi$ ;
- 5) сила давления в направлении против течения жидкости  $dP_5 = 2(p - 0,5dp)(h + 0,5dh)(R - 0,5ds \cos \varphi) \sin 0,5k\pi$ ;
- 6) сила бокового давления  $dP_6 = p h ds$ ; 7) сила реакции  $dP_7 = p_1 \chi ds$ .

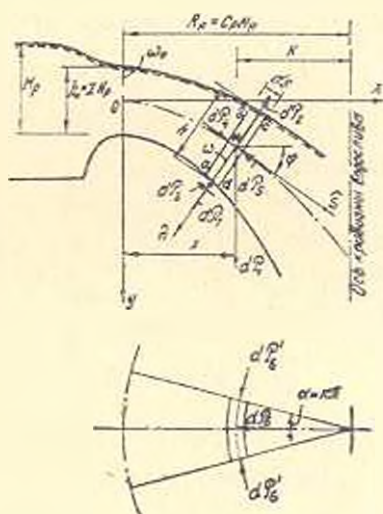


Рис. 1. Расчетная схема профилей криволинейных водосливов.

При переливе воды через водослив может происходить перераспределение давлений во всех сечениях струи. В общем случае среднее давление в сечении можно записать в виде:

$$p = k_0 \rho g h \cos \varphi, \quad (1)$$

где  $k_0$  — безразмерный коэффициент, значение которого зависит от закона распределения давлений в сечении. При безвакуумном профиле шахтного водослива:  $0 < k_0 < 0,5$ .

В зависимости от распределения давлений в сечении струи действительное давление воды в контакте с водосливом можно записать в виде:

$$p_1 = k_{01} \rho g h \cos \varphi, \quad (2)$$

где  $k_{01}$  может быть как положительным, так и отрицательным.

Принимая движение жидкости на водосливе одномерным, уравнения движения элементарного объема  $abcd$  в проекциях, касательной к траектории центральной струи и на внутреннюю нормаль, запишутся в виде:

$$\begin{cases} \rho ds dv/dt = dP_1 \sin \varphi - dP_2 + dP_1 - dP_3 - dP_4; \\ dP_1 \cos \varphi - dP_2 - dP_3 = 0. \end{cases} \quad (3)$$

Из-за малости силы сопротивления для упрощения решения задачи при составлении системы уравнений (3) принято, что сила  $dP_1$  почти параллельна с осью  $s$ .

Имея в виду, что  $Q_p = L m_p \sqrt{2g H'}$ , где  $m_p$  — расчетное значение коэффициента расхода водослива, а  $L$  при шахтном водосливе равно  $L = 2\pi R$ :

$$Q_{k1} = Q_p k = R_p/L; \quad h = Q_{k1}/k = R_0; \quad R = R_p - x; \quad w = k = R/h;$$

$$\chi = k = (R + 0,5h \sin \varphi); \quad \tau_0/v = v_0 = g t R_0; \quad t = \varphi^2 / C^2 R_0,$$

где  $C$  — коэффициент Шези.

Выразив полную скорость в виде

$$v = v_x / \cos \varphi = \frac{dx}{dt} / \cos \varphi \quad \text{и} \quad v = v_y / \sin \varphi = \frac{dy}{dt} \sin \varphi,$$

принимая при малых углах  $\sin 0,5k\pi \approx 0,5k\pi$  и вводя обозначения

$$gx/v_0^2 = \bar{x}, \quad gy/v_0^2 = \bar{y}, \quad gt/v_0 = \bar{t}, \quad d\bar{x}/d\bar{t} = \bar{x}',$$

$$d\bar{y}/d\bar{t} = \bar{y}', \quad d^2\bar{x}/d\bar{t}^2 = \bar{x}'', \quad d^2\bar{y}/d\bar{t}^2 = \bar{y}'', \quad R_p/H_p = c_p,$$

решение системы уравнений (3) после некоторых преобразований приведет к системе дифференциальных уравнений в безразмерных величинах [1]:

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{x}'' &= A_0 \bar{x}'^2 / a^2 \bar{v}^3 - B_0 \bar{x}'^2 \bar{y}' / a \bar{v}^6 - A_0 \bar{x}'^2 / a^2 \bar{v}^3 + k_{01} \bar{x}' \bar{y}' / \bar{y}^3 + \\ &+ k_{01} B_0 \bar{x}'^2 \bar{y}' / a \bar{v}^6 + C_0 \bar{x}' \bar{y}'^2 / a^2 \bar{v}^3 + D_0 \bar{x}'^4 \bar{y}'^3 / a^3 \bar{v}^6 - \\ &- E_0 a \bar{v}^3 \bar{x}' + F_0 \bar{x}' \bar{y}' / a; \\ \bar{y}'' &= 1 + A_0 \bar{x}'^2 \bar{y}' / a^2 \bar{v}^3 - B_0 \bar{x}' \bar{y}'^2 / a \bar{v}^6 - A_0 \bar{x}' \bar{y}' / a^2 \bar{v}^3 - k_{01} \bar{x}'^2 / \bar{v}^3 + \\ &+ k_{01} B_0 \bar{x}' \bar{y}'^2 / a \bar{v}^6 - C_0 \bar{x}'^2 \bar{y}' / a^2 \bar{v}^3 + D_0 \bar{x}'^3 \bar{y}'^2 / a^3 \bar{v}^6 + \\ &- E_0 a \bar{v}^3 \bar{y}' - F_0 \bar{y}'^2 / a, \end{aligned} \right. \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} A_0 &= k_0 z / c_p; \quad B_0 = k_0 z^3 / 2m_p^2; \quad C_0 = k_{01}; \quad z / 2c_p; \\ D_0 &= k_0 k_{01}; \quad z^4 / 4c_p m_p^2; \quad F_0 = 2gn^2 m_p^2 / z^3 \sqrt{zH}; \\ F_0 &= gn^2 m_p^2 / c_p / z^3 \sqrt{zH}; \quad a = 1 - a_0 \bar{x}; \quad a_0 = 2m_p^2 / c_p z^2. \end{aligned} \quad (5)$$

Здесь  $z = h_0 / H_p$ . Начальные условия будут:

$$\bar{t} = 0; \quad \bar{x} = 0; \quad \bar{y} = 0; \quad \bar{x}' = 1; \quad \bar{y}' = 0. \quad (6)$$

В системе уравнений (4) можно рассматривать различные частные случаи, при которых или отсутствует та или иная сила, или водослив в плане ( $R_p = \infty$ ) принимается прямолинейным. Подробнее рассмотрен случай, когда давление на поверхности равно атмосферному ( $dP_s = 0$ ,  $k_{01} = 0$ ). Предварительные численные решения на ЭВМ «Напри-2» показали, что учет сил трения  $dP_s$  и давлений  $dP_s$ ,  $dP$  практически не меняют очертание центральной струи. Основное отклонение очертания центральной струи относительно к очертанию, рассчитанному по методу [2], происходит только под влиянием боковых сил  $dP_0$ . Дальнейшие вычисления проведены без учета сил  $dP_s$ ,  $dP$  и  $dP_0$  по системе уравнений:

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{x}'' &= A_0 \bar{x}'^2 / a^2 \bar{v}^3; \\ \bar{y}'' &= 1 + A_0 \bar{x}' \bar{y}' / a^2 \bar{v}^3. \end{aligned} \right. \quad (7)$$

Скорость и глубина потока на водосливе определяются формулами:

$$\begin{aligned} \bar{v} &= v/v_0 = \sqrt{\bar{x}'' + \bar{y}''}; \quad \bar{h} = gh/c_0^2 = z^3 c_p / 4m_p^2 \bar{v} (R_p - x); \\ \bar{R}_p &= gR_p / \bar{v}_0^2. \end{aligned}$$

Сравнительный анализ показывает (рис. 2), что профиль шахтного водослива, построенный с учетом кривизны водослива в плане, отклоняется от профилей, построенных по методам [2, 3] в сторону увеличения диаметра сливной воронки (не на гребне) и вертикальной шахты. Хотя это отклонение незначительно и составляет всего 2—5%, но имея в виду, что при построении профиля по методу [2] пропускная способность шахтного водослива по данным наших лабораторных исследований всегда меньше расчетного, увеличение диаметра верти-



кальной шахты на 2—3% приводит к увеличению пропускной способности до 10% и обеспечению сброса расчетного расхода.

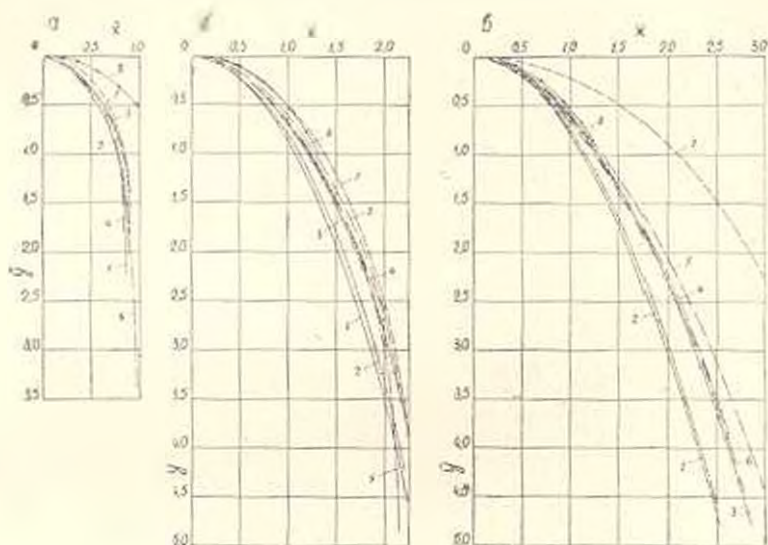


Рис. 2. Очертания поверхностей шахтного водослива практического профиля для различных значений: а)  $c_p = 2$ ; б)  $c_p = 3.5$ ; в)  $c_p = 5$ . 1 — по автору; 2 — по А. Н. Ахутину при  $m_p = 0.46 = \text{const}$ ; 3 — то же при  $m_p = f(H_p, R_p)$ ; 4 — по В. Г. Скрыге; 5 — по И. И. Романько; 6 — по В. Е. Вагнеру; 7 — по П. П. Мойсу; 8 — по А. И. Севко

Имея в виду, что учет различных сил при расчете профиля шахтного водослива не приводит к его ощутимому изменению, а наоборот, усложняет этот расчет, требуя применение ЭВМ, предлагается впредь применять расчетный метод [2], вводя следующие дополнения [1]:

— для обеспечения сброса расчетного расхода диаметр вертикальной шахты определить по формуле:

$$\bar{d}_{\text{ш}} = 2,36 - 0,04c_p, \quad (10)$$

которая получена с помощью аппроксимации кривой зависимости

$$\bar{d}_{\text{ш}} = f(c_p);$$

— учитывать влияние различных факторов при расчете значения коэффициента расхода  $m_p$ .

Полученная система дифференциальных уравнений (1) при известных значениях коэффициента  $k_0$ , дает возможность рассчитать очертания водосливов с положительным или отрицательным (вакуумный профиль) давлением. Для определения значения  $k_0$ , необходимо провести некоторые дополнительные эксперименты по выявлению закономерности изменения давления по глубине переливающегося слоя воды на водосливе.

## Л И Т Е Р А Т У Р А

1. *Каринфилян А. А.* Гидравлические исследования и методика расчета шахтных водосливов.— Диск. канд. техн. наук.— Ереван, 1978.— 221 с.
2. *Ахитян А. Н.* Шахтные водосливы.— Гидротехническое строительство, 1935, № 1, с. 18—22.
3. *Мойс П. П.* Шахтные водосбросы. Библиотека гидротехники и гидроэнергетики, вып. 15.— М.: Энергия, 1970.— 79 с.

## НАУЧНЫЕ ЗАМЕТКИ

Р. М. РАФАЭЛЯН

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПОТЕРЬ  
ПОВОРОТНОГО ОБРАТНОГО КЛАПАНА И ТРОЙНИКА  
ПРИ СЛИЯНИИ ПОТОКОВ

Экспериментальному исследованию гидромеханических характеристик поворотных обратных клапанов посвящена работа [1], а в [2, 3] приведены формулы В. Н. Талнева для коэффициентов гидравлических сопротивлений ответвлений тройника, которые получены при допущении равенства статических давлений сливающихся потоков [4].

Целью настоящей работы является получение аналитической зависимости для определения коэффициента потерь поворотного обратного клапана и уточнение формул, приведенных в [3], для расчета сопротивлений тройника использованием экспериментальных данных. Для этого определим силовое воздействие потока на тарель и применим к объему жидкости ABCDEMN, ограниченному участком трубопровода и тарелью (рис. 1), уравнение количества движения, согласно которому секундное приращение количества движения рассматриваемой системы равно сумме проекций на ось потока внешних сил:

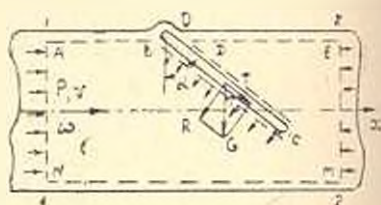


Рис. 1. Расчетная схема обратного клапана.

$$\rho(a_{02}v_2^2\omega_2 - a_{01}v_1^2\omega_1) = p_1\omega_1 - p_2\omega_2 - R_x, \quad (1)$$

где  $\rho$  — плотность воды;  $a_{01}$ ,  $a_{02}$  — коэффициенты количества движения потока в сечениях 1—1 и 2—2 трубопровода до и после тарели;  $v_1$ ,  $v_2$  — средние скорости движения воды в трубопроводе в сечениях 1—1, 2—2;  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  — соответствующие площади поперечного сечения трубопровода;  $p_1$ ,  $p_2$  — гидродинамические давления;  $R_x = \frac{G \sin 2\alpha}{2}$  —

проекция на ось  $X$  составляющей веса тарели обратного клапана, действующей по нормали к поверхности BC (рис. 1);  $G$  — вес тарели в воде;  $\alpha$  — угол поворота тарели.

Имея ввиду, что  $v_1\omega_1 = v_2\omega_2$ , а для цилиндрического трубопровода  $\omega_1 = \omega_2 = \Omega$ , из соотношения (1) при условии  $a_{01} = a_{02} = 1$ , получим выражения для потерь напора обратного клапана:

$$\frac{p_1 - p_2}{\rho g} = \Delta h = \frac{G \sin 2\alpha}{2\rho g \Omega} = \xi_a \frac{v_0^2}{2g} \quad (2)$$

Используя формулу (2) и экспериментальные данные [1], выражение для коэффициента потерь поворотного обратного клапана можно представить в виде:

$$\xi_a = \frac{G \sin 2\alpha}{\rho \Omega v_0^2} + \Delta \xi = \frac{q \sin 2\alpha}{2E_a} + \Delta \xi, \quad (3)$$

где  $q = \frac{G}{\Omega}$  — давление веса тарели;  $E_a = \frac{\rho v_0^2}{2}$  — удельная объемная кинетическая энергия потока;  $\Delta \xi$  — экспериментальный поправочный коэффициент, равный:

$$\Delta \xi = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 < v_0 < 1 \text{ м/с;} \\ 0,5 & \text{при } 1 < v_0 < 2 \text{ м/с.} \end{cases}$$

Зависимость угла поворота тарели обратного клапана от скорости движения воды в трубопроводе определяется из выражения

$$\lg \alpha = C(\alpha) \frac{\rho \pi D_0^2 v_0^2}{16 G l_{a.т.}}, \quad (4)$$

которое следует из условия равенства моментов от гидродинамической силы, действующей на тарель, и веса тарели относительно точки  $O$  пол-веса.

В формуле (4) приняты следующие обозначения:  $C(\alpha)$  — коэффициент гидродинамического момента;  $l_{a.т.}$  — расстояние от оси вращения до центра тяжести тарели обратного клапана;  $D_0$  — диаметр тарели клапана.

На рис. 2 представлена зависимость  $C(\alpha)$ , полученная из формулы (4) с использованием экспериментальных данных [1]. На рис. 3 сопоставлены результаты экспериментов, проведенных в АрмНИИВПиГ по исследованию потерь напора в поворотном обратном клапане диаметром 200 мм, и расчета по формуле (2).

Приведенные в [3] формулы для коэффициентов сопротивлений бокового  $\xi_{c.б.}$  и прямого  $\xi_{c.п.}$  ответвлений тройника типа  $F_0 + F_n > F_c$ ,  $F_n = F_c$  имеют вид:

$$\xi_{c.б.} = A \left[ 1 + \left( \frac{Q_0}{Q_c} \cdot \frac{F_c}{F_0} \right)^2 - 2 \frac{F_c}{F_n} \left( 1 - \frac{Q_0}{Q_c} \right)^2 - \right. \\ \left. - 2 \left( \frac{Q_0}{Q_c} \right)^2 \frac{F_c}{F_0} \cos \varphi \right] + K_b; \quad (5)$$

$$\xi_{c.п.} = 1 + \left( \frac{F_c}{F_n} \right)^2 \left( 1 - \frac{Q_0}{Q_c} \right)^2 - 2 \frac{F_c}{F_n} \left( 1 - \frac{Q_0}{Q_c} \right)^2 - \\ - 2 \frac{F_c}{F_n} \left( \frac{Q_0}{Q_c} \right)^2 \cos \varphi + K_n, \quad (6)$$

где  $F_b$ ,  $E_n$ ,  $F_c$  — соответственно площади сечения бокового и прямого ответвлений, а также сечения тройника в месте слияния потоков;  $Q_b$ ,  $Q_c$  — соответствующие расходы;  $\varphi$  — угол ответвления;  $A$  — поправочный коэффициент, зависящий от отношений  $\frac{F_b}{F_c}$  и  $\frac{Q_b}{Q_c}$ .  $K_b = 0$ ,  $K_n = 0$  [3].

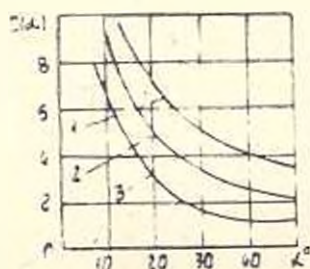


Рис. 2. Изменение коэффициента гидродинамического момента.  
1 —  $D_y = 300$  мм, 2 —  $D_y = 200$  мм,  
3 —  $D_y = 100$  мм

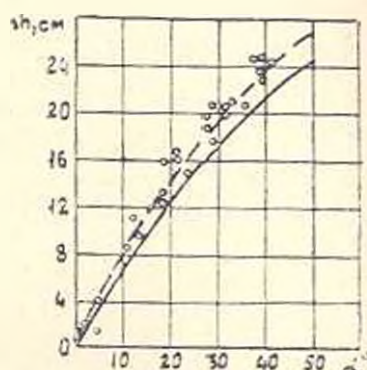


Рис. 3. Зависимость потерь напора в обратном клапане от угла поворота тарелки. о о о — эксперимент, — — — расчет по формуле (2)

Значения  $\xi_{h,\delta}$ , вычисленные по формуле (5), достаточно хорошо согласуются с экспериментальными данными, приведенными в [2]. Однако, для углов  $\varphi = 45^\circ$  и  $\varphi = 60^\circ$  значения  $\xi_{h,\delta}$  заметно отличаются от этих экспериментальных данных. Расчеты и сопоставление результатов с экспериментальными данными [2] и [5] показывают, что формулы для  $\xi_{h,\delta}$  и  $\xi_{c,n}$  можно уточнить, представив их в виде:

$$\xi_{c,\delta} = A_\delta \left[ 1 + \left( \frac{Q_\delta}{Q_c} \frac{F_c}{F_\delta} \right)^2 - 2 \frac{F_c}{F_n} \left( 1 - \frac{Q_\delta}{Q_c} \right)^2 - 2 \left( \frac{Q_\delta}{Q_c} \right)^2 \frac{F_c}{F_\delta} \cos \varphi \right] + K_\delta; \quad (7)$$

$$\xi_{c,n} = A_n \left[ 1 + \left( \frac{F_c}{F_n} \right)^2 \left( 1 - \frac{Q_\delta}{Q_c} \right)^2 - 2 \frac{F_c}{F_n} \left( 1 - \frac{Q_\delta}{Q_c} \right)^2 - 2 \frac{F_c}{F_\delta} \left( \frac{Q_\delta}{Q_c} \right)^2 \cos \varphi \right] + K_n; \quad (8)$$

где поправочные коэффициенты  $A_\delta$ ,  $A_n$ ,  $K_\delta$ ,  $K_n$  нами предлагается определить в виде:

$$A_n = A_\delta = \left( 1 - \frac{1}{4} \left( \sqrt{\frac{Q_\delta}{Q_c} \frac{F_\delta}{F_c}} \sin \varphi \right) \right) < 1; \quad (9)$$

$$K_n = K_\delta = - \frac{1}{8} \sqrt{\frac{Q_\delta}{Q_c} \frac{F_\delta}{F_c}} \sin \varphi < 1. \quad (10)$$



Результаты расчетов величин  $\zeta_{с.в.}$  и  $\zeta_{с.п.}$  по формулам (7), (8) с учетом коэффициентов (9) и (10) и сопоставление с экспериментальными данными [2], [5] показало их практическое соответствие.

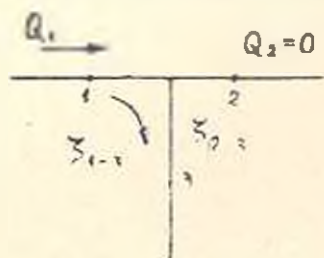


Рис. 4. Схема движения воды в исследуемом тройнике.

Исследование в лаборатории АрмНИИВПиГ сварного тройника симметричной формы диаметром 55 мм с поворотом на  $90^\circ$  при схеме движения воды, представленной на рис. 4, показало, что  $P_1 < P_2$ ,  $\zeta_{1-2} = 2$ ,  $\zeta_{2-3} = 8$ . Например, при расходе  $Q_1 = 0,55$  л/с оказалось, что  $\frac{P_1}{\rho g} = 53$  см, а  $\frac{P_2}{\rho g} = 55$  см.

АрмНИИВПиГ

20. VII. 1984

#### Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Рожков А. Н. Исследование работы обратных клапанов в системах водоподдачи.— Дис. ... канд. техн. наук.— М., 1973.— 109 с.
2. Идельчик И. Е. Гидравлические сопротивления.— М.—Л.: 1954.— 315 с.
3. Идельчик И. Е. Справочник по гидравлическим сопротивлениям.— М.: Машиностроение, 1975.— 558 с.
4. Талшев В. П. Расчет местных сопротивлений тройников.— М.: ЦНИПС, вып. 9, 1952.— 35 с.
5. Peter Schmid. Beitrag zur experimentellen Untersuchung strömungsmechanischer Energieverluste in Rohrvereinigungen. — Doktor-Ingenieurs genehmigten Dissertation. — München, 1977.

НАУЧНЫЕ ЗАМЕТКИ

В. А. БАЛАЯН, Г. А. КАСАБЯН, И. О. ГРИГОРЯН

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА  
ЗАПОЛНЕНИЯ ПОМОЛЬНЫХ КАМЕР ВИБРАЦИОННЫХ  
МЕЛЬНИЦ МЕЛЮЩИМИ ТЕЛАМИ

Одним из параметров вибрационной мельницы, определяющим ее производительность, является коэффициент заполнения помольных камер мелющими телами. Опыт применения вибрационных мельниц показывает, что существует оптимальная величина заполнения помольных камер мелющими телами  $\epsilon_{opt}$ , при которой мощность, сообщаемая загрузке, а следовательно, и производительность мельницы достигает максимума. При этом энергозатраты, эксплуатационные расходы и себестоимость продукции достигают минимума. Учитывая, что на величину  $\epsilon_{opt}$  оказывает влияние ряд факторов, а также ввиду сложности процессов, протекающих в вибрационных мельницах, для определения величины  $\epsilon_{opt}$  целесообразно проведение экспериментального исследования.

Исследование зависимостей мощности, сообщаемой загрузке помольных камер, от коэффициента заполнения при различных амплитудах и частотах колебаний, диаметрах и углах наклона помольных камер показало, что частота колебаний не оказывает существенного влияния на величину  $\epsilon_{opt}$ . В то же время остальные из вышеуказанных факторов оказывают значительное влияние на величину  $\epsilon_{opt}$ , поэтому для точного определения влияния вышеуказанных факторов и получения уравнения, позволяющего с достаточной для практики точностью определить значение  $\epsilon_{opt}$  для различных мельниц при заданных режимах работы и конструктивных параметрах, было проведено планирование эксперимента второго порядка, целью которого было получение математической модели в виде уравнения регрессии второго порядка.

В качестве математической модели была принята функция:

$$M(y) = \beta_0 + \sum_{i=1}^k \beta_i \bar{X}_i + \sum_{i=1}^k \beta_{ii} \bar{X}_i^2 + \sum_{i=1}^k \beta_{ii} \bar{X}_i^2, \quad (1)$$

где  $\beta_0, \beta_1, \beta_2, \dots$  — теоретические коэффициенты регрессии;  $\bar{X}_1, \bar{X}_2, \bar{X}_3, \dots$  — переменные факторы, от которых зависит отклик и которыми можно варьировать при проведении экспериментов.

Выбор базовых значений факторов, интервалов и пределов их варьирования производился на основании анализа литературных данных, результатов проведенных экспериментов влияния угла наклона на величину мощности сообщаемой нагрузке помольных камер, а также учета режимов работы современных промышленных мельниц. Исходные данные приведены в таблице

Таблица

| Факторы                                      | Кодовое обозначение факторов | Базовый уровень | Интервал варьирования | Пределы варьирования факторов |
|----------------------------------------------|------------------------------|-----------------|-----------------------|-------------------------------|
| Амплитуды $A$ , мм                           | $X_1$                        | 6,2             | 2                     | 2,6 ... 10                    |
| Угол наклона помольных камер $\alpha$ , град | $X_2$                        | 0,52            | 0,26                  | 0 ... 0,78                    |
| Диаметр помольных камер $D_c$ , м            | $X_3$                        | 0,168           | 0,037                 | 0,13 ... 0,39                 |

Уравнение регрессии для трех факторов имеет вид:

$$\bar{y} = \bar{\beta}_0 + \bar{\beta}_1 X_1 + \bar{\beta}_2 X_2 + \bar{\beta}_3 X_3 + \bar{\beta}_4 X_1 X_2 + \bar{\beta}_5 X_1 X_3 + \bar{\beta}_6 X_2 X_3 + \bar{\beta}_7 X_1^2 + \bar{\beta}_8 X_2^2 + \bar{\beta}_9 X_3^2 \quad (2)$$

где  $\bar{\beta}_0, \bar{\beta}_1, \dots, \bar{\beta}_9$  — выборочные коэффициенты регрессии, являющиеся оценками для соответствующих теоретических коэффициентов  $\beta$ ;  $\bar{y}$  — оценка математического ожидания отклика  $M[y]$ ;  $X_1, X_2, X_3$  — безразмерные значения факторов.

Переход от размерных физических значений факторов к безразмерным производился по формуле преобразования [1]. Для определения коэффициентов уравнения регрессии (2) был составлен и реализован композиционный план, включающий в себе лабораторный и промышленный эксперименты. В лабораторных условиях был реализован полный факторный эксперимент, дополненный опытами в центральных точках. План был дополнен также результатами исследований на помольных камерах с диаметрами 0,265 и 0,38 м. Составленный композиционный план позволял учесть варьирование диаметра помольной камеры и распространить результаты исследований на промышленные установки. В качестве критерия при проведении экспериментов была принята мощность, потребляемая вибромельницей, что позволило считать условия проведения лабораторных и промышленных экспериментов идентичными. План эксперимента состоял из 36 опытов с трехкратным дублированием каждого из них. Определение значений коэффициентов регрессии производили методом наименьших квадратов. Вычисления проводили на ЭВМ-40-30.

Подставив рассчитанные значения  $\bar{y}$  в уравнение (2), получили

$$y = 0,79 - 4,47 \cdot 10^{-2} X_1 - 1,66 \cdot 10^{-2} X_2 + 3,69 \cdot 10^{-2} X_3 - \\ - 1,6 \cdot 10^{-3} X_1 X_2 + 7,06 \cdot 10^{-3} X_1 X_3 + 3,45 \cdot 10^{-3} X_2 X_3 + 1,13 \cdot 10^{-3} X_1^2 + \\ + 3,55 \cdot 10^{-3} X_2^2 - 3,27 \cdot 10^{-3} X_3^2. \quad (3)$$

При анализе полученной модели первоначально внимание обращалось на совпадение расчетных и экспериментальных значений  $y$ . Оказалось, что максимальная относительная ошибка несоответствия расчетных и экспериментальных значений  $y$  не превышала 3%, в связи с чем была произведена лишь оценка дисперсии, величина которой оказалась незначительной. Как показано в [2], при хорошей сходимости расчетных и экспериментальных данных проверка адекватности по  $F$  — критерию носит формальный характер.

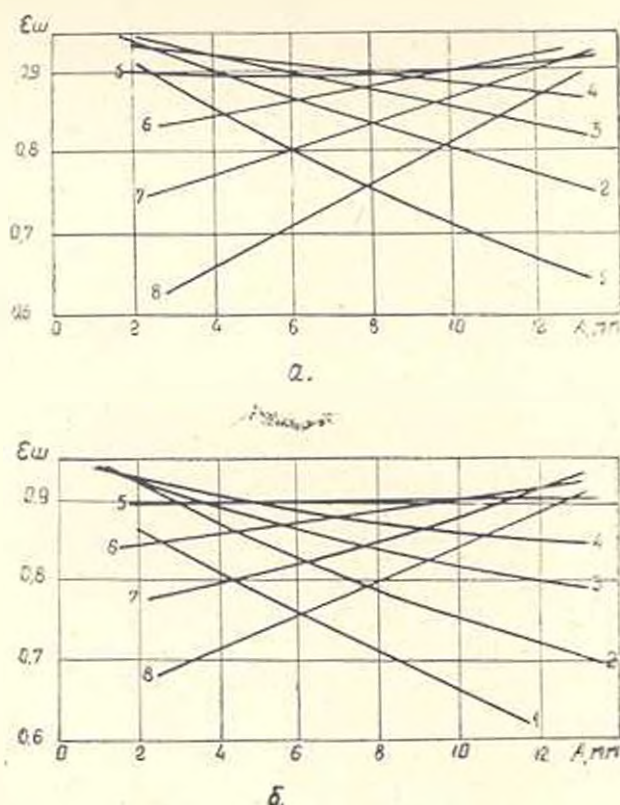


Рис. Зависимость величины оптимального коэффициента заполнения номоальных камер мелящими телами от амплитуды колебаний при  $D_k$  равном: 1 — 0,13 м; 2 — 0,205 м; 3 — 0,265 м; 4 — 0,32 м; 5 — 0,38 м; 6 — 0,45 м; 7 — 0,52 м; 8 — 0,6 м. а) при  $\alpha = 0^\circ$ , б) при  $\alpha = 30^\circ$

Преобразование уравнения (3) дает следующее уравнение в натуральных значениях факторов:

$$\epsilon_{\text{opt}}^{\text{opt}} = 0,873 - 4,03 \cdot 10^{-2} A - 0,16a + 1,02D_1 - 3,08 \cdot 10^{-3} Aa + \\ + 9,54 \cdot 10^{-2} D_1 A + 0,36aD_1 + 2,8 \cdot 10^{-4} A^2 + 4,97 \cdot 10^{-2} a^2 - 2,39D_1^2. \quad (4)$$

Анализ уравнений (3) и (4) показал, что при малых диаметрах помольных камер увеличение амплитуды колебаний приводит к уменьшению величины  $\epsilon_{\text{opt}}^{\text{opt}}$ , что видно из графических зависимостей, представленных на рисунке. При увеличении диаметра камеры влияние амплитуды колебаний несколько ослабевает, а при  $D_1 \geq 0,4$  м наблюдается увеличение величины  $\epsilon_{\text{opt}}^{\text{opt}}$  при возрастании  $A$ . Наклон помольных камер малых диаметров ( $D_1 \leq 0,32$  м) приводит к снижению значения  $\epsilon_{\text{opt}}^{\text{opt}}$ , и то время, как при  $D_1 \geq 0,4$  м наблюдается обратная картина. Следовательно, в промышленных мельницах увеличение амплитуды колебаний позволяет повысить эффективность и производительность мельницы за счет понижения значения оптимального коэффициента заполнения помольных камер мелющими телами.

Установление зависимости между  $\epsilon_{\text{opt}}^{\text{opt}}$  и основными параметрами наклонных вибрационных мельниц, с целью выбора рациональных величин этих параметров позволяет повысить производительность мельницы при одновременном снижении удельных энергозатрат. Она может быть применена для инженерных расчетов при проектировании и эксплуатации вибрационных мельниц, а также для оптимизации процесса вибрационного измельчения.

Кир. флз. ЕрПИ им. К. Маркса

20. X. 1984

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Айлер Ю. П. Эксперимент в планировании эксперимента. — М. Наука, 1976. — 279 с.
2. Данилов К. Применение статистики в промышленном эксперименте. — М. Мир, 1979. — 294 с.



НАУЧНЫЕ ЗАМЕТКИ

С. О. МКРТЧЯН, С. С. ГРИГОРЯН

СИНТЕЗ ЛОГИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ НА ИМПЛИКАТОРАХ

Согласно [1] импликатором называется логический элемент, реализующий функцию импликации  $f = x_1 \rightarrow x_2$ , где  $x_1$  называется посылающей, а  $x_2$  — следствием. Совокупность законов и правил, при помощи которых составляются и преобразовываются логические функции, выраженные в импликаторном базисе, называется импликаторной алгеброй. Основные законы импликаторной алгебры сводятся к следующему.

1.  $x \rightarrow x = \bar{x}$ .
2.  $\bar{x} \rightarrow x = x$ .
3.  $x \rightarrow x = 1$ .
4.  $x \rightarrow 1 = 1$ .
5.  $x \rightarrow 0 = \bar{x}$ .
6.  $1 \rightarrow x = x$ .
7.  $0 \rightarrow x = 1$  — свойство рефлексивности.
8.  $x_1 \rightarrow x_2 = \bar{x}_2 \rightarrow \bar{x}_1$ .
9.  $(x_1 \rightarrow x_2) \rightarrow x_2 = x_1$  — закон поглощения.
10.  $\overline{(x_1 \rightarrow x_2)} = x_1 \wedge \bar{x}_2$  }  
11.  $\overline{(x_1 \wedge x_2)} = x_1 \rightarrow \bar{x}_2$  } — закон де Моргана.
12.  $x_1 \rightarrow (x_2 \rightarrow x_3) = (x_1 \rightarrow x_2) \rightarrow (x_1 \rightarrow x_3)$  }  
13.  $x_1 \vee (x_2 \rightarrow x_3) = (x_1 \vee x_2) \rightarrow (x_1 \vee x_3)$  } — правила  
14.  $x_1 \wedge (x_2 \rightarrow x_3) = \overline{(x_1 \wedge \bar{x}_2) \rightarrow (x_1 \wedge x_3)}$  } раскрытия  
15.  $x_1 \rightarrow (x_2 \wedge x_3) = (x_1 \rightarrow x_2) \wedge (x_1 \rightarrow x_3)$  } скобок.  
16.  $x_1 \rightarrow (x_2 \vee x_3) = (x_1 \rightarrow x_2) \vee (x_1 \rightarrow x_3)$  }

(1)

Функция импликации обладает также следующими свойствами:

- а) антисимметричностью — если  $x_1 \rightarrow x_2$  и  $x_2 \rightarrow x_1$ , то  $x_1 = x_2$ ;
- б) транзитивностью — если  $x_1 \rightarrow x_2$  и  $x_2 \rightarrow x_3$ , то  $x_1 \rightarrow x_3$ .

Функция импликации не обладает свойствами ассоциативности, коммутативности, дистрибутивности и идемпотентности, т. е.

$$\begin{aligned}x_1 \rightarrow (x_2 \rightarrow x_3) &\neq (x_1 \rightarrow x_2) \rightarrow x_3; & x_1 \rightarrow x_2 &\neq x_2 \rightarrow x_1; \\x_1 \wedge (x_2 \rightarrow x_3) &\neq (x_1 \wedge x_2) \rightarrow (x_1 \wedge x_3); & x_1 \rightarrow x_1 &\neq x_2.\end{aligned}$$

Пользуясь этими законами, а также эквивалентными формулами, приведенными в [1], можно произвольную переключательную функцию выражать в импликаторном базисе и синтезировать логическую схему, реализующую эту функцию.

Методика синтеза логических схем в импликаторном базисе аналогична методике синтеза схем в базисе И, ИЛИ, НЕ: сперва заданная переключательная функция путем эквивалентных преобразований приводится к минимальной или другой удобной форме, а затем импликанты реализуются на соответствующих элементах, которые соединяются в соответствии с полученной формулой. Поясним сказанное на примерах.

В цифровой технике одним из наиболее часто применяемых устройств является двоичный сумматор. Работа одного разряда полного комбинационного сумматора описывается следующими логическими функциями, записанными в базисе  $\wedge, \vee, \rightarrow$ :

$$S_i = (x_i \wedge y_i \wedge c_{i-1}) \vee (x_i \wedge \bar{y}_i \wedge \bar{c}_{i-1}) \vee (\bar{x}_i \wedge y_i \wedge \bar{c}_{i-1}) \vee (\bar{x}_i \wedge \bar{y}_i \wedge c_{i-1}); \quad (2)$$

$$C_i = (x_i \wedge y_i \wedge c_{i-1}) \vee (\bar{x}_i \wedge y_i \wedge c_{i-1}) \vee (x_i \wedge \bar{y}_i \wedge c_{i-1}) \vee (x_i \wedge y_i \wedge \bar{c}_{i-1}),$$

где  $x_i, y_i$  — соответственно первое и второе слагаемые;  $c_{i-1}$  — перенос с предыдущего (младшего) разряда;  $S_i$  — сумма данного разряда;  $C_i$  — перенос в следующий (старший) разряд.

Эти функции можно преобразовать, пользуясь перечисленными выше законами и привести, например, к следующему виду:

$$S_i = \{[(x_i \rightarrow y_i) \wedge (y_i \rightarrow x_i)] \rightarrow c_{i-1}\} \wedge \{c_{i-1} \rightarrow [(x_i \rightarrow y_i) \wedge (y_i \rightarrow x_i)]\}; \quad (3)$$

$$C_i = (x_i \rightarrow c_{i-1}) \vee (\bar{y}_i \rightarrow c_{i-1}) \wedge (\bar{y}_i \rightarrow x_i).$$

На рис. 1 показана функциональная схема сумматора, построенная согласно этим выражениям. Здесь выходы импликаторов соединены по схеме «монтажное И». Если электрическая схема импликатора такова, что она не позволяет соединение выходов типа «монтажное И», а позволяет соединение типа «монтажное ИЛИ», то выражения суммы  $S_i$  и переноса  $C_i$  можно преобразовать следующим образом:

$$S_i = \overline{\{[(x_i \rightarrow y_i) \vee (y_i \rightarrow x_i)] \rightarrow c_{i-1}\} \vee \{c_{i-1} \rightarrow [(x_i \rightarrow y_i) \vee (y_i \rightarrow x_i)]\}}; \quad (4)$$

$$C_i = \overline{(x_i \rightarrow \bar{y}_i) \vee (c_{i-1} \rightarrow \bar{x}_i) \vee (c_{i-1} \rightarrow y_i)}.$$

Этот вариант сумматора слова можно построить на 7 импликаторах с той лишь разницей, что здесь импликатор должен иметь инверсный выход и позволять объединение выходов типа «монтажное ИЛИ».

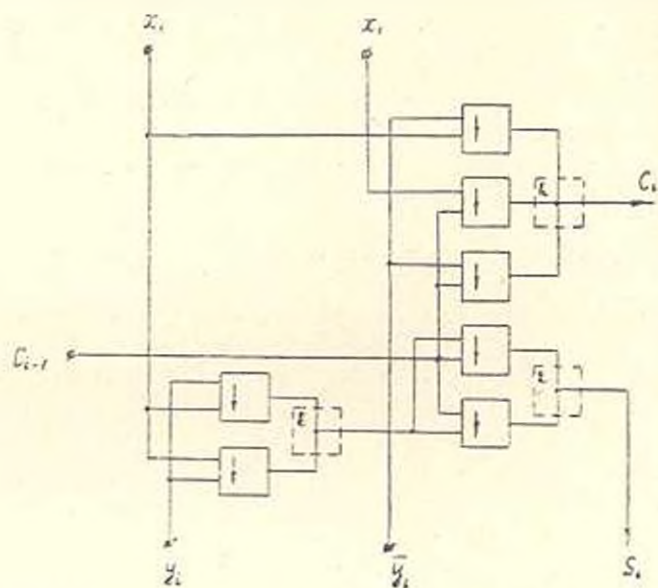


Рис. 1. Функциональная схема сумматора на импликаторах.

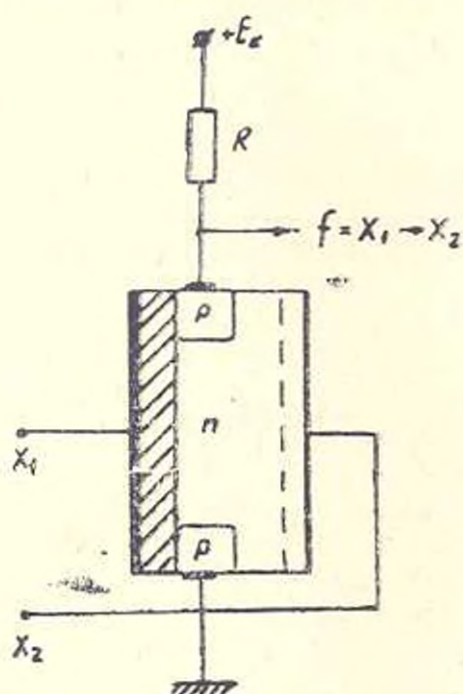


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема импликатора на МДП-транзисторе

Аналогичным образом можно привести примеры построения других логических устройств цифровой техники на импликаторах.

Рассмотрим теперь электрическую схему импликатора. Можно предлагать различные варианты схемы импликатора, построенные на биполярных и МДП транзисторах. На рис. 2 показана простейшая схема импликатора на МДП-транзисторе с индуцированным каналом  $p$ -типа, с изолированным затвором и подложкой. Специфика этого транзистора в том, что его металлический электрод подложки с полупроводниковым материалом подложки образует выпрямляющий контакт типа барьер Шоттки (на рис. 2 показан пунктиром). Это делается для того, чтобы когда  $x_2 = 0$ , по цепи источник питания  $E_v$  — исток — подложка не протекал ток.

Схема работает следующим образом. Когда  $x_2 = x_1 = 0$  или  $x_1 = x_2 = 1$ , канал между стоком и истоком отсутствует, транзистор заперт и на выходе  $f$  имеем 1. Когда  $x_1 = 0$ ,  $x_2 = 1$ , снова транзистор заперт и  $f = 1$ . При этом по цепям подложка — сток и подложка — исток токи не могут протекать, т. к. соответствующие  $p$ — $n$  переходы смещены в обратном направлении. Когда  $x_1 = 1$ ,  $x_2 = 0$ , под затвором между стоком и истоком индуцируется канал и транзистор открывается, поэтому  $f = 0$ . Таким образом, схема выполняет функцию импликации и позволяет объединение выходов типа «монтажное И».

Для построения логических устройств в ряде случаев импликаторы оказываются эффективнее традиционно применяемых конъюнкторов и дизъюнкторов. Поэтому представляется, что дополнение существующих серий интегральных схем (ИС) импликаторами в интегральном исполнении значительно расширит функциональные возможности этих серий.

ЕрIII им. К. Маркса

13.11.1981

## ЛИТЕРАТУРА

1. Мкртчян С. О. Импликаторы—логические элементы цифровой техники. ДАН АрмССР, 1981, 79, № 2, с. 63—67.

## ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

էջ

### ԷՆԵՐԳԵՏԻԿԱ

|                  |                                                                                                                                                                     |   |
|------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---|
| Ա. Ա. Հաբուսյան: | Էներգահամակարգի էնկտրական ցանցերում էներգիայի տեխնոլոգիական ժախեերի հետաշոտման և իշեցման համար պահանշվող տեխնոապեա հիմնավերվաա ինՖերմացիայի քանակաթուե երշման մեթադ | 3 |
|------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---|

### ԷԼԵԿՏՐԱՏԵԽՆԻԿԱ

|                                   |                                                                               |    |
|-----------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------|----|
| Գ. Վ. Բաերզամյան:                 | Հոսանքի զարաաիաիման օպտիմալ բետրությամբ ՀԱՓ-ի կառավարման ալգորիթմ             | 8  |
| Է. Մ. Դիլանյան, Գ. Կ. Աստաբաղյան: | Մեկ և բաղմաշարաիանի էնկտրաանեցումադ էնկտրամաերիլեքի որոշ հիմնական ցաեցանիշերր | 14 |

### ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԿՐԹԵԽՆԵՏԻԿԱ

|                  |                                                           |    |
|------------------|-----------------------------------------------------------|----|
| Ռ. Ե. Կասպարյան: | Միալի կանոնավերմադր նվազող ադրաջման համակարգի հետադոտումը | 25 |
|------------------|-----------------------------------------------------------|----|

### ԳԻՏԱԿԱՆ ՆՈԹԵՐ

|                                                  |                                                                                      |    |
|--------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Կ. Ս. Գյունաշյան, Վ. Հ. Պապյան, Մ. Կ. Սաղաբեյան: | Հեռաջվաա բյուրեղներադ ԳՔՀ լույաի մողույատորներ                                       | 24 |
| Հ. Վ. Քաբմաղյան:                                 | Ճեշման բաշիման օրեերի նշոումը կոր հատակոմ ջրանցքներում                               | 28 |
| Ա. Հ. Կաբաեֆիյան:                                | Հատակաղաում կերաղիա ջրաթափերի պրոֆիլի հաշվարկի հարցի մասին                           | 31 |
| Ի. Մ. Ռաֆաելյան:                                 | Հակաղարա փականի և եռաբաշիլիկի կորոսաի գորաակիցների որոշումը հաքերի միացման դեպքում   | 36 |
| Վ. Ա. Բալյան, Գ. Ա. Ղասարյան, Ն. Հ. Գերիդրյան:   | Մանրաղեղ մարմիններադ վիբրացիոն աղաջների խցերի լցման գորաակցի օպտիմալ արաերի որոշումը | 40 |
| Ս. Ն. Մկրտչյան, Ս. Ս. Գրիգորյան:                 | Տրամաբանական սարբերի սինթեզումը իմպլիկատորների վրա                                   | 44 |



## СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

### ЭНЕРГЕТИКА

- |                                                                                                                                                                                            |   |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---|
| А. А. Арутюнян. Методика определения экономически оправданного количества информации для анализа и снижения технологического расхода энергии в электрических сетях энергосистемы . . . . . | 3 |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---|

### ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

- |                                                                                                                                          |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Г. В. Барсегян. Алгоритм управления ИПЧ с оптимальным выбором момента резерва тока . . . . .                                             | 8  |
| Э. М. Диланян, Г. К. Астабацин. Некоторые основные показатели однодвигательных и многодвигательных электроприводов автомобилей . . . . . | 14 |

### ТЕХНИЧЕСКАЯ КИБЕРНЕТИКА

- |                                                                                            |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Р. Е. Гаспарян. Исследование системы убывающего подкрепления с коррекцией ошибок . . . . . | 19 |
|--------------------------------------------------------------------------------------------|----|

### НАУЧНЫЕ ЗАМЕТКИ

- |                                                                                                                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| К. С. Гюняшян, В. А. Пилян, М. К. Сагателян. СВЧ модуляторы света с различными кристаллами . . . . .                                                                  | 24 |
| О. В. Токмаджян. Уточнение закона распределения давления в каналах с кристаллическим дном . . . . .                                                                   | 28 |
| А. А. Карафилян. К вопросу о расчете профиля кристаллических и плане водослива . . . . .                                                                              | 31 |
| Р. М. Рафаелян. Определение коэффициентов потерь поворотного обратного клапана и тройника при слиянии потоков . . . . .                                               | 36 |
| В. А. Балаян, Г. А. Касабян, Н. О. Григорян. Определение оптимального значения коэффициента заполнения помольных камер вибрационных мельниц мелющими телами . . . . . | 40 |
| С. О. Мкртчян, С. С. Григорян. Синтез логических устройств на импликаторах . . . . .                                                                                  | 44 |

