ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1983

·ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ·

2

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

КОММУНИЗМ — ЭТО ЕСТЬ СОВЕТСКАЯ ВЛАСТЬ
ПЛЮС ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ ВСЕЙ СТРАНЫ (Ленин)

ЖУРНАЛ ОСНОВАН в 1880 г.

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

2 1983 ФЕВРАЛЬ

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКИ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

УДК 007.52:62—83

Анализ требований к электромеханическим модулям постоянного тока промышленных роботов

КАЗАНСКИЙ В. М., доктор техн. наук, САБИНИН Ю. А., доктор техн. наук,
МАЛИНИН Л. И., ПЕТРОВ Б. А., кандидаты техн. наук

В настоящее время четко наметилась тенденция к более широкому использованию в промышленных роботах (ПР) электромеханических исполнительных устройств, обладающих рядом преимуществ по сравнению с гидравлическими и пневматическими приводами. Рекомендации по исполнению и применению электромеханических устройств в ПР могут быть выбраны на основании анализа требований к ним.

Требования к приводам ПР. Типовой график движения. Совокупность требований к приводу ПР определяется составом и характером манипуляционных операций, а также конструктивно-технологической спецификой самого промышленного робота.

Количественно манипуляционные движения (приведенные к вращательным) большинства современных ПР при мощности приводов 10÷5000 Вт [1—4] ограничены[1] предельным перемещением выходного звена α_2; максимальной скоростью выходных перемещений ω_2; временем переходных процессов при позиционировании $t_п$; ускорением выходного звена ε_2; допустимой ошибкой при позиционировании $\Delta\alpha_2$:

$$\alpha_2 \leqslant (45 \div 330°);\ \omega_2 \leqslant (180—360°),\ 1/с;\ t_п \leqslant (0{,}1 \div 1)\ с;\ \varepsilon_2 \geqslant (1800 \div 3600°),\ 1/с^2,\ \Delta\alpha \leqslant (0{,}01 \div 0{,}05°). \quad (1)$$

Диапазон регулирования скорости в транспортно-ориентирующих ПР, как правило, не превышает 500. В сварочных ПР и других роботах с контурным управлением к точности траектории движения и его темпу предъявляются более высокие требования, появляется необходимость в точном задании скорости и повышении диапазонов регулирования.

Специфика функционирования привода в роботах при традиционно высоких требованиях к его энергетике и ресурсу определяется следующими факторами.

1. Необходимостью реализации монотонных (без заметного перерегулирования) перемещений рабочего органа ПР.

2. Переменным характером статических нагрузок (M_2) из-за разнообразия объектов и траекторий манипулирования, а также за счет неуравновешенности механических систем.

3. Существенно переменной механической инерцией нагрузки, меняющей динамический момент привода $\varepsilon_2 J_2$ в 5—10 раз из-за переменной кинематики подвижных звеньев робота и присоединения дополнительных масс.

4. Наличием в конструкции ПР кинематических цепей с переменной механической упругостью (табл. 1), возбуждающей дополнительную колебательность движений выходного звена. Для монотонности движения и повышения точности позиционирования необходима компенсация упругих возмущений представление об уровне которых может дать табл. 1. В ней приведены собственные частоты и моменты инерции J различных звеньев отечественного копирующего манипулятора грузоподъемностью 10 кг двух модификаций (тип I — с вынесением силовых элементов электропривода в единый блок, тип II — с размещением их непосредственно в шарнирах).

5. Особенностями компоновки силовых элементов привода в конструкции робота, диктующей чрезвычайно жесткие требования к их массо-габаритным показателям, особенно при встраивании этих элементов в сочленения кинематических звеньев ПР. Для элементов электропривода (двигатель — редуктор) требование минимизации их собственной массы является решающим, предопределившим, в частности

[1] Здесь и далее индекс «2» относится к параметрам нагрузки привода ПР, индекс «1» соответственно к собственным параметрам электродвигателя.

© Энергоатомиздат, «Электричество», 1983

ВОЛОГОДСКАЯ ОБЛАСТНАЯ УНИВЕРСАЛЬНАЯ НАУЧНАЯ БИБЛИОТЕКА им. В. Шукшина

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Таблица 1

Тип звена манипулятора	Мощность привода, Вт		Параметр: для манипулятора I типа, J, кг·м²	для манипулятора I типа, ν, 1/с	для манипулятора II типа, J, кг·м²	для манипулятора II типа, ν, 1/с
Кисть	50,0	без нагрузки	0,144	232	0,04	232
		с нагрузкой	0,24	56	0,27	91
Предплечье	150,0	без нагрузки	0,38/0,28*	144/125	1,3/1,0	106/94
		с нагрузкой	2,61/1,2	71/47	3,6/1,9	78/56
Плечо	300	без нагрузки	2,3/1,1	125/88	12,0/6,4	108/45
		с нагрузкой	9,5/1,7	98/42	19,4/7,0	60/38

* В числителе — максимум; в знаменателе — минимум.

малую долю (около 10%) электромеханических роботов в действующем парке ПР.

Важное значение для правильного выбора типа привода и его компонентов имеет характер графика перемещения. Исследования характера перемещений звеньев ПР [3] показывают, что типовым графиком движения ПР является трапецеидальный с участками разгона и торможения, суммарно не превышающими $10 \div 20\%$ всего пути. Длительность переходных процессов определяется в 20—30% времени цикла. Эти выводы подтверждаются и экспериментальными данными [4].

Таким образом, условия синтеза электропривода ПР сводятся к необходимости обеспечить рациональные параметры системы редуктор — электродвигатель — регулятор, позволяющей реализовать при заданных грузоподъемности и пределах изменения статической и динамической нагрузок необходимые параметры (1) манипуляционных движений с апериодическим позиционированием, независимо от упругости кинематических звеньев и при наименьшей собственной массе электромеханических модулей (ЭМ.)

Требования к исполнительному электромеханическому модулю и его компонентам. Области рациональных параметров электродвигателя и редуктора. Решающее значение минимума массы исполнительного органа ПР предопределяет конструктивное совмещение электродвигателя и редуктора в единый электромеханический модуль (ЭМ) при рациональном выборе их типов и передаточного отношения j. Параметры двигателя и редуктора должны выбираться по многим критериям — минимума массы ЭМ, рационального быстродействия, удовлетворительной энергетики и необходимости монотонного позиционирования.

Оценка ЭМ по минимуму массы. Активное использование массы ЭМ по моменту тем выше, чем больше показатель

$$\lambda_м \approx \frac{\lambda_1 \lambda_р}{\lambda_1 + \lambda_р / j} = \frac{\lambda_р}{1 + \frac{\lambda_р}{\lambda_1 j}}, \qquad (2)$$

где λ_1 и $\lambda_р$ — соответственно показатели уровня использования массы двигателя и редуктора по развиваемому выходному моменту, численно равные отношениям номинальных моментов электродвигателя $\lambda_1 = M_{1н}/G_1$ и редуктора $\lambda_р = M_{р.н}/G_р$ к их собственным массам.

Для существующих электродвигателей и редукторов показатели λ_1 и $\lambda_р$ отличаются более чем на порядок в пользу редуктора $\lambda_р > 10\lambda_1$. При $j \to \infty$ [в линейном рассмотрении $\lambda(j) = \text{const}$] показатель модуля стремится в соответствии с (2) к своему теоретическому пределу $\lambda_м \to \lambda_р$, что предопределяет необходимость увеличения передаточного числа редуктора и применения высокоскоростных электродвигателей.

Анализ (2) показывает, что при

$$j_{(м)} \geqslant (2{,}5 \div 5)\frac{\lambda_р}{\lambda_1} \qquad (3)$$

$\lambda_м$ отличается от своего теоретического предела $\lambda_р$ соответственно не более чем на 28—17%. Это позволяет считать (3) условием рациональности j по критерию минимума массы электромеханического модуля для привода ПР.

В указанном диапазоне мощностей (1) достижимые показатели $\lambda_р$ для редукторов со сравнительно большими передаточными числами находятся в пределах

$$\lambda_р \in \begin{cases} [3;\ 10]\ \text{Н·м/кг планетарные;} \\ [8;\ 19]\ \text{Н·м/кг волновые,} \end{cases} \qquad (4)$$

соответственно для электродвигателей постоянного тока с естественным охлаждением в среднем

$$\lambda_1 \in [0{,}1;\ 0{,}35]\ \text{Н·м/кг}. \qquad (5)$$

Показатели (4) и (5) линейно коррелируют со значением выходного момента и мало зависят от передаточного числа редуктора j и номинальной частоты вращения двигателя $\omega_{1н}$, поэтому с учетом соразмерности при объединении редуктора и двигателя в электромеханический модуль наблюдается сравнительная стабильность отношений $\lambda_р/\lambda_1$ в рассматриваемом диапазоне моментов ЭМ соответственно: для ЭМ с планетарным редуктором $\lambda_р/\lambda_1 \approx 20 \div 30$; для ЭМ с волновой передачей $\lambda_р/\lambda_1 \approx 80 \div 50$.

Исходя из приведенного с учетом линейной корреляции между передаточным отношением и трудоемкостью (стоимостью) редуктора при некоторой неопределенности в назначении границ диапазонов в (3)—(5) и определения $\lambda_р/\lambda_1$, можно признать рациональными следующие диапазоны передаточных чисел и номинальных частот вращения электродвигателей:

$$\left.\begin{aligned} j_{(м)} &\in [50;\ 150]\ \omega_{1н} \geqslant 314\ \text{1/с}; \\ j_{(м)} &\in [150;\ 300]\ \omega_{1н} \geqslant 628\ \text{1/с} \end{aligned}\right\} \qquad (6)$$

(соответственно для ЭМ с планетарным и волновым редукторами).

Оценка ЭМ по быстродействию с учетом переменных статических (M_2) и динамических ($\varepsilon_2 J_2$) нагрузок привода ПР проведена в [3], где показано, что типовой диаграммой скорости перемещения (ω_2) исполнительного органа робота является трапеция с временем переходных процессов

$$t_п = \frac{2\omega_{2max}}{\varepsilon_{1нβ}} \frac{j\ (j^2 + \zeta)}{j^2 - m^2}, \qquad (7)$$

а оптимальное по быстродействию передаточное отношение

$$j_{(в)} = \sqrt{\frac{\zeta + 3m^2}{2} + \sqrt{\frac{(\zeta + m^2)^2}{4} + \zeta m^2}}, \qquad (8)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

где $\zeta = \frac{J_2}{J_1}$ — отношение моментов инерции механизма робота и электродвигателя; $m = \frac{M_2}{\beta M_{1н}}$ — отношение статического момента нагрузки к допустимому (по условиям коммутации или нагрева) максимальному моменту двигателя $\beta M_{1н}$; β — коэффициент допустимой форсировки двигателя по моменту.

На рис.1 приведены зависимости $j_э$ по (8) от $\lg_\zeta$ для различных m, которые свидетельствуют об относительно малой критичности $j_э$ к большим диапазонам изменения ζ и m. Последнее является важным при выборе ЭМ для привода роботов, функционирующих с существенно переменными статическими и динамическими моментами нагрузки, поскольку значительно снижает ограничения при назначении рационального (по быстродействию) значения передаточного отношения $j_{(э)}$. В частности, в [3] показано, что отклонение j от оптимального по (8) значения в 1,5—2 раза не вызывает заметного изменения производительности манипулятора из-за соответствующего изменения длительности цикла. При $\zeta \geqslant 3m^2$ соотношение (8) с точностью не более 5% представляется в виде

$$j_{(э)} \approx \sqrt{\zeta + 3m^2}. \qquad (9)$$

Полагая, что статический момент нагрузки, приведенный к оси двигателя, не превышает 30% момента двигателя в переходных режимах ($m < 0{,}3 j_{(э)}$) с учетом (9) время переходных процессов

$$t_п \approx \frac{4\omega_{2max}}{\varepsilon_{1н}\beta} j_{(э)}. \qquad (10)$$

Требуемое ускорение ЭМ [условие (1)] в линейном приближении с учетом (10)

$$\varepsilon_2 = \frac{2\omega_{2max}}{t_п} \approx \frac{\beta\varepsilon_{1н}}{2j_{(э)}} \qquad (11)$$

и соответственно рациональное по условиям быстродействия

$$j_{(э)} \approx \frac{\beta}{2}\frac{\varepsilon_{1н}}{\varepsilon_2}. \qquad (12)$$

При сравнении (6) и (12) очевидно, что рациональные значения передаточного отношения по критериям минимума массы $j_{(m)}$ и быстродействия $j_{(э)}$ не находятся в противоречии только при использовании электродвигателей с высокими значениями ускорения $\varepsilon_{1н}$ и допустимых перегрузок по моменту β. Это положение хорошо иллюстрируется приведенными в табл. 2 расчетами параметров двух ЭМ, вы-

Таблица 2

Тип двигателя	Исходные данные						Результаты расчетов			
	ω_{2max}, 1/с	$t_п$, с	$\varepsilon_{1н}$, 1/с²	β	λ_1, Н·м/кг	$\lambda_р$, Н·м/кг	ε_2, 1/с²	$j_э$	ω_1, 1/с	$\lambda_м$, Н·м/кг
Малоинерционный	2π	0,1	$(3\div6)\cdot10^3$	2	0,2	10	20	50÷100	(100÷200)	5÷7
Классический			$(0{,}5\div1)\cdot10^3$					8÷16	(16÷32)	1,4÷2,4

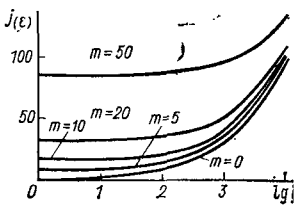


Рис. 1. Кривые передаточного отношения редуктора привода, оптимального по быстродействию

полненных по критерию (12) с малоинерционны электродвигателем и двигателем постоянного то классической конструкции. Принятый при расчет одинаковый средний уровень перегрузок по моме ту $\beta=2$ для классического коллекторного двига ля ограничен условиями коммутации, для малоине ционного электродвигателя — малой постоянной вр мени нагрева немагнитного якоря T_Θ, хотя дост жимые перегрузочные способности малоинерцио ных двигателей значительно выше $\beta=5\div10$ (таб 3).

Проведенное сравнение (табл. 2) наглядно пок зывает, что реализация в электромеханических П высокого быстродействия при использовании в Э обычных электродвигателей связана с повышени массы модуля в 2—3 раза по сравнению с равнозна ным ЭМ с малоинерционным двигателем. Таким о разом, очевидна целесообразность применения электроприводах ПР и манипуляторов малоинерц онных электродвигателей, обладающих высоким н минальным собственным ускорением.

Оценка параметров ЭМ по энергет ке. При отработке заданного перемещения (α_2) трапецеидальным графиком скорости среднеквадрат ческое значение момента ($M_{1э}$) двигателя

$$M_{1э} = \beta M_{1н}\sqrt{\frac{2(j^2+\zeta) - \frac{m^2(j^2+\zeta)}{j^2} + \frac{m^3}{j^3}(j^2-m^2)A}{j^2+\zeta+\frac{j^2-m^2}{j}A}}, \qquad (1$$

где $A = \frac{\alpha_2\beta\varepsilon_{1н}}{\omega^2_{2max}}$ — величина, характеризующая совоку ность динамики ($\varepsilon_{1н}$, β) исполнительного двигателя и ос бенности графика перемещения исполнительного орга $\left(\frac{\alpha_2}{\omega^2_{2max}}\right)$.

Исследование выражения (13) позволяет опред лить рациональное передаточное число редукто $j_{(w)}$ по условиям нагрева [16]. Результаты этого и следования представлены кривыми на рис. 2,*а* и

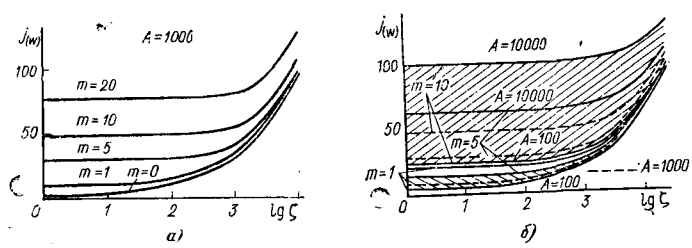


Рис. 2. Кривые передаточного отношения редуктора, обеспечи ющего рациональный нагрев двигателя:
а — при различных значениях статического момента на исполнитель оси; $A=1000$; *б* — при различных значениях A

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Табли ца 3

Тип двигателя			Параметр									
			Номинальная мощность, $P_{1н}$, Вт	Номинальная частота вращения $\omega_{1н}$, 1/с	Номинальный момент $M_{1н}$, Н·м	Кратность максимального момента и тока якоря $M_{к.з}$, $M_{1н}$, отн. ед.	Постоянная времени: Электромагнитная $T_я \times 10^{-3}$, с	Постоянная времени: Электромеханическая $T_м \times 10^{-3}$, с	Номинальное ускорение $\varepsilon_{1н} \times 10^3$, 1/с²	Масса G, кг	Отношение номинального момента к массе, λ, Н·м/кг	Удельная номинальная «приемистость» $\Pi_0 = \varepsilon_{1н}\lambda_1$, Вт/(с·кг)
Отечественные двигатели	Двигатели с гладким якорем	Серия ПГ	120÷4000	314	0,38÷12,7	до 10	—	4÷5,5	12,5÷1,8	6,5÷99,0	0,03÷0,13	370÷235
		МИГ (опытные образцы)	90÷600	314	0,29÷1,91	5÷12	0,7÷2,4	3,8÷5,4	13,0÷4,4	5,9÷20,0	0,04÷0,09	520÷400
	Двигатели с полым якорем	Серия ДПР (проволочный якорь)	0,12÷37,0	942÷260	0,001÷0,92	3÷8	0,2÷0,8	15÷20	10÷5	0,03÷0,52	0,03÷0,04	380÷200
		Опытные образцы ДПЯ (проволочный якорь)	75÷150	314	0,25÷0,50	5	0,02÷0,03	10÷15	до 2,5	1,8÷2,8	0,14÷0,18	350÷450
		Опытные образцы ДПЯ (печатный якорь)	600÷2200	314	2,0÷7,15	6	0,1	18÷5,6	2,1÷3,2	11÷26	0,18÷0,275	400÷880
Двигатели ХЕМ фирмы ЕМ (Франция)	ДДЯ (опытные образцы)	Дисковый проволочный якорь	150÷900	314	0,5÷3,0	5÷8	0,2÷0,3	7÷15	3÷2,3	2,0÷7,2	0,25÷0,40	750÷910
	Дисковый печатный якорь	Модель F	88÷300	314	0,28÷0,95	6÷10	1,0	13÷4	9,1÷28	2,3÷5,0	0,12÷0,19	1100÷530
		Модель M	500÷3000	314	1,6÷9,6	до 8	0,11÷0,45	17÷5	2÷2,67	9÷30	0,18÷0,32	360÷850

из которых следует, что при переходе от двигателей обычной конструкции к малоинерционным, когда A увеличивается, существенно возрастает $j_{(w)}$. Следовательно, рациональное по нагреву передаточное отношение $j_{(w)}$ не находится в противоречии с $j_{(m)}$ и $j_{(\varepsilon)}$ при использовании в ЭМ малоинерционных электродвигателей.

Оценка параметров ЭМ по монотонности процесса движения. Оценка проводится в линейном приближении (без учета кинематических люфтов, моментов трения и неуравновешенности звеньев).

Движение звена робота, как двухмассовой системы, приводимой электродвигателем независимого возбуждения ($M_1 = KI$, $E = K\omega$) при принятых допущениях, описывается системой уравнений:

$$\left.\begin{aligned} U &= IR + L\frac{dI}{dt} + K\omega_1; \\ KI - \frac{M_д}{j} &= J_1\frac{d\omega_1}{dt}; \\ M_у &= J_2\frac{d\omega_2}{dt}; \\ M_у &= c\left(\frac{\varphi_1}{j} - \varphi_2\right). \end{aligned}\right\} \qquad (14)$$

Здесь U, I, ω_1, φ_1 — напряжение, ток, частота вращения и угол поворота двигателя; R, L, K, J_1 — сопротивление, индуктивность, конструктивный коэффициент и момент инерции двигателя относительно своей оси; J_2, c, $M_у$ — момент инерции звена, суммарная жесткость всех элементов привода и упругий момент; j, ω_2, φ_2 — передаточное отношение, частота вращения и угол поворота звена.

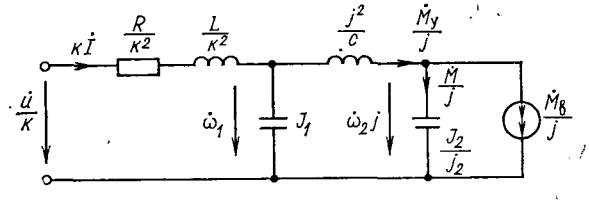


Рис. 3. Электрическая схема замещения двухмассовой упругой системы с двигателем независимого возбуждения

На основании формальной аналогии между электрической и упругой механической цепями [6] система уравнений (14) при синусоидальных возмущающих воздействиях моделируется электрической схемой замещения (рис. 3) для комплексных переменных. В этой схеме независимый комплекс $\dot{M}_в/j$ (источник момента) моделирует внешнее возмущающее воздействие, приведенное к оси двигателя, а выбором направлений источников $\dot{U}/K$ и $\dot{M}_в/j$ учитывается специфика работы двигателя в замкнутой системе с отрицательной обратной связью — при воздействии $\dot{M}_в$ двигатель развивает противодействующий момент KI.

Разность фаз между комплексными величинами $\dot{U}/K$ и $\dot{M}_в/j$, а также $\dot{U}$ зависят от конкретных особенностей построения обратных связей (типа и места датчиков, вида и глубины и т. п.).

Условием полного демпфирования приводом упругих колебаний звена ПР является равенство нулю момента $\dot{M}$ в расчетной схеме (рис. 3) на частоте свободных колебаний внешней кинематической цепи $\nu = \sqrt{c/J_2}$. Это условие удовлетворяется при

$$\dot{M}_в = \frac{\dot{U}j/K}{\frac{1}{K^2}\left(R + \sqrt{-1}\nu L\right)\left(1 - \frac{J_1}{J_2}j^2\right) + \sqrt{-1}\frac{\nu j^2}{c}} \qquad (15)$$

или после преобразований

$$\dot{M}_в = \frac{\zeta M_{к.з}}{\frac{\zeta - j^2}{j} + \sqrt{-1}\left[\nu T_я\frac{\zeta - j^2}{j} + \frac{j}{\nu T_м}\right]}, \qquad (16)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

где $M_к = \frac{U}{R}K$ — момент короткого замыкания двигателя; $T_я = L/R$ и $T_м = JR/K^2$ — электромагнитная и электромеханическая постоянные времени якорной цепи двигателя.

Аналогичные соотношения вытекают при анализе структурных схем рассматриваемого привода.

Условие (16) соответствует равенству демпфируемого момента $M_в$ упругому моменту $M_у$, который может быть измерен, например, с помощью тензометрического датчика. Здесь уместно отметить, что эффективное демпфирование механических колебаний звена робота (7) реализуется именно при использовании гибкой обратной связи путем ввода на позиционный вход электропривода тензометрического сигнала с упругого звена.

Далее анализируются два предельных случая настройки замкнутой системы.

1. Равенство начальных фаз комплексов $\dot{M}_в$ и $\dot{M}_{к.з}$ на частоте механических колебаний ν (гибкая обратная связь вырождается в жесткую).

2. Разность фаз комплексов $\dot{M}_в$ и $\dot{M}_{к.з}$ равна $\pi/2$ (дифференцирующая обратная связь).

При этом в обоих случаях рассматривается глубина обратных связей, обеспечивающая одинаковую амплитуду напряжения на якоре двигателя, что позволяет анализировать демпфирующие свойства привода при балансе амплитуд в выражении (16) независимо от характера обратной связи. Существенно, что при реализации (16) полное демпфирование механических колебаний происходит при условии баланса амплитуд и фаз. В общем случае при балансе амплитуд может иметь место разность фаз между левой и правой частями уравнения (16) (абсолютная погрешность $\Delta\psi$), при которой не происходит демпфирование колебаний.

Допустимое значение этой погрешности определяется из условия частичного демпфирования момента $\dot{M}_в$ в расчетной схеме рис. 3: $0 < \dot{M} < M_в$. При равенстве амплитуд в выражении (16)

$$\dot{M} = \dot{M}_в e^{\sqrt{-1}\Delta\psi} - \dot{M}_в = 2M_в \left|\sin\frac{\Delta\psi}{2}\right| e^{\sqrt{-1}\left(\frac{\pi+\Delta\psi}{2}\right)},$$

отсюда вытекает, что неравенство $0 < M < M_в$ имеет место при условиях

$$2\left|\sin\frac{\Delta\psi}{2}\right| < 1 \text{ или } |\Delta\psi| < 60°. \qquad (17)$$

Следовательно, при реализации баланса амплитуд демпфирование механических колебаний происходит при погрешности баланса фаз не более 60°.

Амплитудное значение демпфируемого приводом момента из (16)

$$M_в = \frac{\zeta\nu T_м M_{к.з}}{\sqrt{\left(\nu T_м \frac{\zeta - j^2}{j}\right) + \left(j + \nu^2 T_м T_я \frac{\zeta - j^2}{j}\right)^2}}. \qquad (18)$$

Соответственно погрешность баланса фаз

$$\Delta\psi = \psi_{о.ас} - \operatorname{arctg}\left[\frac{j^2}{\nu T_м(\zeta - j^2)} + \nu T_я\right], \qquad (19)$$

где $\psi_{о.с}$ — разность фаз комплексов $\dot{M}_в$ и $\dot{M}_{к.з}(\dot{U})$, зависящая от параметров обратной связи.

Исследование (18) на экстремум при фиксированных параметрах двигателя и звена позволяет определить передаточное отношение редуктора $j_{(\nu)}$, обеспечивающее максимум демпфируемого момента $\dot{M}_в(j)$

$$j_{(\nu)} = \sqrt{\zeta\sqrt{\frac{1 + \nu^2 T_я^2}{\left(\frac{1}{\nu T_м} - \nu T_я\right)^2 + 1}}}. \qquad (20)$$

Для иллюстрации влияния на демфирующие способности типа электродвигателя на рис. 4 приводятся зависимости погрешности баланса фаз $\Delta\psi$ и отношений демпфируемого момента к моменту короткого замыкания (на выходе звена $M_в/M_{к.з}$ и приведенного к валу двигателя $M_в/jM_{к.з}$) в функции передаточного числа j модуля для двух типов электродвигателей — малоинерционного (кривые *1*) и обычного исполнения (кривые *2*). Расчетные зависимости $\Delta\psi(j)$ и $M_в/M_к$ соответствуют параметрам малоинерционного двигателя ($T_м = 25$ мс; $T_я = 0{,}3$ мс) и обычного исполнения ($T_м = 250$ мс, $T_я = 30$ мс) при конкретных значениях механической инерционности одинаковых по мощности двигателей соответственно ($J_1 = 1{,}05 \cdot 10^{-4}$ кгм^2 $J_1 = 10^{-3}$ кгм^2) и звена робота $J_2 = 0{,}9$ кгм^2, $\nu = 144$ 1/с. Там же указаны области демпфирования упругих колебаний малоинерционным двигателем для рассматриваемых предельных случаев организации обратной связи $\psi_{о.с} = 0$ (жесткая обратная связь) $\psi_{о.с} = 90°$ (дифференцирующая обратная связь).

Зависимости рис. 4 показывают, что привод с малоинерционным двигателем и дифференцирующей обратной связью $\psi_{о.с} = 90°$ демпфирует упругие колебания наиболее эффективно ($\Delta\psi \to 0$, $M_в/M_{к.з} \to \max$) в согласованном диапазоне рациональных передаточных отношений по критериям минимума массы модуля $j_{(m)}$ и демпфирующей способности $j_{(\nu)} \approx \sqrt{\zeta}$, также менее критичен к отклонению j от экстремального значения по (20) по сравнению с вариантом привода на базе двигателя обычного исполнения. Последнее особенно важно для привода ПР, работающего с переменным моментом инерции нагрузки. При жесткой обратной связи $\psi_{о.с} = 0$ малоинерционный привод обеспечивает хорошее демпфирование в зоне малых передаточных отношений $j \ll \sqrt{\zeta}$, однако практиче

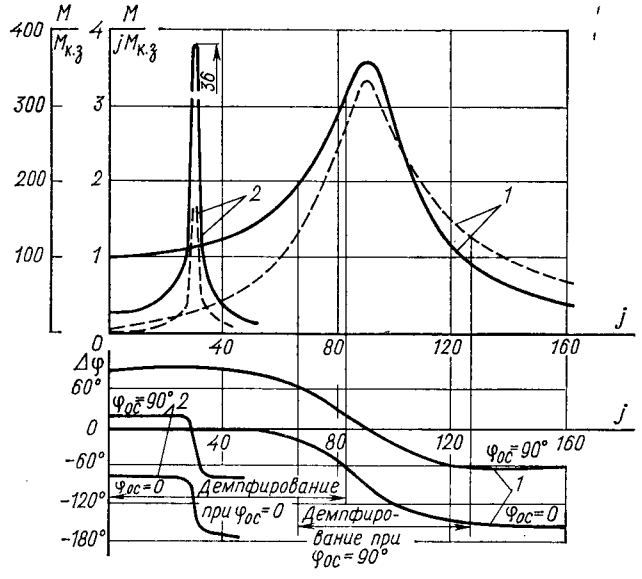


Рис. 4. Кривые зависимостей демпфируемого приводом момента и погрешности баланса фаз от передаточного отношения редуктора:

1 — малоинерционный двигатель; *2* — двигатель обычного исполнения

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

кая реализация этого демпфирования находится в противоречии с критерием (2) и приводит к ухудшению массогабаритных показателей модуля.

В рассматриваемом примере (рис. 4) двигатель обычного исполнения при $\psi_{о.с}=0$ не обеспечивает демпфирования упругих колебаний. Частичное подавление упругих колебаний ($\Delta\psi\approx 13°$) обеспечивается при $\psi_{о.с}=90°$ в области малых $j \ll \sqrt{\zeta}$ и полное ($\Delta\psi\approx 0$) при $j\approx\sqrt{\zeta}$. Однако предпочтительная (по сравнению с малоинерционным двигателем) демпфирующая способность привода в этом случае оказывается чувствительной к отклонениям j от оптимального $j_{(\nu)}\approx\sqrt{\zeta}$.

Сравнение демпфирующих способностей ЭМ с различными исполнительными двигателями необходимо проводить с учетом изменений базового момента двигателя $M_{к.з}$, которое обратно пропорционально варьируемому передаточному отношению j.

В общем случае, оценивая демпфирующие свойства электропривода ПР, на основании анализа соотношений (17)—(20) можно сделать следующие выводы.

В случае жесткой обратной связи на частоте механических колебаний ν привод обладает достаточными демпфирующими свойствами только при низких передаточных отношениях редуктора ($j \ll \sqrt{\zeta}$). При этом уменьшение $T_я$ способствует успокоению колебаний как за счет демпфируемого момента, так и за счет снижения погрешности баланса фаз.

В случае дифференцирующей обратной связи полное успокоение упругих колебаний достигается при условии $j^2\approx\zeta$. Демпфируемый момент при этом максимален при отсутствии погрешности баланса фаз

$$\left.\begin{aligned} M_в &= \nu\sqrt{\zeta}T_м M_{к.з};\\ \Delta_\phi &= 0. \end{aligned}\right\} \qquad (21)$$

При отклонении передаточного числа j в сторону увеличения $j>\sqrt{\zeta}$ повышению демпфирующей способности привода способствует уменьшение $T_я$.

В зоне больших $j>\sqrt{\zeta}$ существует локальный максимум $M_в(T_я)$, имеющий место при условии

$$T_я = \frac{j^2}{(j^2-\zeta)\,\nu^2 T_м}, \qquad (22)$$

который не обеспечивает демпфирования в обоих рассматриваемых случаях $\psi_{о.с}=0$ и $\psi_{о.с}=90°$ из-за несоблюдения условия (17).

Особенности применения в приводе ПР малоинерционных электродвигателей. Исходя из равнозначности требований минимума массы ЭМ, достаточного быстродействия и энергетических свойств электропривода ПР для реализации манипуляционных движений [условия (1)] с монотонным позиционированием, необходимо соблюдение равнозначности локально рациональных передаточных отношений

$$j_{(m)}\approx j_{(\varepsilon)}\approx j_{(\omega)}\approx j_{(\nu)}. \qquad (23)$$

Как показано ранее, условия (23) наиболее полно удовлетворяются при использовании в ЭМ малоинерционных электродвигателей с номинальными частотами вращения $\omega_{1н}>314$ 1/с, номинальным собственным ускорением $\varepsilon_{1н}>3000\div5000$ 1/с^2 и предпочтительными массо-габаритными показателями ($\lambda_1\to\max$).

Конструктивной основой малоинерционных электродвигателей различного исполнения [9—11, 15] является немагнитная обмоточная структура якоря, предопределившая практическое устранение ограничений по коммутации (традиционных в коллекторных электрических машинах с зубцово-пазовым якорем) и существенное улучшение динамических свойств малоинерционных машин. В малоинерционных электродвигателях (по сравнению с классическими) реализуется снижение $T_я$ на 1—2 порядка, $T_м$ в 5—10 раз, повышение собственного номинального ускорения $\varepsilon_{1н}$ примерно на порядок и перегрузочной способности двигателя по моменту в 3—7 раз. Одновременно снижается на порядок и более тепловая постоянная времени нагрева T_θ немагнитного якоря. В настоящее время (табл. 3) малоинерционные двигатели по своим весовым показателям не уступают и даже превосходят электродвигатели традиционной конструкции.

Для электропривода ПР, реализующего условия (1), предельная динамика большинства малоинерционных электродвигателей (табл. 3) избыточна. Поэтому рациональные значения $\varepsilon_{1н}$ и β для соблюдения (23) должны быть согласованы с прочностью кинематических звеньев робота, параметрами и структурой импульсного преобразователя при регламентированном нагреве двигателя.

Наиболее общим показателем малоинерционного двигателя, характеризующим совокупность минимума массы ЭМ и заданную производительность при соблюдении $j_{(m)}\approx j_{(в)}$, можно считать удельную приемистость (табл. 3)

$$\Pi_0=\lambda_1\varepsilon_{1н}=M^2_{1н}/J_1G_1. \qquad (24)$$

Однако при одинаковых Π_0 и заданном j выбор двигателя с избыточным быстродействием $\varepsilon_{1н}$ приводит к повышению массы модуля, что очевидно из преобразованного (2)

$$\lambda_м=\frac{\lambda_р}{1+\varepsilon_{1н}\dfrac{\lambda_р}{\Pi_0 j}}. \qquad (25)$$

Соответственно ограничением $\varepsilon_{1н}$ снизу представляется условие (12), несмотря на принципиальную возможность реализации этого условия при малых $\varepsilon_{1н}$ за счет избыточности перегрузочных способностей двигателя β (в пределе до $M_{к.з}/M_{1н}$). Однако возможности увеличения β ограничиваются тремя факторами: особенностями нагрева малоинерционного двигателя, запасом механической прочности звеньев робота и редуктора ЭМ, а также параметрами и структурой импульсного полупроводникового преобразователя.

Особенности нагрева малоинерционных двигателей с малой T_θ немагнитного якоря при перегрузках можно оценить по момент-секундным характеристикам $\mu(t)$, построенным на основании уравнения теплового состояния немагнитного якоря [8]

$$\frac{d\theta_*}{dt}=\frac{1}{T_\theta}(i^2_*-\theta_*), \qquad (26)$$

где $\Theta_*=\Theta/\Theta_н$ — относительное превышение температуры якоря; $i_*=I/I_н$ — относительный ток якоря.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Эти характеристики представляют собой (рис. 5) зависимости относительного момента $\mu=M/M_{1н}$ (для двигателей независимого возбуждения $\mu=i_*$, при последовательном возбуждении $\mu=i^2_*$) от времени t, в течение которого превышение температуры якоря достигает регламентированной ($\Theta_*=1$) при нагреве током $i_*I_н$ с «холодного» состояния ($\Theta_0=0$).

Из рис. 5 следует, что при реализации перегрузочных способностей малоинерционных двигателей независимого возбуждения $\beta=\mu>3$—4 время нагрева даже «холодного» якоря до регламентированной температуры ($\Theta_*=1$) соизмеримо с временами переходных процессов электропривода ПР. В рабочем состоянии двигателя использование высоких β требует динамического контроля температуры якоря и организации управляемого токоограничения [8] по его тепловому состоянию, поэтому для соблюдения условий (23) и (12) необходим компромиссный выбор двигателя с рациональными $\varepsilon_{1н}$, обеспечивающий минимум β. При этом умеренное использование перегрузочных способностей двигателя согласуется с регламентированным запасом прочности звеньев ПР и не вызывает затруднений при реализации соответствующих токовых нагрузок в импульсном преобразователе.

Наиболее сильное влияние на структуру и параметры преобразователя оказывает весьма малая индуктивность немагнитного якоря малоинерционных двигателей, определяющая при независимом возбуждении практическое совпадение формы импульсного напряжения на выходе преобразователя и тока якоря при низких частотах коммутации. При этом коэффициент формы при почти прямоугольных импульсах тока достигает $K_ф=2\div3$. Такие пульсации тока якоря на частоте коммутации, во-первых, приводят к соизмерительным пульсациям его момента, ограничивая нижнюю границу диапазона регулирования по условию равномерности движения, и, во-вторых, резко снижают средний полезный момент двигателя (по сравнению с номинальным при гладком питании, обратно пропорционально коэффициенту формы) по условиям нагрева. Поэтому для повышения энергетической и динамической эффективности электропривода на базе малоинерционного двигателя независимого возбуждения (ДНВ) приходится применять дорогие и сложные преобразователи с высокой частотой коммутации (на уровне 10 кГц) или вводить в цепь якоря добавочную индуктивность, что также усложняет схему и увеличивает массу преобразователя.

При преодолении недостатков малоинерционных ДНВ в системах регулируемого электропривода было обращено внимание на малоинерционные двигатели с последовательным возбуждением (ДПВ) [12]. Средний момент ненасыщенного ДПВ при импульсном питании не зависит от пульсаций тока и, кроме того, очевиден сглаживающий эффект обмотки последовательного возбуждения. Это позволяет применять простые и надежные низкочастотные схемы импульсных преобразователей. Квадратичная зависимость момента ненасыщенного ДПВ от тока увеличивает допустимое время перегрузок двигателя по условиям нагрева. На рис. 5 приведена область момент-секундных характеристик ДПВ, иллюстрирующая преимущества ДПВ по длительности перегрузок.

Вместе с тем малоинерционный ДПВ имеет бóльшую массу и сравнительно меньшее быстродействие по сравнению с аналогичным по номинальным данным малоинерционным ДНВ. Наиболее существенные недостатки ДПВ проявляются при его использовании в замкнутой системе электропривода. ДПВ как элемент системы авторегулирования представляется колебательным звеном с весьма слабым демпфированием, значительно затрудняющим реализацию апериодических процессов в замкнутой системе привода с высокой динамической точностью. Квадратичная зависимость момента ДНВ от тока, предпочтительная в зоне перегрузок, увеличивает зону нечувствительности в прямом канале системы электропривода, что является причиной неизбежного повышения коэффициента усиления и дополнительных трудностей при реализации устойчивости системы авторегулирования с апериодическим движением в переходных режимах.

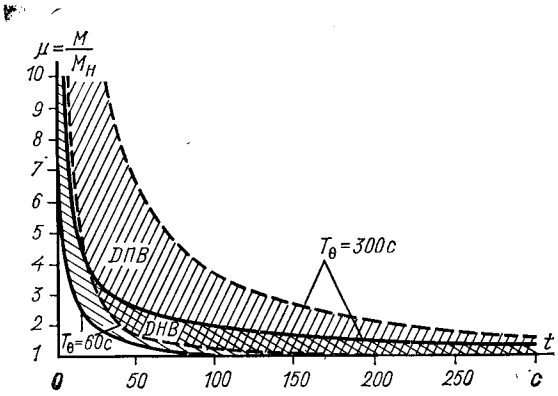


Рис. 5. Области момент-секундных характеристик малоинерционных двигателей независимого (ДНВ) и последовательного (ДПВ) возбуждения

В последнее время разработана конструкция [13, 14] малоинерционного двигателя комбинированного возбуждения (ДКВ) и проведены исследования [15] функционирования его в системе электропривода с импульсным преобразователем. В этом двигателе реализовано независимое от постоянных магнитов и последовательное униполярное электромагнитное возбуждение.

Применение магнитоэлектрического возбуждения позволило существенно снизить массу ДКВ по сравнению с равнозначным по моменту ДПВ (или двигателя смешанного возбуждения) и практически устранить зону чувствительности, характерную для ДПВ.

В результате проведенных исследований [15] установлено рациональное отношение (K_F) намагничивающих сил электромагнитного и магнитоэлектрического возбуждения в номинальном режиме, которое лежит в пределах от 1 до 2. Увеличение K_F, эквивалентное выполнению двигателя более «сериесным», незначительно улучшает энергетические характеристики, но существенно ухудшает быстродействие и массо-габаритные показатели. Исследования, проведенные на ДКВ мощностью 200 и 700 Вт (параметры которых приведены в табл. 4) показали, что приемлемые частоты коммутации преобразователей для их управления лежат на уровне 150—500 Гц, что позволяет применить сетевые преобразователи без промежуточных звеньев или простые схемы широтно-импульсных преобразователей.

Исследования комплекса импульсный преобразователь — двигатель показали, что комплекс на базе двигателя ДКВ обеспечивает улучшение энергетических характеристик в 2—3 раза по сравнению с комп

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Таблица 4

Тип двигателя	Параметр малоинерционных электродвигателей комбинированного возбуждения								
	$P_н$, Вт	$\omega_н$, 1/с	$M_н$, Н·м	$M_{к.з}/M_{н}$, отн. ед.	J, кг·м²	$\varepsilon_н$, 10^3/с²	G, кг	λ_1, Н·м/кг	Π_0, Вт/(с·кг)
ДКВ-200	270	390	0,7	7	$2 \cdot 10^{-4}$	3,5	6,5	0,11	385
ДКВ-700	700	420	1,6	8	$3 \cdot 10^{-4}$	5,3	18	0,09	480

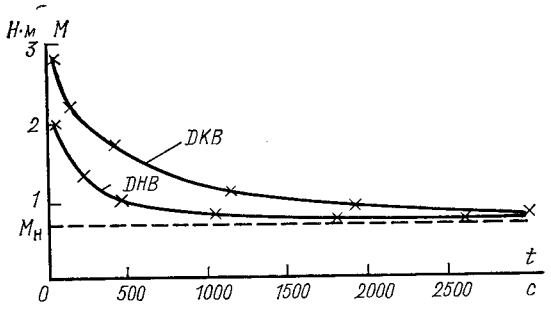


Рис. 6. Экспериментальные момент-секундные характеристики двигателя ДКВ-200 в режимах комбинированного смешанного (ДКВ) и независимого (ДНВ) возбуждения

плексом на базе аналогичного ДНВ. Существенно изменяется допустимое время перегрузок. На рис. 6 приведены экспериметальные момент-секундные характеристики двигателя ДКВ-200 при комбинированном возбуждении (ДКВ) и независимом (ДНВ). Испытания ДКВ в замкнутых системах электропривода показали возможность построения систем с большими коэффициентами усиления (обеспечивающими диапазон регулирования частоты вращения до 10000) при практически монотонных переходных процессах. Это позволяет считать перспективным применение малоинерционных ДКВ в системах электроприводов ПР.

В заключение необходимо заметить, что отечественная промышленность серийно выпускает только малоинерционные микродвигатели [10] (серия ДПР). Развитие робототехники требует освоения выпуска малоинерционных двигателей в диапазоне до 5000 Вт.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Gevatter H. I.** Elektrische Servosysteme für Industrieroboter. — Sonderdruck aus Referate des 3. internationalen Symposiums für Industrieroboter, Zürich, 1973, Mai. — München: Verlag Moderne Industrie.

2. **Сабинин Ю. А., Мысливец Н. Л.** Требования к электроприводам пространственного перемещения элементов робота. — ЭП. Электропривод, 1975, вып. 6 (41).

3. **Мысливец Н. Л., Сабинин Ю. А.** Унификация исполнительных устройств промышленных роботов. — ЭП. Электропривод, 1979, вып. 2 (73).

4. **Позднякoв О. И., Глейзер Л. Я., Слепцов В. В.** Электропривод универсальных промышленных роботов. Электромеханическое обеспечение автоматических комплексов. — Межвузовский сборник научных трудов НГУ — НЭТИ. — Новосибирск, 1978.

5. **Вторая** всемирная выставка металлообрабатывающего оборудования 1977 в Ганновере. (Обзор). Раздел IX. — М.: Изд. НИИмаш, 1978.

6. **Андреенко С. Н., Ворошило М. С., Петров Б. А.** Проектирование приводов манипуляторов. — Л.: Машиностроение, 1975.

7. **Сабинин Ю. А., Яковлева М. Н.** Демпфирование механических колебаний звена манипулятора. — В кн.: Электромеханическое обеспечение автоматических комплексов. — Новосибирск: Изд. НГУ — НЭТИ, 1978.

8. **Каган В. Г.** Электроприводы с предельным быстродействием для систем воспроизведения движений. — М.: Энергия, 1975.

9. **Казанский В. М., Основич Л. Д.** Малоинерционные электродвигатели постоянного тока с печатной обмоткой на якоре. — М.: Энергия, 1965.

10. **Микроэлектродвигатели** для систем автоматики. Технический справочник/ Под ред. Э. А. Лодочникова, Ф. М. Юферова. — М.: Энергия, 1969.

11. **Электрические** двигатели с гладким якорем для систем автоматики/ Под ред. Ю. К. Васильева. — М.: Энергия, 1979.

12. **Каган В. Г., Лебедев Г. В., Малинин Л. И.** Полупроводниковые системы с двигателями последовательного возбуждения. — М.: Энергия, 1971.

13. **А. с. 607312 (СССР).** Двигатель постоянного тока/ В. М. Казанский, В. И. Малинин. Опубл. в Б. И., 1978, № 18.

14. **А. с. 639095 (СССР).** Двигатель постоянного тока/ В. И. Малинин. Опубл. в Б. И., 1978, № 47.

15. **Электромеханическое** обеспечение автоматических комплексов. — Межвузовский сборник научных трудов/ Под ред. В. М. Казанского. — Новосибирск: НГУ — НЭТИ, 1978.

16. **Электромеханическое** обеспечение автоматических комплексов. — Межвузовский сборник научных трудов/ Под ред. В. М. Казанского. — Новосибирск: НГУ — НЭТИ, 1979.

[10.09.80]

УДК 621.311.016.351.001.24

Анализ статической устойчивости электроэнергетических систем по собственным значениям матриц

БАРИНОВ В. А., канд. техн. наук, СОВАЛОВ С. А., доктор техн. наук

Москва

Методы исследования статической устойчивости по величине и оценкам собственных значений матриц нашли применение как в теории автоматического регулирования [1 и 2], так и в теории устойчивости электроэнергетических систем (ЭЭС) [3—9]. Исследования [3—6] базировались на использовании упрощенных математических моделей ЭЭС. Эффективное использование собственных значений для анализа устойчивости ЭЭС в более общем случае возможно лишь при учете слабой заполненности матрицы коэффициентов системы линеаризованных алгебраических и дифференциальных уравнений возмущенного движения ЭЭС. В статье рассмотрен общий метод исследования статической устойчивости ЭЭС по величине и оценкам собственных значений матриц, являющийся развитием методики [9]. Наряду с задачей оценки статической устойчивости рассмотрены некоторые другие возможные применения собственных значений матриц; показана алгоритмическая реализация метода на примере математической модели с усредненными процессами в электрической сети [10].

Уравнения возмущенного движения ЭЭС для

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

анализа статической устойчивости. Линеаризованные уравнения возмущенного движения ЭЭС, содержащей n синхронных и l асинхронных машин, связанных электрической сетью с числом узлов m, могут быть составлены на основе математической модели с усредненными процессами в электрической сети. При этом линеаризованные уравнения j-й синхронной машины в координатах d, q, жестко связанных с ее ротором, могут быть записаны в следующем виде:

$$\Delta \mathbf{U}_{Ij} = \mathbf{R}_{Ij}\Delta \mathbf{I}_{Ij} + p\mathbf{E}\Delta\Psi_{Ij} + \mathbf{N}_{Ij}\Delta\Psi_{Ij} + \Delta\mathbf{N}_{Ij}\Psi_{Ij}; \quad (1)$$

$$\Delta\Psi_{Ij} = \mathbf{L}_{Ij}\Delta\mathbf{I}_{Ij}; \quad (2)$$

$$J_j \frac{d\Delta\omega_j}{dt} = \Delta T_{Tj} - \frac{3}{2}\left[\psi_{cdj}\Delta i_{cqj} + i_{cqj}\Delta\psi_{cdj} - \psi_{cqj}\Delta i_{cdj} - i_{cdj}\Delta\psi_{cqj}\right]; \quad (3)$$

$$p\Delta\delta_{rjn} = \Delta\omega_j - \Delta\omega_n, \quad (4)$$

где

$$\mathbf{U}_{Ij} = [u_{fj}, u_{cdj}, 0, u_{cqj}\ 0]^{\mathrm{T}};\ \mathbf{I}_{Ij} = [i_{fj}, i_{cdj}, i_{gj}, i_{cqj}, i_{hj}]^{\mathrm{T}};$$

$$\psi_{Ij} = [\psi_{fj}, \psi_{cdj}, \psi_{gj}, \psi_{cqj}, \psi_{hj}]^{\mathrm{T}};\ \mathbf{R}_{Ij} = \mathrm{diag}\,[r_{fj}, r_{cj}, r_{gj}, r_{cj}, r_{hj}];$$

$$\mathbf{L}_{Ij} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|}\hline L_{fj} & \frac{3}{2}M_{fj} & M_{fgj} & & \\ \hline M_{fj} & L_{dj} & M_{gj} & & \\ \hline M_{fgj} & \frac{3}{2}M_{gj} & L_{gj} & & \\ \hline & & & L_{qj} & M_{hj} \\ \hline & & & \frac{3}{2}M_{hj} & L_{hj} \\ \hline \end{array};$$

$$\mathbf{N}_{Ij} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|}\hline & & & -\omega & \\ \hline & & & & \\ \hline & & & & \\ \hline & \omega & & & \\ \hline & & & & \\ \hline \end{array};$$

E — единичная матрица; $p = d/dt$; u_{cd}, i_{cd}, ψ_{cd}, u_{cq}, i_{cq}, ψ_{cq} — напряжение в узле примыкания, ток и потокосцепление статора по продольной и поперечной оси; u_f, i_f, ψ_f — приложенное напряжение, ток и потокосцепление обмотки возбуждения; i_g, ψ_g, i_h, ψ_h — токи и потокосцепления демпферных контуров; J — момент инерции ротора; T_{T} — момент первичного двигателя; ω — угловая скорость вращения ротора; элементами матриц $\mathbf{R}_I$, $\mathbf{L}_I$ являются активные сопротивления r, коэффициенты самоиндукции L и взаимной индукции M статорных и роторных контуров; δ_{rjn} — угол сдвига между роторами j-й и n-й синхронных машин; $j = 1, 2, \ldots, n$.

Линеаризованные уравнения v-й асинхронной машины при отнесении их к координатным осям d, q, вращающимся со скоростью ω_c, могут быть записаны в виде:

$$\Delta \mathbf{U}_{IIv} = \mathbf{R}_{IIv}\Delta\mathbf{I}_{IIv} + p\mathbf{E}\Delta\Psi_{IIv} + \mathbf{N}_{IIv}\Delta\Psi_{IIv} + \Delta\mathbf{N}_{IIv}\Psi_{IIv}; \quad (5$$

$$\Delta\Psi_{IIv} = \mathbf{L}_{IIv}\Delta\mathbf{I}_{IIv}; \quad (6$$

$$J_v \frac{d\Delta\omega_v}{dt} = -\Delta T_{cv} + \frac{3}{2}\left[i_{pdv}\Delta i_{cqv} + i_{cqv}\Delta i_{pdv} - i_{pqv}\Delta i_{cdv} - i_{cdv}\Delta i_{pqv}\right] L_{adv}; \quad (7$$

$$\mathbf{U}_{IIv} = [u_{cdv}, u_{cqv}, u_{pdv}, u_{pqv}]^{\mathrm{T}};$$

$$I_{IIv} = [i_{cdv}, i_{cqv}, i_{pdv}, i_{pqv}]^{\mathrm{T}};$$

$$\Psi_{IIv} = [\psi_{cdv}, \psi_{cqv}, \psi_{pdv}, \psi_{pqv}]^{\mathrm{T}};$$

$$\mathbf{R}_{IIv} = \mathrm{diag}\,[r_{cv}, r_{cv}, r_{pv}, r_{pv}];$$

$$\mathbf{L}_{IIv} = \begin{array}{|c|c|c|c|}\hline L_{c1v} & & L_{adv} & \\ \hline & L_{c1v} & & L_{adv} \\ \hline L_{adv} & & L_{p1v} & \\ \hline & L_{adv} & & L_{p1v} \\ \hline \end{array};$$

$$\mathbf{N}_{IIv} = \begin{array}{|c|c|c|c|}\hline & -\omega_c & & \\ \hline \omega_c & & & \\ \hline & & & \omega_v - \omega_c \\ \hline & & \omega_c - \omega_v & \\ \hline \end{array};$$

u_{cd}, i_{cd}, ψ_{cd}, u_{cq}, i_{cq}, ψ_{cq} — напряжение в узле прим кания, ток и потокосцепление статора по продольн и поперечной оси; u_{pd}, i_{pd}, ψ_{pd}, u_{pq}, i_{pq}, ψ_{pq} — напр жение на кольцах ротора, ток и потокосцепление р тора по продольной и поперечной оси; T_c — моме сопротивления; элементами матриц $\mathbf{R}_{II}$, $\mathbf{L}_{II}$ явля ся активные сопротивления r, коэффициенты самои дукции L и взаимной индукции L_{ad} статорных и р торных контуров $v = 1, 2, \ldots, l$. Остальные обозна ния членов в (5)—(7) аналогичны приведенны выше.

Линеаризованные уравнения баланса активных реактивных мощностей в узлах электрической се могут быть записаны следующим образом:

$$\begin{array}{|c|}\hline \Delta\mathbf{P}_c + \Delta\mathbf{P}_a \\ \hline \Delta\mathbf{Q}_c + \Delta\mathbf{Q}_a \\ \hline \end{array} + \begin{array}{|c|c|c|}\hline \frac{\partial\mathbf{P}}{\partial\delta} & \frac{\partial\mathbf{P}}{\partial\mathbf{u}} & \frac{\partial\mathbf{P}}{\partial\omega_c} \\ \hline \frac{\partial\mathbf{Q}}{\partial\delta} & \frac{\partial\mathbf{Q}}{\partial\mathbf{u}} & \frac{\partial\mathbf{Q}}{\partial\omega_c} \\ \hline \end{array} \times \begin{array}{|c|}\hline \Delta\delta \\ \hline \Delta\mathbf{u} \\ \hline \Delta\omega_c \\ \hline \end{array} = 0,$$

где $\mathbf{P}_c$, $\mathbf{P}_a$, $\mathbf{Q}_c$, $\mathbf{Q}_a$ — векторы-столбцы активных и р активных мощностей синхронных и асинхронных м шин; $\mathbf{u}$, δ — векторы-столбцы модулей и углов сдви фаз узловых напряжений электрической сети; ω_c общая для всех элементов электрической сети усре ненная частота токов и напряжений; $\partial\mathbf{P}/\partial\delta$, $\partial\mathbf{P}/$ $\partial\mathbf{P}/\partial\omega_c$, $\partial\mathbf{Q}/\partial\delta$, $\partial\mathbf{Q}/\partial\mathbf{u}$, $\partial\mathbf{Q}/\partial\omega_c$ — подматрицы ча ных производных функций узловых мощностей эле рической сети $P(\delta, u, \omega_c)$ и $Q(\delta, u, \omega_c)$.

Линеаризованные уравнения связи параметров р жима j-й синхронной и v-й асинхронной машин с

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

раметрами режима электрической сети:

$$\begin{vmatrix} \Delta P_{cj} \\ \Delta Q_{cj} \\ \Delta u_j \\ \Delta\delta_{jn} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_{cdj} & i_{cqj} & u_{cdj} & u_{cqj} & & \\ -i_{cqj} & i_{cdj} & u_{cqj} & -u_{cdj} & & \\ \frac{u_{cdj}}{u_j} & \frac{u_{cqj}}{u_j} & & & & \\ -\frac{u_{cqj}}{u^2_j} & \frac{u_{cdj}}{u^2_j} & & & 1 & \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Delta u_{cdj} \\ \Delta u_{cqj} \\ \Delta i_{cdj} \\ \Delta i_{cqj} \\ \Delta\delta_{rjn} \end{vmatrix}; \quad (9)$$

$$\begin{vmatrix} \Delta P_{av} \\ \Delta Q_{av} \\ \Delta u_v \\ \Delta\delta_{vn} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_{cdv} & i_{cqv} & u_{cdv} & u_{cqv} \\ -i_{cqv} & i_{cdv} & u_{cqv} & -u_{cdv} \\ \frac{u_{cdv}}{u_v} & \frac{u_{cqv}}{u_v} & & \\ -\frac{u_{cqv}}{u^2_v} & \frac{u_{cdv}}{u^2_v} & & \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \Delta u_{cdv} \\ \Delta u_{cqv} \\ \Delta i_{cdv} \\ \\ \Delta i_{cqv} \end{vmatrix}. \quad (10)$$

Уравнения первого приближения для систем регулирования возбуждения и первичного двигателя j-го инхронного генератора:

$$\Delta u_{fj} = \sum_k W_{kj}\Delta\Pi_{kj}; \quad (11)$$

$$\Delta T_{\tau j} = \sum_s W_{sj}\Delta\Pi_{sj}, \quad (12)$$

де W_{kj} — передаточная функция системы регулирования возбуждения j-го синхронного генератора по параметру регулирования Π_k (напряжение, ток, скорость и др.); W_{sj} — передаточная функция системы регулирования первичного двигателя j-го синхронного генератора по параметру регулирования Π_s (скорость, мощность, переток и др.). В уравнениях (11) (12) предполагается, что параметры регулирования Π_k и Π_s выражены через рассмотренные выше параметры режима синхронной машины и электрической сети. Особенности учета уравнений (11), (12) в рассматриваемом методе анализа устойчивости ЭЭС приведены в приложении 1.

Для асинхронных машин момент сопротивления зависит в общем случае от скорости вращения ротора машины и усредненной частоты токов и напряжений электрической сети. Поэтому

$$\Delta T_{cv} = \frac{\partial T_{cv}}{\partial\omega_v}\Delta\omega_v + \frac{\partial T_{cv}}{\partial\omega_c}\Delta\omega_c. \quad (13)$$

Линеаризованное уравнение усреднения частоты оков и напряжений электрической сети:

$$\Delta\omega_c = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial f_{\text{уср}}}{\partial\omega_i}\Delta\omega_i, \quad (14)$$

де $f_{\text{уср}}$ — функция усреднения частоты токов и напряжений, $f_{\text{уср}}(\omega_1, \ldots, \omega_n)$, которая должна удовлетворять условию, чтобы в установившемся режиме усредненная частота была равна общей угловой скорости вращения роторов синхронных машин.

Преобразование системы уравнений первого приближения к нормальной форме. Уравнения первого приближения (1)—(14) включают как дифференциальные, так и алгебраические уравнения. Характерной особенностью этих уравнений является то, что матрица коэффициентов системы уравнений первого приближения является слабозаполненной матрицей, и эта особенность должна быть использована для создания эффективного способа приведения линеаризованных уравнений возмущенного движения ЭЭС к нормальной форме.

Введем вектор переменных $\mathbf{x}$, производные которых входят в уравнения (1)—(14), и векторы остальных переменных y_1, y_2, y_3:

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}_{1c}, \ldots, \mathbf{x}_{nc}, \mathbf{x}_{1a}, \ldots, \mathbf{x}_{la}]^{\mathrm{T}}, \quad (15)$$

где

$$\mathbf{x}_{jc} = [\Delta\psi_{fj}, \Delta\psi_{cdj}, \Delta\psi_{gj}, \Delta\psi_{cqj}, \Delta\psi_{hj}, \Delta u_{fj}, \Delta\delta_{rjn}, \Delta\omega_j];$$

$$\mathbf{x}_{va} = [\Delta\psi_{cdv}, \Delta\psi_{cqv}, \Delta\psi_{pdv}, \Delta\psi_{pqv}, \Delta\omega_v];$$

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \mathbf{y}_3]^{\mathrm{T}} = [\mathbf{y}^{(1)}_{1c}, \ldots, \mathbf{y}^{(1)}_{nc}, \mathbf{y}^{(1)}_{1a}, \ldots, \mathbf{y}^{(1)}_{la}, \mathbf{y}^{(2)}_{1c}, \ldots, \mathbf{y}^{(2)}_{nc}; \mathbf{y}^{(2)}_{1a}, \ldots, \mathbf{y}^{(2)}_{la}, y_1, \ldots, \mathbf{y}_m, \Delta\omega_c]^{\mathrm{T}}; \quad (16)$$

где

$$\mathbf{y}^{(1)}_{jc} = [\Delta i_{fj}, \Delta i_{cdj}, \Delta i_{gj}, \Delta i_{cqj}, \Delta i_{hj}];$$

$$\mathbf{y}^{(2)}_{jc} = [\Delta P_{cj}, \Delta Q_{cj}, \Delta u_{cdj}, \Delta u_{cqj}];$$

$$\mathbf{y}^{(1)}_{va} = [\Delta i_{cdv}, \Delta i_{cqv}, \Delta i_{pdv}, \Delta i_{pqv}];$$

$$\mathbf{y}^{(2)}_{va} = [\Delta P_{va}, \Delta Q_{va}, \Delta u_{cdv}, \Delta u_{cqv}];$$

$$\mathbf{y}_\gamma = [\Delta\delta_{\gamma n}, \Delta u_\gamma].$$

При этом систему уравнений первого приближения (1)—(14) можно представить в следующем матричном виде:

$$\begin{vmatrix} \mathbf{T}_1 & \mathbf{T}_2 & \mathbf{T}'_3 & \mathbf{T}''_3 & & \mathbf{T}_{3\omega} \\ & \mathbf{T}'_4 & \mathbf{T}'_{5\mathrm{M}} & & & \\ & \mathbf{T}''_4 & \mathbf{T}'''_{5\mathrm{M}} & \mathbf{T}''_{5\mathrm{M}} & \mathbf{T}_{5MS} & \\ & & & \mathbf{T}_{5SM} & \mathbf{T}_{5S} & \mathbf{T}_{5S\omega} \\ & \mathbf{T}_{4\omega} & & & & -1 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \mathbf{x} \\ \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \mathbf{y}_3 \\ \Delta\omega \end{vmatrix} = 0. \quad (17)$$

Выражения элементов матриц, входящих в (17), приведены в приложении II.

Применяя блочный алгоритм последовательного исключения переменных $\Delta\omega$, $\mathbf{y}_1$, $\mathbf{y}_2$, $\mathbf{y}_3$, получим:

$$\dot{\mathbf{x}} = -\mathbf{T}_1^{-1}[\mathbf{T}_{3\text{э}}\mathbf{T}_{5S\text{э}}^{-1}\mathbf{T}_{4\text{э}} + \mathbf{T}_{2\text{э}}]\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{x}, \quad (18)$$

где

$$\mathbf{T}_{3\text{э}} = \mathbf{T}''_3[\mathbf{T}''_{5\mathrm{M}}]^{-1}\mathbf{T}_{5MS}; \quad \mathbf{T}_{5S\text{э}} = \mathbf{T}_{5S} - \mathbf{T}_{5SM}[\mathbf{T}''_{5\mathrm{M}}]\mathbf{T}_{5MS};$$

$$\mathbf{T}_{4\text{э}} = \mathbf{T}_{5S\omega}\mathbf{T}_{4\omega} - \mathbf{T}_{5SM}[\mathbf{T}''_{5\mathrm{M}}]^{-1}\{\mathbf{T}''_4 - \mathbf{T}'''_{5\mathrm{M}}[\mathbf{T}'_{5\mathrm{M}}]^{-1}\mathbf{T}'_4\};$$

$$\mathbf{T}_{2\text{э}} = \mathbf{T}_2 + \mathbf{T}_{3\omega}\mathbf{T}_{4\omega} - \mathbf{T}'_3[\mathbf{T}'_{5\mathrm{M}}]^{-1}\mathbf{T}'_4 - \mathbf{T}''_3[\mathbf{T}''_{5\mathrm{M}}]^{-1}[\mathbf{T}''_4 - \mathbf{T}'''_{5\mathrm{M}}(\mathbf{T}'_{5\mathrm{M}})^{-1}\mathbf{T}'_4].$$

Матрицы $\mathbf{T}'_{SM}$ и $\mathbf{T}''_{SM}$ — квазидиагональные клеточные матрицы, каждая клетка которых соответствует одной синхронной или асинхронной машине,

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

порядков 5×5 и 4×4. Поэтому обращение этих матриц сводится к обращению подматриц для отдельных машин и трудностей не представляет, что и обеспечивает эффективность получения матрицы **A**, соответствующей нормальной форме, с помощью (18).

Чтобы сохранить слабую заполненность матриц в (18), матрицу $\mathbf{T}^{-1}_{5s9}$ целесообразно представить в виде произведения матриц-сомножителей. Для этого могут быть использованы различные способы разложения матриц на сомножители [11]. В частности, если использовать метод двойной факторизации матриц и обозначить элементы матрицы T_{5s9} через t_{ij}, то алгоритм вычисления матриц-сомножителей $\mathbf{L}^{(k)}$, $\mathbf{R}^{(k)}$ описывается выражениями:

$$\left.\begin{aligned} L^{(k)}_{kk} = 1/t^{(k-1)}_{kk};\ L^{(k)}_{ik} = -t^{(k-1)}_{ik}/t^{(k-1)}_{kk};\ R^{(k)}_{kj} = \\ = -t^{(k-1)}_{kj}/t^{(k-1)}_{kk}; \\ t^{(k)}_{ij} = t^{(k-1)}_{ij} - t^{(k-1)}_{ik}\, t^{(k-1)}_{kj}/t^{(k-1)}_{kk}; \\ (i,\ j = k+1, \ldots, 2m);\ (k = 1, \ldots, 2m). \end{aligned}\right\} \quad (19)$$

При этом обратная матрица

$$\mathbf{T}^{-1}{}_{5s9} = \mathbf{R}^{(1)}\ \mathbf{R}^{(2)} \ldots \mathbf{R}^{(k)} \ldots \mathbf{R}^{(2m)}\ \mathbf{L}^{(2m)} \ldots \mathbf{L}^{(k)} \ldots \ldots \mathbf{L}^{(2)}\ \mathbf{L}^{(1)}, \quad (20)$$

где $\mathbf{R}^{(k)}$ — матрица, содержащая строку с элементами R_{kj} и диагональные члены, равные единице; $\mathbf{L}^{(k)}$ — матрица, содержащая столбец с элементами L_{ik} и диагональные члены, равные единице (за исключением члена L_{kk}). Остальные элементы указанных матриц равны нулю.

Для уменьшения заполненности матриц **L** и **R** и повышения вычислительной эффективности процесса факторизации целесообразно для выбора порядка исключения неизвестных в процессе факторизации использовать методы динамического упорядочения по принципу исключения на каждом шаге узла с наименьшим числом соединенных ветвей, либо по принципу исключения узла, исключение которого приводит к появлению наименьшего числа новых ветвей.

Представление матрицы **A** в виде сумм и произведений матриц позволяет легко учитывать изменения параметров системы при исследовании устойчивости, так как нет необходимости в коррекции всех матриц и в совокупности с слабой заполненностью матриц-слагаемых и матриц-сомножителей обуславливает высокую вычислительную эффективность приведенного алгоритма нахождения матрицы **A**.

Рассмотренные принципы получения матрицы **A** могут быть применены и к другим математическим моделям ЭЭС.

Исследование статической устойчивости по величине и оценкам собственных значений матриц. Для упрощения исследования статической устойчивости целесообразно вначале проверить простые, требующие малого объема вычислений достаточные критерии статической устойчивости и неустойчивости, которые могут быть получены на основе оценок собственных значений матриц. При использовании оценок Гершгорина [12] достаточные критерии статической устойчивости могут быть записаны в виде [9]

$$a_{ii} < 0; \quad (21$$

$$|a_{ii}| > R_i, \quad (22$$

где $i = 1, 2, \ldots, r$; r — порядок матрицы **A**; a_{ii} — диагональные элементы матрицы **A**;

$$R_i = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{r} |a_{ij}|. \quad (23$$

Достаточным критерием статической неустойчивости является наличие хотя бы одного круга Гершгорина, целиком находящегося в правой полуплоскости и не связанного с другими кругами, охватывающими левую полуплоскость. При одном круге Гершгорина в правой полуплоскости достаточное условие неустойчивости может быть записано в виде

$$a_{ii} > \mathbf{R}_i. \quad (24$$

Анализ необходимых и достаточных условий статической устойчивости может быть осуществлен путем определения всех собственных значений матрицы **A**, а также по величине и оценкам одного наибольшего по модулю собственного значения матрицы преобразования левой полуплоскости внутрь единичного круга.

Для нахождения всех собственных значений вещественных симметричных матриц используется обычно метод Якоби [12]. Для матриц общего вида наиболее эффективным из известных методов решения полной проблемы собственных значений является *QR*-алгоритм [13]. В настоящее время имеются стандартные программы для ЦВМ, реализующие *QR*-алгоритм.

Собственные значения матрицы **A** определяют коэффициенты затухания и частоты всех собственных составляющих свободного маловозмущенного движения и тем самым полностью характеризуют маловозмущенное движение ЭЭС. Собственные значения матрицы **A** могут быть эффективно использованы при эквивалентировании ЭЭС [14]. В этом случае в упрощенной модели необходимо учесть лишь (доминирующие) собственные значения, которые оказывают наибольшее влияние на интересующие исследователя процессы.

Изменение параметров ЭЭС приводит к изменению матрицы **A** и ей соответствующих собственных значений. Построение зависимостей изменения собственных значений в функции параметров системы и определение коэффициентов чувствительности собственных значений позволяет получить информацию о степени влияния тех или иных параметров системы на ее устойчивость. Такая информация может быть использована при выборе наиболее эффективных мероприятий с целью повышения устойчивости ЭЭС, а также для поиска наиболее опасного (из реально возможных) пути утяжеления режима системы.

В общем случае коэффициенты чувствительности собственных значений определяются выражением [8]:

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial \alpha} = \frac{\left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \alpha}\mathbf{x}_i,\ \mathbf{v}_i\right)}{(\mathbf{x}_i,\ \mathbf{v}_i)}, \quad (2$$

где **x** — собственные векторы матрицы **A**; **v** — собственные векторы транспонированной матрицы; α — параметр системы.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Приближенно коэффициенты чувствительности могут быть определены по приращениям собственных значений при приложении различных конечных возмущений или при конечных изменениях параметров системы.

Задача определения необходимых и достаточных условий статической устойчивости может быть сведена к исследованию величины и оценок одного наибольшего по модулю собственного значения матриц преобразования левой полуплоскости внутрь единичного круга. Для этого можно использовать известное дробно-линейное преобразование [1]:

$$\lambda = \frac{\rho + 1}{\rho - 1}, \tag{26}$$

которому соответствует матрица преобразования [1]

$$\mathbf{B} = \mathbf{E} + 2(\mathbf{A} - \mathbf{E})^{-1}. \tag{27}$$

При использовании преобразования (26) требуется трудоемкое обращение матрицы $\mathbf{A}-\mathbf{E}$. Более простым является преобразование [9]

$$\lambda = \frac{\eta - 1}{k}, \tag{28}$$

которому соответствует матрица преобразования

$$\mathbf{C} = \mathbf{E} + k\mathbf{A}, \tag{29}$$

где значение k удовлетворяет условию

$$0 < k < \frac{2\,|\operatorname{Re}\lambda_j|}{(\operatorname{Re}\lambda_j)^2 + (\operatorname{Im}\lambda_j)^2}, \quad (j = 1, 2, \ldots, r). \tag{30}$$

Ниже рассмотрены особенности использования преобразований (26) и (28).

Для определения статической устойчивости вначале целесообразна проверка простых (требующих малого объема вычислений) достаточных условий того, что все собственные значения матриц преобразования $\mathbf{B}$ или $\mathbf{C}$ находятся внутри круга единичного радиуса. Поскольку модуль каждого собственного значения квадратной матрицы не превосходит любую из ее норм, то достаточным критерием статической устойчивости является условие

$$||\mathbf{B}|| < 1 \tag{31}$$

или

$$||\mathbf{C}|| < 1, \tag{32}$$

где $||\mathbf{B}||$, $||\mathbf{C}||$ — любая каноническая норма матриц $\mathbf{B}$ или $\mathbf{C}$.

Если достаточные критерии статической устойчивости (31) и (32) не выполняются, то следует определить наибольшее по модулю собственное значение матриц преобразования, которое можно найти по известным вычислительным процедурам [12]. В частности, может быть использован степенной метод, эффективность применения которого к анализу статической устойчивости ЭЭС выявлена практикой расчетов на ЦВМ.

Для применения степенного метода необходимо задать произвольный вектор $\Delta\mathbf{z}_0$ и построить численную последовательность итераций этого вектора матрицей преобразования $\mathbf{B}$ (или $\mathbf{C}$):

$$\mathbf{B}^1\Delta\mathbf{z}_0,\ \mathbf{B}^2\Delta\mathbf{z}_0,\ \ldots,\ \mathbf{B}^s\Delta\mathbf{z}_0. \tag{33}$$

Вычисление наибольшего по модулю собственного значения матриц преобразования при этом может быть выполнено по известным вычислительным формулам [12]. В частности, если наибольшее по модулю собственное значение матрицы вещественное и простое, то оно определяется выражением

$$\eta_{\max} \approx \frac{\Delta z^{(s+1)}}{\Delta z^{(s)}}. \tag{34}$$

Если наибольшие по модулю собственные значения образуют простую комплексно-сопряженную пару $\eta_{\max 1,2}$, то они являются корнями квадратного уравнения

$$\eta^2 + p\eta + q = 0, \tag{35}$$

где коэффициенты p и q определяются выражениями:

$$p \approx -\frac{\Delta z^{(s-1)}\Delta z^{(s+2)} - \Delta z^{(s)}\Delta z^{(s+1)}}{\Delta z^{(s-1)}\Delta z^{(s+1)} - (\Delta z^{(s)})^2}; \tag{36}$$

$$q \approx \frac{\Delta z^{(s)}\Delta z^{(s+2)} - (\Delta z^{(s+1)})^2}{\Delta z^{(s-1)}\Delta z^{(s+1)} - (\Delta z^{(s)})^2}. \tag{37}$$

В выражениях (34)—(37) Δz — любая компонента вектора $\Delta\mathbf{z}$. Необходимое число итераций s определяется условием, чтобы величины $\eta_{\max}$, определенные для разных компонент вектора $\Delta\mathbf{z}$, совпадали с заданной степенью точности. Наличие пары комплексно-сопряженных собственных значений, наибольших по модулю, устанавливается по колебательному изменению компонент вектора $\Delta\mathbf{z}$ (по величине и знаку) в итерациях.

Критерием статической устойчивости при использовании преобразования (26) является условие $|\eta_{\max}| < 1$, критерием неустойчивости — условие $|\eta_{\max}| > 1$, критерием границы устойчивости — условие $|\eta_{\max}| = 1$.

При использовании преобразования (28), если $|\eta_{\max}| < 1$, система устойчива. Если $\eta_{\max} = 1$, имеет место граница апериодической устойчивости. Если пара наибольших по модулю комплексно-сопряженных собственных значений имеет вещественную часть, равную единице, это соответствует границе колебательной устойчивости. Критерием статической неустойчивости является условие $\operatorname{Re}\eta_{\max} > 1$. Если выполняются условия $|\eta_{\max}| > 1$, $\operatorname{Re}\eta_{\max} < 1$, это означает, что значение коэффициента k не удовлетворяет условию (30). В этом случае можно определить по значению $\eta_{\max}$ соответствующее ему λ из (28), и для нахождения требуемого значения k подставить это λ в (30). Начальное значение k_0 можно определить из условия [9]:

$$0 < k_0 < \frac{2d}{d^2 + g^2}, \tag{38}$$

где $d = \max_i [\,|a_{ii}| + R_i]$; $g = \max_i R_i$.

Практически необходимость в указанном пересчете значения коэффициента k_0 и дополнительном расчете величины $\eta_{\max}$ возникает редко. Поэтому в большинстве случаев, когда значение коэффициента k_0, выбранное по выражению (38), удовлетворяет условию (30), объем вычислений при анализе устойчивости с помощью преобразования (28) значительно меньше, чем при использовании преобразования (26), поскольку вместо трудоемкого обращения матрицы (которое необходимо при применении преобразования (26)) требуется провести лишь простой расчет коэффициента k_0. Кроме того, при применении преобразования (28) в значительно большей степени можно использовать преимущества слабой заполненности, так как последовательность ите-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

раций произвольного вектора $\Delta \mathbf{z}_0$ матрицей $\mathbf{C}$ при определении η_{max} степенным методом можно построить непосредственно на основе слабозаполненных матриц-сомножителей и матриц-слагаемых, определяемых выражениями (18) и (20).

Построение зависимостей изменения наибольшего по модулю собственного значения матриц преобразования в функции параметров системы или определение коэффициентов чувствительности этого собственного значения позволяет выявить степень влияния тех или иных параметров системы на устойчивость.

Выводы. 1. Для исследования статической устойчивости ЭЭС по величине и оценкам собственных значений матриц целесообразно представить матрицу системы уравнений, соответствующих нормальной форме, в виде сумм и произведений слабозаполненных матриц, что существенно упрощает учет изменений параметров системы при исследовании устойчивости и обеспечивает существенное сокращение требуемой памяти ЦВМ и объема вычислений.

2. Для упрощения исследования статической устойчивости целесообразно вначале проверить достаточные критерии устойчивости и неустойчивости, полученные на основе оценок собственных значений матриц. Необходимые и достаточные условия статической устойчивости могут быть исследованы по величине собственных значений матрицы коэффициентов системы уравнений первого приближения, а также по величине и оценкам наибольшего по модулю собственного значения матриц преобразования левой полуплоскости внутрь единичного круга.

3. Доминирующие собственные значения матрицы коэффициентов системы уравнений первого приближения могут быть использованы для построения упрощенных эквивалентных моделей ЭЭС. Коэффициенты чувствительности собственных значений матриц могут быть использованы для оценки влияния параметров системы на ее устойчивость с целью выбора наиболее эффективных воздействий для повышения устойчивости, а также для нахождения наиболее опасного (из реально возможных) пути утяжеления режима системы.

Приложение 1. Представление в нормальной форме уравнений объекта, передаточная функция которого содержит полюса и нули.

При формировании матрицы коэффициентов системы уравнений первого приближения (см. приложение II) учтено наличие регулятора возбуждения пропорционального типа. При учете регулирования по производным для представления системы регулирования, заданной уравнением

$$(p^n+a_{n-1}p^{n-1}+\ldots+a_0)x(t)=(b_np^n+\ldots+b_0)y(t), \quad (\text{П-1})$$

в нормальной форме следует ввести переменные [15]:

$$z_{i+1}(t)=x^{(i)}(t)-\sum_{k=0}^{l} y^{(k)}(t)\,h_{i-k}. \quad (\text{П-2})$$

В нормальной форме уравнению (П-1) соответствуют уравнения [15]:

$$\left.\begin{aligned} \dot z_i(t) &= z_{i+1}(t)+h_i y(t);\ (i=1,\ 2,\ \ldots,\ n-1);\\ \dot z_n(t) &= -\sum_{i=0}^{n-1} a_i z_{i+1}(t)+h_n y(t), \end{aligned}\right\} \quad (\text{П-3})$$

где

$$h_0=b_n;\ h_{n-k}=b_k-\sum_{i=0}^{n-k-1} h_i a_{i+k},\ (k=1,\ 2,\ \ldots,\ n-1);$$

$$h_n=b_0-\sum_{i=0}^{-1} a_i h_i.$$

Приложение II. Структура матриц, входящих в уравнение (7). Диагональная матрица $\mathbf{T}_1$, состоящая из n подматриц, каждая из которых соответствует одной синхронной машине, и l подматриц, каждая из которых соответствует одной асинхронной машине. Эти подматрицы для j-й синхронной и v-й асинхронной машины могут быть записаны в виде:

$$\mathbf{T}_{1j}=\mathrm{diag}\ [1,\ 1,\ 1,\ 1,\ 1,\ T_{ej},\ 1,\ J_j]$$
$$\mathbf{T}_{1v}=\mathrm{diag}\ [1,\ 1,\ 1,\ 1,\ J_v].$$

Квазидиагональная клеточная матрица $\mathbf{T}_2$ состоит из $n+l$ клеток. Клетки для j-й синхронной и v-й асинхронной машин:

$$\mathbf{T}_{2j}=\begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|}\hline & & & & -1 & & \\ \hline & & & -\omega_j & & & -\psi_{cqj} \\ \hline & & & & & & \\ \hline & \omega_j & & & & & \psi_{cdj} \\ \hline & & & & & & \\ \hline & & & & 1 & & \\ \hline & & & & & & -1 \\ \hline & \frac{3}{2}\,i_{cqj} & & -\frac{3}{2}\,i_{cdj} & & & -\frac{\partial T_{\tau j}}{\partial \omega_j} \\ \hline \end{array};$$

$$\mathbf{T}_{2v}=\begin{array}{|c|c|c|c|c|}\hline & -\omega_c & & & \\ \hline \omega_c & & & & \\ \hline & & & -(\omega_c-\omega_v) & \psi_{pqv} \\ \hline & & \omega_c-\omega_v & & -\psi_{pdv} \\ \hline & & & & \frac{\partial T_{cv}}{\partial \omega_v} \\ \hline \end{array}.$$

При отсутствии шин бесконечной мощности в $\mathbf{T}_2$ содержится дополнительно вектор-столбец, соответствующий переменной ω_n и содержащий число $+1$ в седьмых строках, соответствующих $\mathbf{T}_{2j}$. Блочные прямоугольные матрицы $\mathbf{T}'_3$, $\mathbf{T}''_3$ содержат $n+l$ диагональных блоков; остальные элементы этих матриц нулевые. Блоки для j-й синхронной и v-й асинхронной машины:

$$\mathbf{T}'_{3j}=\begin{array}{|c|c|c|c|c|}\hline r_{fj} & & & & \\ \hline & r_{cj} & & & \\ \hline & & r_{gj} & & \\ \hline & & & r_{cj} & \\ \hline & & & & r_{hj} \\ \hline & & & & \\ \hline & & & & \\ \hline & -\frac{3}{2}\psi_{cqj} & & \frac{3}{2}\psi_{cdj} & \\ \hline \end{array};$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$\mathbf{T}''_{3j} = \begin{array}{|c|c|c|c|}\hline & & & \\ \hline & & -1 & \\ \hline & & & \\ \hline & & & -1 \\ \hline & & & \\ \hline & & -k_{0uj}\dfrac{u_{cdj}}{u_j} & -k_{0uj}\dfrac{u_{cqj}}{u_j} \\ \hline & & & \\ \hline \end{array};$$

$$\mathbf{T}'_{3v} =$$

$$= \begin{array}{|c|c|c|c|}\hline r_{cv} & & & \\ \hline & r_{cv} & & \\ \hline & & r_{pv} & \\ \hline & & & r_{pv} \\ \hline \dfrac{3}{2}L_{adv}i_{pqv} & -\dfrac{3}{2}L_{adv}i_{pdv} & -\dfrac{3}{2}L_{adv}i_{cqv} & \dfrac{3}{2}L_{adv}i_{cdv} \\ \hline \end{array};$$

$$\mathbf{T}''_{3v} = \begin{array}{|c|c|c|c|}\hline & & -1 & \\ \hline & & & -1 \\ \hline & & & \\ \hline & & & \\ \hline & & & \\ \hline \end{array}.$$

Матрица $\mathbf{T}_{3\omega}$ может быть представлена в виде:

$$\mathbf{T}_{3\omega} = [\mathbf{T}_{3\omega 1c}, \ldots, \mathbf{T}_{3\omega nc}, \mathbf{T}_{3\omega 1a}, \ldots, \mathbf{T}_{3\omega la}]^{\mathrm{T}},$$

где

$$\mathbf{T}_{3\omega jc} = [0,\ 0,\ 0,\ 0,\ 0,\ 0,\ 0,\ 0];\ \mathbf{T}_{3\omega va} =$$

$$= \left[-\psi_{cqv},\ \psi_{cdv},\ -\psi_{pqv},\ \psi_{pdv},\ \frac{\partial T_{cv}}{\partial \omega_c}\right].$$

Блочные прямоугольные матрицы $\mathbf{T}'_4$, $\mathbf{T}''_4$ содержат $n+l$ диагональных блоков; остальные элементы этих матриц нулевые. Блоки для j-й синхронной и v-й асинхронной машин:

$$\mathbf{T}'_{4j} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|}\hline -1 & & & & & & & \\ \hline & -1 & & & & & & \\ \hline & & -1 & & & & & \\ \hline & & & -1 & & & & \\ \hline & & & & -1 & & & \\ \hline \end{array};$$

$$\mathbf{T}''_{4j} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|}\hline & & & & & & & \\ \hline & & & & & & & \\ \hline & & & & & & & \\ \hline & & & & & & & \\ \hline & & & & & & 1 & \\ \hline \end{array};$$

$$\mathbf{T}'_{4v} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|}\hline -1 & & & & \\ \hline & -1 & & & \\ \hline & & -1 & & \\ \hline & & & -1 & \\ \hline \end{array};$$

$\mathbf{T}''_{4v}$ — матрица нулевых элементов.

Матрица $\mathbf{T}_{4\omega}$ может быть представлена в виде:

$$\mathbf{T}_{4\omega} = [\mathbf{T}_{4\omega 1c}, \ldots, \mathbf{T}_{4\omega nc}, \mathbf{T}_{4\omega 1a}, \ldots, \mathbf{T}_{4\omega la}],$$

где

$$\mathbf{T}_{4\omega jc} = \left[0,\ 0,\ 0,\ 0,\ 0,\ 0,\ 0,\ \frac{\partial f_{\mathrm{ycp}}}{\partial \omega_j}\right];$$

$$\mathbf{T}_{4\omega va} = [0,\ 0,\ 0,\ 0,\ 0],$$

$\mathbf{T}'_{5\mathrm{M}}\mathbf{T}''_{5\mathrm{M}}$ — квазидиагональные клеточные матрицы, содержащие $n+l$ клеток.

$$\mathbf{T}'_{5\mathrm{M}j} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|}\hline L_{fj} & \dfrac{3}{2}M_{fj} & M_{fgj} & & \\ \hline M_{fj} & L_{dj} & M_{gj} & & \\ \hline M_{fgj} & \dfrac{3}{2}M_{gj} & L_{gj} & & \\ \hline & & & L_{qj} & M_{hj} \\ \hline & & & \dfrac{3}{2}M_{hj} & L_{hj} \\ \hline \end{array};$$

$$\mathbf{T}''_{5\mathrm{M}j} = \begin{array}{|c|c|c|c|}\hline -1 & & i_{cdj} & i_{cqj} \\ \hline & -1 & -i_{cqj} & i_{cdj} \\ \hline & & \dfrac{u_{cdj}}{u_j} & \dfrac{u_{cqj}}{u_j} \\ \hline & & -\dfrac{u_{cqj}}{u^2_j} & \dfrac{u_{cdj}}{u^2_j} \\ \hline \end{array};$$

$$T'_{5\mathrm{M}v} = \begin{array}{|c|c|c|c|}\hline L_{c1v} & & L_{adv} & \\ \hline & L_{c1v} & & L_{adv} \\ \hline L_{adv} & & L_{p1v} & \\ \hline & L_{adv} & & L_{p1v} \\ \hline \end{array};$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$\mathbf{T''}_{5Mv}=\begin{vmatrix} -1 & & i_{cdv} & i_{cqv} \\ & -1 & -i_{cqv} & i_{cdv} \\ & & \dfrac{u_{cdv}}{u_v} & \dfrac{u_{cqv}}{u_v} \\ & & -\dfrac{u_{cqv}}{u^2_v} & \dfrac{u_{cdv}}{u^2_v} \end{vmatrix};$$

$\mathbf{T'''}_{5M}$ — блочная прямоугольная матрица, содержащая $n+l$ диагональных блоков; остальные элементы этих матриц нулевые. Блоки для j-й синхронной и v-асинхронной машин:

$$\mathbf{T'''}_{5Mj}=\begin{vmatrix} & u_{cdj} & & u_{cqj} & \\ & u_{cqj} & & -u_{cdj} & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \end{vmatrix};$$

$$\mathbf{T'''}_{5Mv}=\begin{vmatrix} u_{cdv} & u_{cqv} & & \\ u_{cqv} & -u_{cdv} & & \\ & & & \\ & & & \end{vmatrix}.$$

Матрицы $\mathbf{T}_{5S}$, $\mathbf{T}_{5S\omega}$ имеют вид:

$$\mathbf{T}_{5S}=\begin{vmatrix} \dfrac{\partial \mathbf{P}}{\partial \delta} & \dfrac{\partial \mathbf{P}}{\partial \mathbf{u}} \\ \dfrac{\partial \mathbf{Q}}{\partial \delta} & \dfrac{\partial \mathbf{Q}}{\partial \mathbf{u}} \end{vmatrix};\quad T_{5S\omega}=\begin{vmatrix} \dfrac{\partial \mathbf{P}}{\partial \omega_c} \\ \dfrac{\partial \mathbf{Q}}{\partial \omega_c} \end{vmatrix}.$$

Матрица T_{5Ms} содержит числа — 1 в строках, соответствующих третьим и четвертым строкам в клетках матрицы $\mathbf{T''}_{5M}$, и столбцах, соответствующих переменным электрической сети δ, u для узлов при-
мыкания машин. Матрица $\mathbf{T}_{5sM}$ содержит числа +
в столбцах, соответствующих первым и вторы
столбцам в клетках матрицы $\mathbf{T''}_{5M}$, и строках, соот
ветствующих уравнениям баланса мощностей дл
узлов электрической сети, к которым примыкаю
синхронные и асинхронные машины.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Зубов В. И.** Математические методы исследования систе
автоматического регулирования. — М.: Судпромгиз, 1959.
2. **Мамсуров М. С.** Об исследовании автоматических систе
при помощи матричных преобразований. — Изв. АН СССР. А
томатика и телемеханика, 1961, № 11.
3. **Голембо З. Б.** ЭЦВМ и их использование для решени
электротехнических задач. — М.: Энергия, 1968.
4. **Идельчик В. И.** Исследование устойчивости в малом пр
помощи итерационных методов определения наибольшего по м
дулю собственного значения матрицы. — Изв. АН СССР. Эне
гетика и транспорт, 1964, № 1.
5. **Куров В. Ф.** Некоторые вопросы анализа устойчивост
стационарного режима сложных электрических систем. — Нов
сибирск, Изд. НЭТИ, 1965.
6. **Фролов В. И.** Некоторые методы исследования статическо
устойчивости сложных энергосистем. — В кн.: Труды ВНИИЭ.
М.: Энергия, 1976, вып. 51.
7. **Undrill J. M.** Dynamic stability calculations for an arbitra
number of interconnected synchronous machines. — IEEE Trans.
PAS, 1968, vol. 87, № 3.
8. **Alden R. T. H., Zein El-Din H. M.** Multi-machine dynam
stability calculations. — IEEE Trans. on PAS, 1976, vol. 95, №
9. **Баринов В. А.** Исследование статической устойчивос
электроэнергетических систем по величине и оценкам собственны
значений матриц. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 197
№ 3.
10. **Совалов С. А., Баринов В. А.** Принципы построения
особенности математических моделей электроэнергетических с
стем. — Электричество, 1981, № 4.
11. **Брамеллер А., Аллан Р., Хэмэм Я.** Слабозаполненные ма
рицы. — М.: Энергия, 1979.
12. **Фаддеев Д. К., Фаддеева В. Н.** Вычислительные метод
линейной алгебры. — М.: Физматгиз, 1960.
13. **Уилкинсон Дж.** Алгебраическая проблема собственны
значений. — М.: Наука, 1970.
14. **Гусейнов Ф. Г.** Упрощение расчетных схем электрически
систем. — М.: Энергия, 1978.
15. **Атанс М., Фалб П.** Оптимальное управление. — М.: М
шиностроение, 1968.

[01.04.

УДК 621.313.322.013.8.078.001.57

Использование модулирующего комплекса для разработки цифрового АРВ

ВЕНИКОВ В. А., СТРОЕВ В. А., ШТРОБЕЛЬ В. А., БОГДАНОВА Д. А., ГРЕМЯКОВ А. А., КАЛИНИН С. Д., ШУЛЬЖЕНКО С. В.

Московский энергетический институт

Проблема применения ЦВМ для автоматизированной системы управления электроэнергетикой требует проведения широких исследований по разработке комплекса новых алгоритмов управления и автоматического регулирования [1]. Последнее требует совместного применения моделирующей и вычислительной техники. Для электроэнергетической системы возможности проведения натурных экспериментов очень ограничены, и практически единственным гибким средством экспериментальных исследований являются физические модели в комплексе с управляющими вы
числительными машинами (УВМ) — так называемы
моделирующие комплексы.

Уже первые исследования, выполненные на подоб
ных моделирующих комплексах, показали их несом
ненное достоинство как гибкого инструмента исслед
вания, позволяющего эффективно реализовывать ра
личные алгоритмы управления и регулирования [2

Моделирующий комплекс, созданный в Пробле
ной лаборатории электрических систем МЭИ, постр

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ен на базе электродинамической модели кафедры электрических систем. В качестве вычислительной части применяется УВМ типа М-6000.

Для того, чтобы оценить возможности моделирующего комплекса по реализации прямого цифрового регулирования [3] и требования, предъявляемые к алгоритму регулирования, было проведено исследование цифрового автоматического регулятора возбуждения (ЦАРВ) синхронного генератора. В качестве аналога ЦАРВ был выбран АРВ сильного действия.

Исследования этого регулятора являются первым шагом к созданию более сложных алгоритмов регулирования.

Структура алгоритма ЦАРВ. Структура ЦАРВ при реализации на УВМ включает три основных блока (рис. 1):

собственно АРВ, который «опрашивает» с заданной периодичностью входные параметры режима агрегата, обрабатывает их и выдает управляющее воздействие, т. е. работает в реальном времени;

блок изменения настройки регулирования, позволяющий с пульта оператора изменять коэффициенты усиления каналов регулирования АРВ, не прерывая его работы; перенастройка осуществляется в свободное от работы блока АРВ время (рис. 2);

блок подготовки АРВ к работе, функционирующий не в темпе процесса и обеспечивающий заданную конфигурацию связи УВМ с объектом, ввод параметров алгоритма регулирования; работа этого блока осуществляется перед запуском АРВ и выполняется в виде диалога УВМ с оператором.

Реализован АРВ в виде единой программы. Работа каждого из блоков АРВ осуществляется по вызову

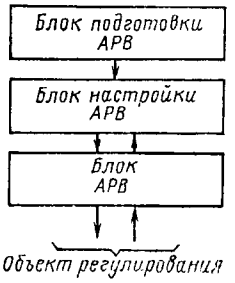


Рис. 1. Структурная схема алгоритмов ЦАРВ

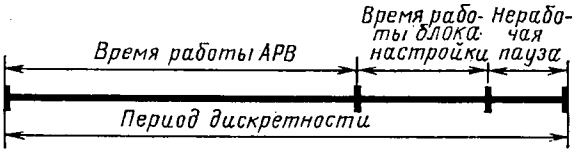


Рис. 2. Распределение времени работы ЦАРВ

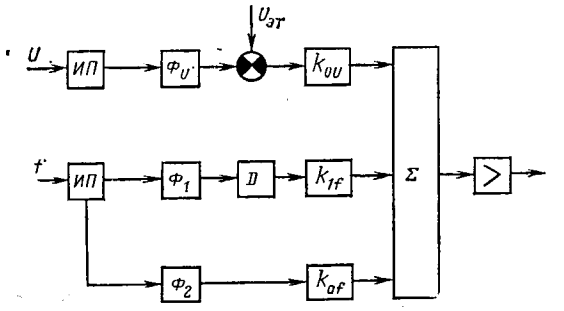


Рис. 3. Структурная схема АРВ

оператора УВМ. При создании этой программы использовались различные языки программирования в зависимости от выполняемых каждым блоком функций. Подпрограммы первого и второго блоков написаны на машинно-ориентированном языке МНЕМОКОД, так как наиболее важной характеристикой их работы является быстродействие. Подпрограммы третьего блока написаны на алгоритмическом языке ФОРТРАН для более простой реализации довольно громоздких вычислений.

Блок цифрового АРВ [1]. Для реализации на УВМ был выбран АРВ сильного действия с регулированием по отклонению напряжения и стабилизацией по отклонениям частоты и ее первой производной. Структурная схема такого АРВ показана на рис. 3.

Входные сигналы регулятора являются сигналами аналогового типа (напряжение постоянного тока), поступающими от измерительных преобразований динамической модели. Для устранения искажения входного сигнала при последующем дифференцировании или усилении после сравнения с эталонным сигналом $U_{эт}$ необходима его фильтрация [4]. При этом обязательно применение следующих фильтров: низкочастотного — в канале напряжения — Φ_U; дифференцирующего — для получения производной — Φ_1+D и низкочастотного — для отстройки от постоянной составляющей — Φ_2. Кроме того, в АРВ осуществляется умножение сигнала на коэффициенты усиления каждого канала, суммирование их и согласование выходного сигнала АРВ с входным блоком возбудителя.

Наиболее сложной частью алгоритма АРВ является фильтрация сигналов. Выбор необходимого типа фильтров определяется гармоническим составом входных сигналов АРВ. Эти сигналы содержат высшие гармонические составляющие с частотами, кратными 50 Гц, в диапазоне от 50 до 300 Гц. Кроме того, при измерении частоты появляется низкочастотная составляющая, которая зависит от числа полюсов генератора и может быть равна 16,66 Гц (при трех парах полюсов) или 25 Гц (при двух парах полюсов). В связи с этим определены требования к цифровым фильтрам:

максимальное подавление амплитуды входного сигнала при частотах более 16,66 Гц;

минимальное искажение выходного сигнала при частотах f, соответствующих скоростям протекания электромеханических процессов в системе, $0 \leqslant f \leqslant 5$ Гц.

Перечисленным требованиям удовлетворяет низкочастотный фильтр 2-го порядка. Передаточная функция этого фильтра

$$H(p) = \frac{\omega_c^2}{p^2 + \sqrt{2}\,p\omega_c + \omega_c^2}, \qquad (1)$$

где ω_c — частота среза, при которой амплитуда выходного сигнала в $\sqrt{2}$ раза меньше, чем входного.

Алгоритм фильтра в удобном для применения на УВМ виде:

$$f_0(nT) = k_1\{k_2[f_i(nT) + f_i(nT-2T) + 2(f_i(nT-T) - f_0(nT-T) - f_0(nT-2T))] + 2[f_0(n-T) - f_0(nT-2T)]\} + f_0(nT-2T), \qquad (2)$$

[1] В программной реализации ЦАРВ принимали участие студенты МЭИ Богомолов Г. Р., Димитрова Р., Ренев А. Д., Карташев В. А.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

где $k_1=(1+\sqrt{2}\beta+\beta^2)^{-1}$; $k_2=\beta^2$; $\beta=\operatorname{tg}(\pi f_c T)$; $f_c=\omega_c/(2\pi)$; f_i и f_0 — входной и выходной сигналы фильтра; T — период дискретности.

Более подробно алгоритм фильтрации рассмотрен в приложении. Как показали исследования на УВМ М-6000, реализация такого алгоритма фильтрации довольно сложна, так как коэффициент k_2 мал. По этой причине обеспечение точности выходного сигнала от УВМ в 10 бит (стандартный вход и выход УВМ) требует выполнения промежуточных расчетов с точностью, большей, чем длина ячейки (16 бит) и, следовательно, действий с числами, занимающими две ячейки. С учетом этого были разработаны специальные подпрограммы для сложения и умножения чисел двойной длины. Результаты работы низкочастотного фильтра 2-го порядка при реакции на гармонический сигнал приведены на рис. 4.

Второй используемый в АРВ фильтр — дифференцирующий. Основными требованиями к этому фильтру являются линейность характеристики в рабочем диапазоне частот и максимальное подавление входного сигнала за его пределами.

В качестве такого фильтра выбран фильтр Батерворта 3-го порядка, состоящий из последовательно включенных низкочастотного фильтра 2-го порядка и фильтра 1-го порядка, осуществляющего дифференцирование. Передаточная функция этого фильтра

$$H(p)=\frac{p\omega^2_c}{(\omega^2_c+p\omega_c+p^2)(\omega_c+p)}. \qquad (3)$$

Алгоритм первой составляющей фильтра (2-го порядка) аналогичен (2), а второй составляющей (1-го порядка) имеет вид

$$f_0(nT)=k_3[f_i(nT)-f_i(nT-T)+2f_0(nT-T)]-f_0(nT-T), \qquad (4)$$

где $k_3=(1+\beta)^{-1}$.

Работу дифференцирующего фильтра при реакции на гармонический сигнал иллюстрирует рис. 5.

Третьим фильтром АРВ является фильтр для отстройки от постоянной составляющей в канале отклонения частоты. В данном АРВ для этой цели используется дифференциатор с большой постоянной времени, алгоритм которого аналогичен (4).

Как показали исследования, реализация фильтров на УВМ самая сложная часть АРВ, что определяется в основном значительным увеличением времени выполнения арифметических операций при переходе к действиям с числами, занимающими две ячейки.

Для проведения экспериментальных исследований необходимо было согласовать выходной сигнал АРВ с входом возбудителя генератора, который при нулевом сигнале работает в режиме форсировки, а при сигнале, равном 20 В и более, — в режиме расфорсировки. Характеристика такого возбудителя линейная.

Выходной сигнал преобразователя «Цифра — аналог» АРВ меняется от —2 до +2 В. Поэтому был разработан блок-согласователь, который программно вводил изменение сигнала АРВ в диапазон от 0 до 2 В. Затем этот сигнал усиливался и подавался в систему возбуждения возбудителя генератора.

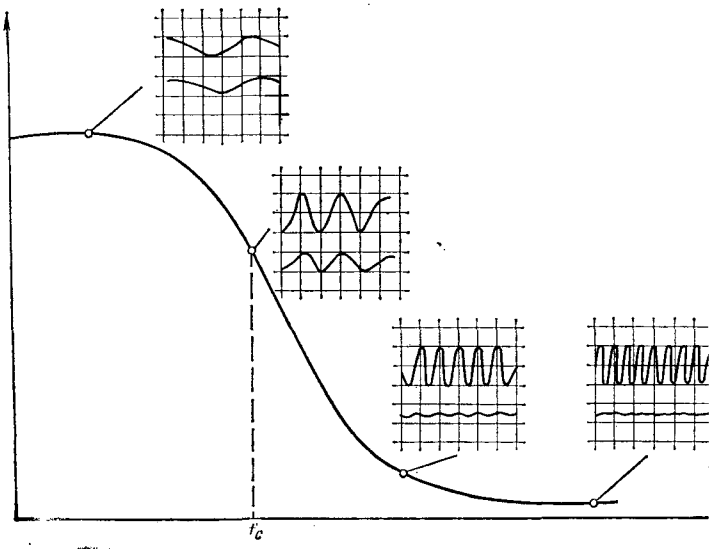


Рис. 4. Работа низкочастотного фильтра на различных частота

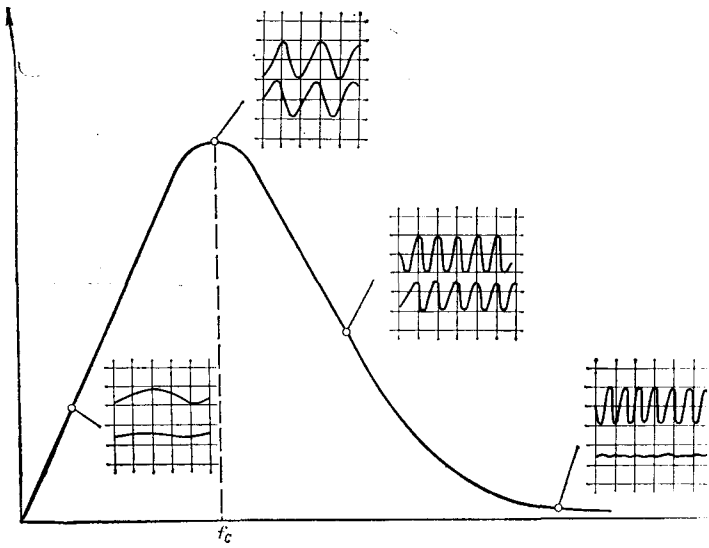


Рис. 5. Работа дифференцирующего фильтра на различных ч стотах

Все основные блоки АРВ (фильтры, суммато согласователь) объединены программно в соответс вии со структурной схемой АРВ (рис. 3).

Экспериментальные исследования показали, чт время работы АРВ составляет 4,7—4,8 мс, 70% ко торого уходит на выполнение действий с числам занимающими две ячейки памяти. Однако для ос ществления изменений параметров настройки АР необходимо было увеличить период дискретности д 6 мс. Это вполне допустимо как по точности филь рации, так и по разрядности слова.

Блок АРВ реализован на языке МНЕМОКОД занимает 0,6 килобайта оперативной памяти УВМ.

Блок перенастройки. Изменение параметров АР осуществляется специальным блоком перенастройк работающим в диалоговом режиме. Таким образо могут изменяться коэффициенты усиления по кан лам АРВ и уставка АРВ по напряжению. Рабо самого АРВ при этом не прерывается, и только по ле окончания изменения настраиваемых параметр в алгоритм АРВ вводятся новые значения.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Блок перенастройки написан на языке МНЕМОКОД и занимает 0,2 килобайта оперативной памяти УВМ.

Задание параметров АРВ. Перед запуском АРВ производится подготовка его к работе с помощью блока подготовки: задаются номера опрашиваемых входных и выходных устройств, период дискретности, масштабные коэффициенты по каналам. Особо важное место занимает настройка функциональных преобразователей АРВ (фильтров), вычисление их коэффициентов, выбор оптимальной частоты среза, определение амплитуды сигнала на рабочей частоте и частоте подавления и т. д. Методика определения оптимальной частоты среза приведена в приложении.

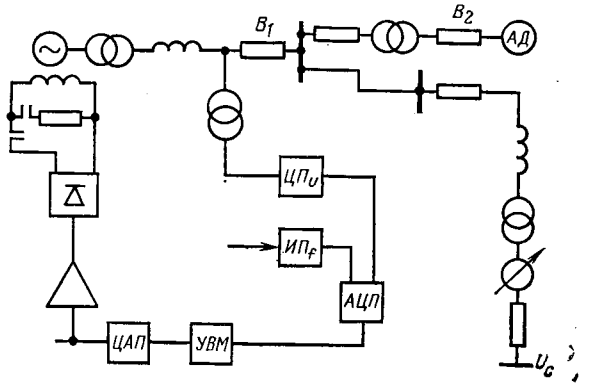


Рис. 6. Схема экспериментального исследования АРВ

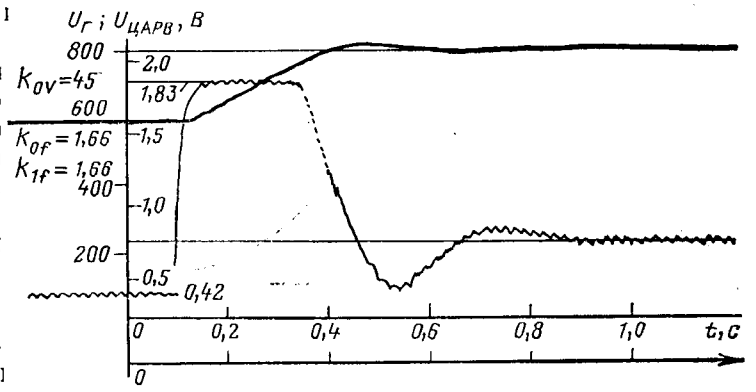


Рис. 7. Изменение уставки напряжения

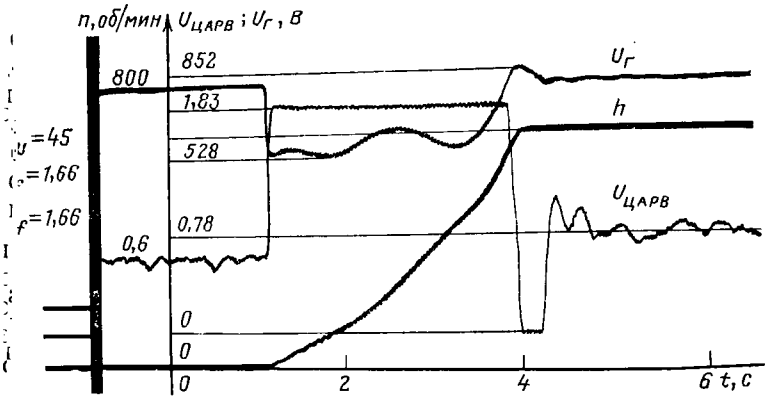


Рис. 8. Включение асинхронной нагрузки на шинах генератора: $U_г$ — напряжение генератора; $U_{ЦАРВ}$ — напряжение на выходе ЦАРВ; n — частота вращения двигателя

Блок задания параметров АРВ написан на языке ФОРТРАН-IV и занимает 2,3 килобайта оперативной памяти УВМ.

Экспериментальное исследование ЦАРВ на моделирующем комплексе. Проверка возможности совместной работы модельного синхронного генератора с УВМ являлась одним из наиболее ответственных этапов работы. Поэтому первые исследования ЦАРВ были посвящены проверке реализации схемы УВМ—синхронный генератор — УВМ. В первую очередь нужно было оценить быстродействие и качество работы ЦАРВ, определить его динамические характеристики, сравнить с аналоговым регулятором. Для этого проводились следующие эксперименты: изменение уставки напряжения генератора на холостом ходу; запуск асинхронного двигателя, подключенного к шинам генератора, работающего на мощную систему.

Исследования проводились на модельном турбогенераторе, работающем на асинхронную нагрузку и связанного линией электропередачи с шинами неизменного напряжения и частоты (рис. 6).

Сигналы частоты и напряжения подавались одновременно на цифровой регулятор и на его аналоговый прототип. Сигнал, подаваемый на систему возбуждения, шел от аналогового АРВ, а сигнал от ЦАРВ выводился на осциллограф.

Для сопоставления работы регуляторов на генератор подавались различные возмущающие воздействия. Характер управляющего сигнала ЦАРВ во всех случаях был аналогичен характеру работы его прототипа. Это позволило включить ЦАРВ в контур регулирования вместо аналогового регулятора.

Первоначально опыты с ЦАРВ проводились на автономно работающем генераторе. Эксперименты показали высокое быстродействие регулятора при смене уставки напряжения и обеспечение заданной точности поддержания напряжения (рис. 7). Затем генератор синхронизировали с приемной системой через линию с напряжением 800 В. Производилось подключение асинхронной нагрузки (двигателя). Переходные процессы, возникающие при этом, показаны на рис. 8. Осциллограммы свидетельствуют о правильной и устойчивой работе ЦАРВ.

Заключение. Исследования показали, что на моделирующем комплексе с УВМ М-6000 можно реализовать достаточно сложный алгоритм АРВ. Основная сложность состоит в реализации алгоритма фильтрации входных сигналов (необходимо использовать числа, занимающие две ячейки). Быстродействия УВМ вполне достаточно, и дополнительные логические операции существенно не сказываются на суммарном времени работы алгоритма, что делает возможным расширение логических возможностей ЦАРВ. При этом сочетание управляющей ЦВМ с физической моделью представляет большие возможности для испытания различных алгоритмов ЦАРВ и выработки требований к ЦВМ, измерительным и управляющим органам по быстродействию и оперативной памяти.

Приложение. Алгоритм цифровой фильтрации в общем случае может быть представлен в виде [4]:

$$f_0(nT) = \sum_{r=0}^{m} h_r f_i(nT - rT) - \sum_{r=1}^{k} h'_r (nT - T), \quad (П\text{-}1)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

где f_0 и f_i — выходной и входной сигналы; T — период дискретности; h_r и h'_r — постоянные коэффициенты (веса фильтра).

Для задания требуемых свойств цифрового фильтра используются соответствующие характеристики аналогового фильтра-прототипа.

Рассмотрим цифровой фильтр, в качестве аналогового прототипа которого взят низкочастотный фильтр Батерворта 2-го порядка с передаточной функцией (2). Метод синтеза цифрового фильтра основан на билинейном преобразовании:

$$p=\frac{2}{T}\,\mathrm{th}\,\frac{p_1T}{2}=\frac{2}{T}\,\frac{z-1}{z+1}, \qquad (\text{П-2})$$

где $z=e^{p_1T}$, отображающем комплексную плоскость p на часть плоскости p_1, ограниченную прямыми $p_1=-j\omega_p/2$ и $p_1=j\omega_p/2$ ($\omega_p=2\pi/T$).

Методика синтеза в этом случае состоит в подстановке выражения (П-2) в передаточную функцию аналогового фильтра-прототипа (2), в результате которой получается требуемая передаточная функция относительно z. Применив эту методику к низкочастотному фильтру Батерворта 2-го порядка, получим

$$H(z)=\frac{\alpha^2(1+2z^{-1}+z^{-2})}{(1+\sqrt{2}\alpha+\alpha^2)+2(\alpha^2-1)z^{-1}+(1-\sqrt{2}\alpha+\alpha^2)z^{-2}}, \qquad (\text{П-3})$$

где $\alpha=\omega_cT/2$.

Поскольку $z=e^{p_1T}$, то частотные характеристики цифрового фильтра будут периодическими функциями с периодом $\omega_p=2\pi/T$, равным частоте дискретизации. Соответственно, периодическими функциями являются амплитудно- и фазо-частотные характеристики (рис. 9). Следовательно, они могут быть заданы только в полосе частот $\omega=\pi/T$. Амплитудно-частотная характеристика

$$A(\omega)=\left[1+\left(\frac{\mathrm{tg}(\omega T/2)}{\omega_cT/2}\right)^4\right]^{-1/2}. \qquad (\text{П-4})$$

Соответствующая характеристика аналогового фильтра-прототипа

$$A(\omega)=[1+(\omega/\omega_c)^4]^{-1/2}. \qquad (\text{П-5})$$

Выражения (П-4) и (П-5) не совпадают и имеют нелинейную связь, вызывающую «искажение шкал» частоты. В результате частоты среза цифрового и аналогового фильтров не совпадают. Однако, если в выражение (П-3) подставить вместо α значение $\beta=\mathrm{tg}(\omega_c\,T/2)$, то это искажение исчезнет.

Обратное z-преобразование выражения (П-4) приводит к алгоритму фильтрации:

$$f_0(nT)=h_0f_i(nT)+h_1f_i(nT-T)+h_2f_i(nT-2T)-h'_1f_0(nT-T)-h'_2f_0(nT-2T), \qquad (\text{П-6})$$

где $h_0=k_1k_2$; $h_1=2k_1k_2$; $h_2=k_1k_2$; $h'_1=2k_1(k_2-1)$; $h'_2=2k_1(k_2+1)-1$; $k_1=(1+\sqrt{2}\beta+\beta^2)^{-1}$; $k_2=\beta^2$.

Данный алгоритм неудобен для реализации на ЦВМ, поскольку содержит много операций умножения, требующих больших затрат машинного времени. Из выражения (П-6) легко получить более удобный алгоритм фильтрации (2), в котором операции умножения сведены до минимума. Реализация этого алгоритма обеспечивает быструю фильтрацию сигнала, что особенно важно для прямого цифрового регулирования.

Для правильной работы фильтра необходимо выбрать коэффициенты k_1 и k_2 алгоритма фильтрации, соответствующие определенной частоте среза f_c. При заданном периоде дискретности значение f_c определяет частотные характеристики фильтра. Уменьшение частоты среза, с одной стороны, приводит к бо́льшему подавлению высоких частот, с другой стороны, сужает полосу пропускания фильтра, увеличивает сдвиг сигнала по фазе, вносимый фильтром. Эти противоречия приводят к необходимости компромиссного решения при выборе частоты среза.

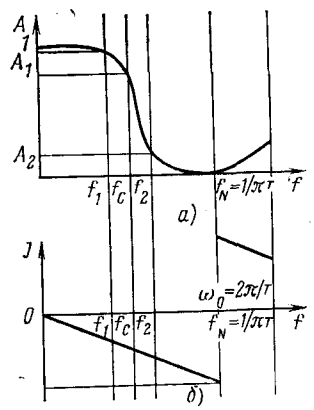


Рис. 9. Частотные характеристики фильтра

Пусть амплитуда сигнала на выходе фильтра при частоте f_1, ограничивающей рабочий диапазон частот равна A_1, а при частоте f_2, ограничивающей диапазон частот подавления, — A_2 (рис. 9).

Требование минимального искажения полезного сигнала и максимального подавления помех можно записать в виде:

$$(1-A_1)+A_2=\min. \qquad (\text{П-7})$$

Определив A_1 и A_2 по формуле (П-4) и подставив в (П-7), получим выражение для оптимального в смысле (П-7) значения частоты среза:

$$f_c=\frac{1}{\pi T}\,\mathrm{arctg}\,\frac{(\mathrm{tg}\,\pi f_1T\,\mathrm{tg}\,\pi f_2T)^{2/3}}{\sqrt[4]{(\mathrm{tg}\,\pi f_1T)^{4/3}+(\mathrm{tg}\,\pi f_2T)^{4/3}}}. \qquad (\text{П-})$$

Значения f_c для ряда величин периода дискретности, а также соответствующие значения коэффициентов фильтра k_1 и k_2 приведены в таблице.

T, с	f, Гц	k_1	k_2	Разрядность
0,004	6,87	0,705503	0,09753	18
0,005	6,88	0,666213	0,09943	18
0,010	6,98	0,573716	0,3143	15

Поскольку в УВМ М-6000 длина слова составляет 16 бит, коэффициенты k_1 и k_2 целесообразно представить в алгоритме фильтрации восьмеричными числами с пятью цифрами после запятой, т. е. отвести по одной ячейке на каждый коэффициент. Это означает округление коэффициентов и внесение погрешности.

Максимальный входной сигнал АЦП, подключенного к УВМ М-6000, составляет 1777_8, т. е. обеспечивает точность в 10 бит, и, следовательно, длина ячейки в 16 бит вполне достаточна для входного сигнала фильтра.

Однако анализ алгоритма фильтрации показал, что в связи с малым значением коэффициента k_2, при малых периодах дискретности и частотах среза значения $f_0(nT-T)$ и $f_0(nT-2T)$ в выражении (П-6) должны определяться с бо́льшей точностью, чем это фактически требуется, иначе возникнут большие погрешности.

Действительно, все входные сигналы в алгоритме фильтрации (2) умножаются на малое значение коэ

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

фициента k_2. Эта часть алгоритма имеет вид

$$\chi = k_2 [f_i(nT) + f_i(nT-T) + 2(f_i(nT-T) - f_i(nT-T) - f_0(nT-2T))]. \quad (П\text{-}9)$$

Если численное значение выражения в квадратных скобках меньше $0{,}004_8$ (т. е. оно занимает меньше 9 бит в 16-разрядной ячейке), то при умножении на k_2 получим ноль с точностью до 16 бит. В связи с этим фильтр не будет реагировать на сравнительно большую разность входного и выходного сигналов, приводя тем самым к погрешности.

Для устранения этой погрешности следует увеличить разрядность расчетов (т. е. их точность). Оценить необходимое значение разрядности можно следующим образом: упростить (П-9), приняв, что все входные сигналы равны f_i, а выходные — f_0, тогда:

$$\chi = 4k_1k_2(f_i - f_0). \quad (П\text{-}10)$$

Поскольку разрядность АЦП равна 10, то минимальная разность $f_i - f_0$ составляет $0{,}0004_8$; тогда

$$\chi_{min} = 0{,}0020_8 k_1k_2. \quad (П\text{-}11)$$

Подставляя в это выражение конкретные k_1 и k_2, можно определить численное значение χ_{min} и, следовательно, необходимую разрядность вычислений.

С изменением периода дискретности и частоты среза f_c будут меняться и коэффициенты фильтра k_1 и k_2. Следовательно, будет меняться и разрядность расчетов (см. таблицу).

Формула для определения разрядности расчетов может быть представлена в более удобном виде:

$$N = (I+4)\cdot 3 + I, \quad (П\text{-}12)$$

где I — место значащей цифры в восьмеричном числе $4k_1k_2$, определяемое числом нулей после запятой, увеличенным на единицу.

Результаты расчетов по этой формуле полностью согласуются с (П-11) и экспериментальными данными.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Лугинский Я. Н., Семенов В. А.** Информационно-вычислительные системы в диспетчерском управлении. — М.: Энергия, 1975.

2. **Горский Ю. М., Новожилов М. А.** Цифро-аналого-физический комплекс для исследования АРВ синхронных генераторов.— Электричество, 1973, № 7.

3. **Горский Ю. М., Вайнер-Кротов В. С., Ушаков В. А.** Цифровой регулятор возбуждения синхронных генераторов. — Электричество, 1971, № 3.

4. **Гольденберг Л. М., Левчук Ю. П., Поляк М. Н.** Цифровые фильтры. — М.: Связь, 1974.

[20.04.82]

УДК 621.311.1.027.3.001.24

Экономически целесообразные напряжения и мощности глубоких вводов в городах

ГЛАЗУНОВ А. А., КУЗНЕЦОВА Т. А., ФЕДОСЕЕВ А. А.
Московский энергетический институт

Возрастающее значение глубоких вводов высокого напряжения (ГВ) в современных и перспективных схемах электроснабжения городов отмечалось в ряде исследований и публикаций. Оценка ГВ как основных в перспективе источников питания комплексов потребителей электроэнергии, располагающихся в центральных районах города, а также практические задачи их осуществления в ряде городов СССР определяют необходимость продолжения исследований экономически целесообразного выполнения ГВ.

Значительная часть статей по данной теме содержит результаты изучения основных параметров, среди которых определяющее значение имеют мощности (наибольшая суммарная нагрузка) и номинальные напряжения линий и подстанций ГВ [1—7]. Отмечая научные достоинства исследований и практический интерес приводимых результатов, укажем на существенный пробел в постановке и решении этих задач: исследования [2—7 и 9] выполнялись без учета влияния технико-экономических показателей и параметров источников питания (ИП) и основных сетей внешнего электроснабжения города на экономически целесообразные параметры ГВ. Очевидной является необходимость учета напряжения внешнего электроснабжения города при выборе напряжения ГВ и ограничений, которые могут быть наложены на мощность ГВ величиной мощности ИП. Дополнительно подчеркнем, что отказ от учета мощности ИП города при оптимизации построения ГВ может быть связан с неучетом технико-экономических показателей распределительных сетей, питающихся непосредственно от шин 10—20 кВ этих ИП. Логически обоснованные соображения о необходимости выполнения ГВ при основном напряжении сети внешнего электроснабжения города, приведенные в [1], к сожалению, не подкреплены количественным анализом.

Далее отметим, что в публикациях по обобщенным исследованиям параметров ГВ отсутствуют конкретные предложения по начальным условиям экономической целесообразности осуществления ГВ при развитии электрических нагрузок и размеров города. Начальной стадией применения ГВ всегда является осуществление его по радиальной схеме (рис. 1). Последующее развитие ГВ в крупных и крупнейших городах заключается в сооружении не только радиальных, но и магистральных ГВ, питающих более одной подстанции. Поэтому задачей настоящей статьи явилось также выявление тех технических характеристик, при которых экономически целесообразно осуществление как радиальных, так и магистральных ГВ. При этом сделаны следующие допущения (см. также рис. 1).

Территория города имеет компактную форму, идеализированная топологическая модель которой может быть представлена кругом; размеры этой территории могут характеризоваться радиусом круга, отражающим дальность передачи электроэнергии от внешних ИП в центр территории города.

Электроснабжение города осуществляется от ИП являющихся подстанциями питающей электрической системы.

Территория идеализированной топологической мо-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

дели города подразделяется на секторы — районы электроснабжения, каждый из которых питается от одного основного ИП; мощности ИП пропорциональны площадям соответствующих районов, если внутри каждого из них поверхностная плотность электрической нагрузки, в среднем равномерна, что соответствует условиям жилой застройки и мелкопромышленных зон современных городов.

Каждый район электроснабжения города получает электроэнергию от одной подстанции внешнего электроснабжения (ИП) и от подстанций радиального или магистрального ГВ (ПГВ); от шин среднего напряжения 10(6)—20 кВ ИП и ПГВ отходят линии распределительных сетей, питающие трансформаторные подстанции 10(6)—20/0,38 кВ и сети 380 В.

Излагаемая в статье методика исследования принципиально применима и при неодинаковых плотностях нагрузок как в отдельных районах топологической модели города по рис. 1, так и внутри каждого из районов.

Оптимизация параметров ГВ осуществляется на основе математической модели, включающей технико-экономическую модель системы электроснабжения города (ЭСГ), технические ограничения и необходимые уравнения связи, учитывающие электротехнические, топологические и экономические характеристики рассматриваемой системы. Оптимизационные решения определялись применением методик критериального анализа и программирования [8], поскольку исследование требовало выявления комплексов показателей: собственно оптимальных значений параметров, оптимальной соразмерности приведенных затрат по отдельным частям системы ЭСГ, а также характеристик устойчивости и чувствительности технико-экономической модели.

Принципиально задача оптимизации построения системы ЭСГ многокритериальна, одним из отражений чего является приведенный выше состав условий выявления оптимальных решений.

В данном исследовании, как и иных аналогичных в электроэнергетике, основой технико-экономической модели явились приведенные затраты (тыс. руб/год), которые для системы электроснабжения района города (СЭРГ) записываются в следующем виде (рис. 1 и 2):

$$З_{рk} = \sum_{i=1}^{n} З_{п/р\,i} = \sum_{i=1}^{n} (\gamma_i З_{ИП\,k} + З_{пi} + З_{л.в\,i} + З_{р.с\,i}), \quad (1)$$

где k — номер района города; i — номер подрайона в районе СЭРГ, $i=1, 2, \ldots, n$; n — число подрайонов в районе города; (2 — при радиальном ГВ и 3 — при магистральном ГВ); $З_{п/рi}$ — приведенные затраты по электроснабжению подрайона i, тыс. руб/год; $З_{ИП\,k}$, $З_{пi}$, $З_{лв.i}$, $З_{р.сi}$ — приведенные затраты на ИП района, подстанции ГВ, линии ГВ и распределительные сети подрайонов, включая линии среднего напряжения и трансформаторные подстанции, тыс. руб/год (возможность декомпозиции системы ЭСГ и в связи с этим неучета в (1) приведенных затрат по распределительным сетям 380 В основывается на положениях [9] и принятой ниже оптимальной мощности ТП по [6, 10]); γ_i — коэффициенты, учитывающие доли затрат по ИП района, условно отнесенные к суммарным электрическим нагрузкам подрайонов (см. приложение 1).

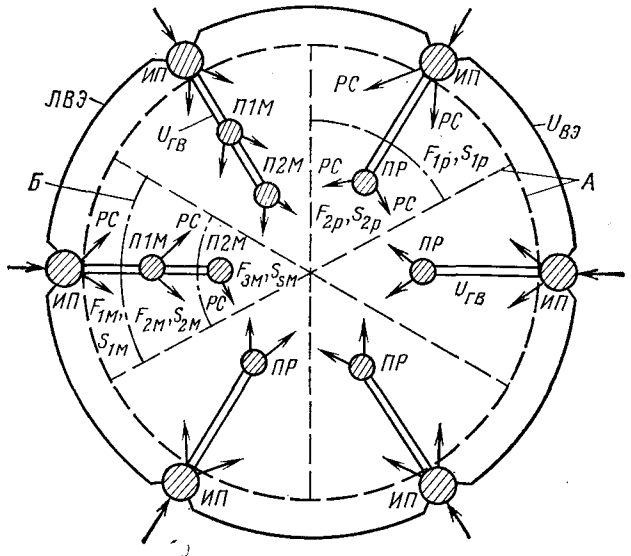


Рис. 1. Идеализированная топологическая модель территории города и принципиальная схема его электроснабжения с применением глубоких вводов:

А — условные границы города и районов его электроснабжения; *Б* — то же подрайонов электроснабжения от различных источников питания; *ЛВЭ* — линии электрических сетей внешнего электроснабжения; *ИП* — опорные подстанции внешнего электроснабжения — источники питания города; *ПР* — подстанции радиальных глубоких вводов; *П1М, П2М* — подстанции магистральных глубоких вводов; *РС* — распределительные сети 10—20 кВ; $U_{ВЭ}$, $U_{ГВ}$ — напряжения внешнего электроснабжения и глубоких вводов

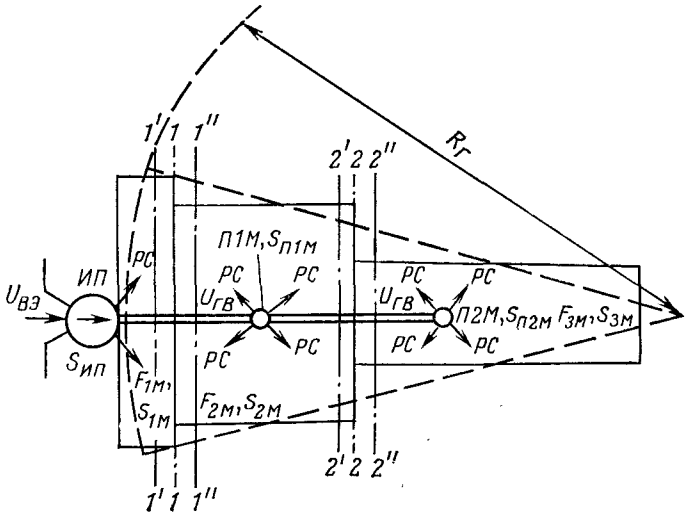


Рис. 2. Структурная модель электроснабжения района города от опорной подстанции внешнего электроснабжения и магистрального ГВ; эквивалентирование топологических моделей площадей подрайонов

На основе (1) может быть сформулирована технико-экономическая модель системы ЭСГ в целом:

$$З_{ЭСГ} = \sum_{k=1}^{m} З_{рk}, \quad (2$$

где m — число районов ЭСГ.

Методика конкретизации технико-экономической модели (1) на основе локальных технико-экономических моделей линий ГВ, подстанций ГВ и трансформаторных подстанций (ТП) и участков распределительных сетей среднего напряжения изложена в [3, 5, 9] и здесь не приводится.

На основе (1) и (2) принципиально может быть

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

исследовано оптимальное построение системы ЭСГ при неодинаковых средних плотностях электрических нагрузок (σ_S, МВ·А/км^2 или σ_p, МВт/км^2) в районах, снабжаемых различными ИП (рис. 1). Вместе с тем методика последующего исследования подразумевает соблюдение условия σ_S, σ_p=const в пределах каждого из районов, а количественные результаты соответствуют выполнению этого условия в среднем для территории города в целом.

Математическая модель системы ЭСГ, сформированная на основе (1), (2) и учитывающая необходимые технические ограничения (потери в сетях среднего напряжения, допустимый нагрев кабелей всех напряжений), является сложной нелинейной функцией многих переменных — параметров ГВ, технико-экономических характеристик и показателей электрооборудования и сооружений ЭСГ, питающей системы и города.

Для обеспечения возможности обобщенного исследования оптимальных значений основных параметров ИП и ГВ в составе столь сложной системы имелась необходимость преобразования исходной многочленной модели неканонического типа в более простую каноническую модель. При этом особое внимание уделялось обеспечению достоверности количественных результатов оптимизации, для чего использовались два метода контроля. Первый заключается в вычислении погрешности, вносимой усреднениями коэффициентов и показателей степени при применении упрощенных канонических моделей. Второй способ заключался в проведении аналогий между получаемыми результатами анализа с практическим осуществлением систем электроснабжения крупнейших городов в СССР и за рубежом, а также с исследованиями типа [3—6 и 9]. Преобразование исходной математической модели выполнялось с применением обоснованных аппроксимаций ряда количественных зависимостей, параметрического эквивалентирования, а также фиксаций некоторых параметров по результатам предшествующих оптимизационных исследований [4, 5], например, расположения ПГВ в питаемом от них районе, сечений жил кабелей среднего напряжения и т. д.

При описанных условиях оптимизация мощностей ПГВ может осуществляться на основе моделей следующего вида:

для радиального ГВ

$$З_{pk} = З_{п/p1} + З_{п/p2} = A_{1p} S_{п.р}^{\alpha_{11p}} + A_{2p} S_{п.р}^{-\alpha_{21p}}; \quad (3)$$

$$S_{ИП\,k} = S_{1p} + S_{2p} = S_{1p} + S_{п.р}; \quad (4)$$

для магистрального ГВ

$$З_{pk} = З_{п/p1} + З_{п/p2} + З_{п/p3} = A_{1м} S_{1м}^{\alpha_{11м}} + A_{2м} S_{п2м}^{\alpha_{22м}} + A_{3м} S_{1м}^{-\alpha_{31м}} S_{п2м}^{-\alpha_{32м}}; \quad (5)$$

$$S_{ИП\,k} = S_{1м} + S_{2м} + S_{3м} = S_{1м} + S_{п1м} + S_{п2м}, \quad (6)$$

или в общем случае

$$З_{pk} = \sum_{i=1}^{n} З_{п/p\,i} = \sum_{i=1}^{n} A_i \prod_{j=1}^{n-1} S_j^{\alpha_{ij}}. \quad (7)$$

В формулах (2)—(7) применены следующие обозначения: $З_{п/p1}$, $З_{п/p2}$, $З_{п/p3}$, $З_{п/pi}$ — приведенные затраты по системам электроснабжения соответствующих подрайонов; S_{1p}, S_{2p}, $S_{1м}$, $S_{3м}$, S_j, $S_{п.р}$ — мощности подрайонов, а также ПГВ, питающихся по радиальным и магистральным ГВ (обозначения ПГВ—см. на рис. 1 и 2); $S_{ИП\,k}$ — мощность ИП района k ЭСГ; A_{1p}, A_{2p}, $A_{1м}$, $A_{2м}$, $A_{3м}$, A_i — обобщенные коэффициенты, определяемые техническими и технико-экономическими показателями и характеристиками электрооборудования и сооружений ЭСГ; α_{11p}, α_{21p}, $\alpha_{11м}$, $\alpha_{22м}$, $\alpha_{31м}$, $\alpha_{32м}$, α_{ij} — показатели степени, связанные с теми же показателями и характеристиками, что и коэффициенты A; j — номера подрайонов электроснабжения, при радиальном ГВ j=1, 2, при магистральном — j=1, 2, 3.

Выполнение оптимизационного анализа на основе (3) и (5) поясняется следующим. Конкурирующий эффект по мощности ПГВ, обеспечивающий возможность минимизации приведенных затрат, создается за счет предварительно выявляемых количественных зависимостей (в случае магистрального ГВ, рис. 1, 2):

$$S_{1м},\ S_{п1м},\ S_{п2м} = f(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3). \quad (8)$$

Данная зависимость выявления последовательными перемещениями границ подрайонов *1*(*1′*, *1″*) и *2*(*2′*, *2″*) на рис. 2, в связи с чем изменяются соотношения площадей и суммарных электрических нагрузок, питающихся непосредственно от ИП и ПГВ *П1М*, *П2М*. Соответственно изменяются мощности ПГВ $S_{п1м}$, $S_{п2м}$, технико-экономические показатели линий и подстанций ГВ, участков распределительных сетей среднего напряжения, питающихся от ПГВ и ИП, и соотношения приведенных затрат по рассматриваемым подрайонам $З_{п/pi}$. Аналогичные зависимости устанавливаются и для радиального ГВ.

Описываемый конкурирующий эффект по мощностям подрайонов и соответствующим приведенным затратам составляет основу решения главных задач данного исследования.

Исследование проводилось исходя из оптимальных значений мощностей ИП опорных подстанций 110—500 кВ внешнего ЭСГ $S^{o}_{ИП}$. Значения оптимальных мощностей опорных подстанций, питающих глубокие вводы 110—220 кВ и распределительные сети среднего напряжения $U_{СН}$ с различными плотностями нагрузок σ, рассчитаны по методам [11] и представлены в табл. 1, показывающей реальность результатов такой оптимизации. Оптимизация напряжения ГВ $U_{ГВ}$ осуществлялась повариантным применением (3) и (5) для различных сочетаний напряжений $U_{ГВ}$ и сети внешнего электроснабжения города $U_{ВЭ}$. При этом конкретные технико-экономические показатели ИП принимались по данным об опорных подстанциях

Таблица 1

$U_{ВЭ}$, кВ	$U_{ГВ}$, кВ	σ, МВт/км^2	$S^{o}_{ИП}$, В·А	
			$U_{СН}$=10 кВ	$U_{СН}$=20 кВ
500	110	5—40	670—890	640—840
500	220	5—40	760—1100	740—1060
330	110	5—40	380—510	360—480
220	110	2—40	130—240	130—220
500	500	5—40	730—1100	720—1100
330	330	5—40	470—710	460—690
220	220	5—40	300—450	290—440
110	110	2—40	110—200	110—180

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

внешнего электроснабжения одного из крупнейших городов СССР. Рассматривалось выполнение ГВ при $U_{ГВ}=U_{ВЭ}$ и трансформированных напряжениях $U_{ГВ}<U_{ВЭ}$.

На основе (3), (5) с применением методик критериального анализа [8] могут быть обобщенно записаны оптимальные значения наибольших суммарных нагрузок подрайонов, питающихся непосредственно от ИП и различных ПГВ; имея в виду обозначения этих нагрузок (и мощностей соответствующих ПГВ) по рис. 1 и 2:

для радиального ГВ

$$\left.\begin{aligned} S^{o}_{п.р}&=\left(\frac{\pi_{1р}}{A_{1р}}\right)^{\frac{1}{\alpha_{11р}+\alpha_{21р}}}\left(\frac{\pi_{2р}}{A_{2р}}\right)^{-\frac{1}{\alpha_{11р}+\alpha_{21р}}};\\ S^{o}_{1р}&=S^{o}_{ИП}-S^{o}_{п.р};\\ \alpha_{11р}+\alpha_{21р}&=\Delta_{р},\ \Delta_{11р}=-\Delta_{12р}=1; \end{aligned}\right\} \quad (9)$$

для магистрального ГВ

$$\left.\begin{aligned} S^{o}_{1м}&=\left(\frac{\pi_{1м}}{A_{1м}}\right)^{\frac{\Delta_{11м}}{\Delta_{м}}}\left(\frac{\pi_{2м}}{A_{2м}}\right)^{\frac{\Delta_{12м}}{\Delta_{м}}}\left(\frac{\pi_{3м}}{A_{3м}}\right)^{\frac{\Delta_{13м}}{\Delta_{м}}};\\ S^{o}_{п2м}&=\left(\frac{\pi_{1м}}{A_{1м}}\right)^{\frac{\Delta_{21м}}{\Delta_{м}}}\left(\frac{\pi_{2м}}{A_{2м}}\right)^{\frac{\Delta_{22м}}{\Delta_{м}}}\left(\frac{\pi_{3м}}{A_{3м}}\right)^{\frac{\Delta_{23м}}{\Delta_{м}}};\\ S^{o}_{п1м}&=S^{o}_{ИП}-S^{o}_{1м}-S^{o}_{п2м}. \end{aligned}\right\} \quad (10)$$

Здесь $\pi_{1р}$, $\pi_{2р}$, $\pi_{1м}$, $\pi_{2м}$, $\pi_{3м}$ — критерии подобия или коэффициенты соразмерности оптимальных соотношений приведенных затрат электроснабжения подрайонов, питающихся от ИП или ПГВ радиального и магистрального типов соответственно, а $\Delta_{р}$, $\Delta_{м}$ — определители систем уравнений (9), (10); $\Delta_{ij}=\Delta_{11р}$, $\Delta_{12р}$, $\Delta_{11м}$, $\Delta_{21м}$, $\Delta_{22м}$, $\Delta_{23м}$, $\Delta_{12м}$, $\Delta_{13м}$ — алгебраические дополнения к элементам $\alpha_{ij(р,м)}$ определителей $\Delta_{р}$, $L_{м}$.

Неоднократно отмечавшееся многообразие исходной информации, учитываемой моделями ЭСГ (1)–(7), обуславливает существование зон изменений A_i, α_{ij} и π_i, значения которых для выражения (3) представлены в табл. 2, а для выражения (5) — в табл. для рассмотренных соотношений $U_{ГВ}$ и $U_{ВЭ}$. Обосно ванное упрощение количественного анализа на основ этих данных достигается применением «средних мо делей», при которых в (3) и (5) используются сред ние значения π_{icp} и α_{ijcp} (см. табл. 4). Объем стать не позволяет изложить представляющую самостоятель ный интерес методику получения и использовани средних моделей систем ЭСГ, применяемую такж в [12]. В приложении 2 приведены основные этап применения данной методики в рассматриваемо задаче.

При анализе допустимости применения средни оптимизационных моделей возможные погрешност расчетов и реализаций суммарных приведенных за трат принимались равными 3%.

Конкретные количественные исследования выпол нялись при следующих исходных условиях:

напряжение внешнего электроснабжения $U_{ВЭ}=$ $=110-500$ кВ, глубоких вводов $U_{ГВ}=110-500$ кВ

Таблица

$U_{ВЭ}$, кВ	$U_{ГВ}$, кВ	$R_{г}$, км	$U_{СН}$, кВ	σ, МВт/км²	A_1, тыс·руб / МВ·А·год	A_2, 10^3 тыс. руб. / МВ·А·год	α_{11}	α_{21}
220	110	15	10	5—40	204—178	205—413	0,5	—1,2
			20	5—40	196—174	149—280	0,47	—1,125
110	110	15	10	5—40	230—218	112—253	0,45	—1,7
220	220	15	20	5—40	328—312	591—1388	0,45	—1,7

Примечание. Кабели ГВ—типа МВДТ.

Таблица

$U_{ВЭ}$, кВ	$U_{ГВ}$, кВ	$R_{г}$, км	$U_{СН}$, кВ	σ, МВт/км²	A_1, тыс. руб. / МВ·А·год	A_2, тыс. руб. / МВ·А·год	A_3, 10^4 тыс. руб. / МВ·А·год	α_{11}	α_{22}	α_{31}	α_{32}
500	220	15	20	10—40	13,3—11,5	68—66	570—740	1,08	0,8	—0,64	—0,537
		10	10	10—40	18,5—14,4	25,5—25,5	710—810	1,01	0,951	—0,64	—0,537
220	220	15	20	10—40	69—67	255—255	15—21	0,771	0,48	—0,588	—0,228
		10	10	10—40	64—57,6	204—204	13—18,4	0,771	0,48	—0,588	—0,228

Примечание. Кабели ГВ—типа МВДТ.

Таблица

$U_{ВЭ}$, кВ	$U_{ГВ}$, кВ	$R_{г}$, км	Значения коэффициентов соразмерности и показателей степени средних моделей									
			Радиальный ГВ				Магистральный ГВ					
			$\pi_{1р.ср}$	$\pi_{2р.ср}$	$\alpha_{11р.ср}$	$\alpha_{21р.ср}$	$\pi_{1м.ср}$	$\pi_{2м.ср}$	$\pi_{3м.ср}$	$\alpha_{11м.ср}$	$\alpha_{22м.ср}$	$\alpha_{31м.ср}$	$\alpha_{32м.ср}$
110	110	5—10	0,55	0,45	0,45	—0,55	—	—	—	—	—	—	—
220	110	5—10	0,575	0,425	0,45	—0,61	—	—	—	—	—	—	—
220	220	10—30	—	—	—	—	0,309	0,255	0,436	0,83	0,39	—0,588	—0,228
500	110—220	10—30	—	—	—	—	0,277	0,224	0,495	1,157	0,875	—0,642	—0,393
500	110—220	10—15	0,432	0,568	1,05	—0,8	—	—	—	—	—	—	—

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

распределительных сетей $U_{СН}=10$ и 20 кВ, $U_{ГВ}\leqslant U_{ВЭ}$;

мощности подстанций внешнего электроснабжения с открытыми распределительными устройствами на напряжениях $U_{ВЭ}$ и $U_{ГВ}$ (ИП города) принимались оптимальными, соответственно [11] и табл. 1;

подстанции глубокого ввода с закрытой установкой всего электрооборудования 110—500 кВ в том числе и с элегазовыми комплектными распределительными устройствами, распределительные ТП 6—20/0,38 кВ с трансформаторами 2×630 и 2×1000 кВ·А, загруженными в нормальных режимах на 80—90%; конструктивное выполнение ТП — аналогично единой серии ГПИ Гипрокоммунэнерго, КТП и КТПН;

линии электрических сетей внешнего электроснабжения — воздушные, глубоких вводов — кабельные с кабелями типов МВДТ, МССК естественного и форсированного режимов охлаждения, а также кабели с пластмассовой изоляцией; распределительные сети среднего напряжения — кабельные (кабели типов ААБ, АСБ с сечением жил 240 мм²);

распределительные сети среднего напряжения не имеют распределительных пунктов;

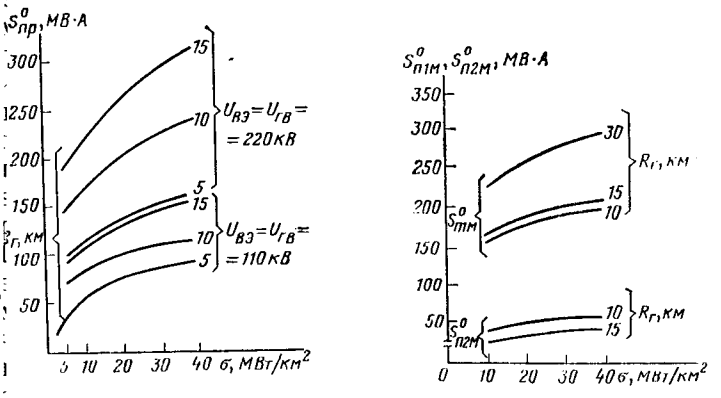


Рис. 3. Оптимальные мощности радиальных глубоких вводов при напряжениях сети внешнего электроснабжения 110 и 220 кВ

Рис. 4. Оптимальные мощности магистральных глубоких вводов 20 кВ, выполненных при напряжении сети внешнего электроснабжения (*П1М*, *П2М* — по рис. 1)

Рис. 5. Оптимальные мощности подстанций магистральных глубоких вводов 220 кВ при напряжении сети внешнего электроснабжения 500 кВ (*П1М*, *П2М* — по рис. 1, $R_Г$ — по рис. 2)

Рис. 6. Удельные приведенные затраты по радиальным магистральным глубоким вводам 220 кВ при напряжении внешнего электроснабжения 220 кВ (———) и 500 кВ (— — — —)

плотности электрических нагрузок по территории города 5—40 МВт/км², при наибольших нагрузках $\cos\varphi=0{,}9$—$0{,}95$;

число ТП, присоединенных к одной двухмагистральной линии среднего напряжения, равно 5—7;

продолжительность использования наибольших нагрузок потребителей электроэнергии 3000—5000 ч/год;

технические и технико-экономические показатели основного электрооборудования и сооружений ЭСГ, а также стоимости потерь электроэнергии определяются по [10 и 13]; стоимостные показатели ПГВ, линий ГВ и подстанций внешнего электроснабжения города корректировались по материалам институтов «Энергосетьпроект», «Мосэнергопроект» и ВНИИКП; перспективные стоимости кабельных линий и ТП 20 кВ принимались по [6];

радиусы идеализированной топологической модели территории города в виде круга 5—20 км.

Основные, имеющие в отечественных условиях наибольший практический интерес результаты оптимизации мощностей ПГВ, представлены на рис. 3—5 в зависимости от плотности электрической нагрузки и радиуса идеализированной топологической модели города.

Выводы о целесообразных напряжениях ГВ основываются на оптимальных значениях удельных приведенных затрат, тыс. руб./(МВ·А·год), при осуществлении электроснабжения районов с применением ГВ:

радиальных

$$З^{о}_{уд.р}=\frac{З^{о}_{п/р2}}{S^{о}_{п.р}}=\frac{З^{о}_{л.в}+З^{о}_{п.р}+З^{о}_{р.с\ (п/р2)}}{S^{о}_{п.р}}; \qquad (11)$$

магистральных

$$З^{о}_{уд.м}=\frac{З^{о}_{п/р2}+З^{о}_{п/р3}}{S^{о}_{п1м}+S^{о}_{п2м}}=$$

$$=\frac{З^{о}_{л.в}+З^{о}_{п1м}+З^{о}_{п2м}+З^{о}_{р.с\ (п/р2)}+З^{о}_{р.с\ (п/п3)}}{S^{о}_{п1м}+S^{о}_{п2м}}, \qquad (12)$$

где, помимо встречавшихся ранее обозначений, включаются $З^{о}_{л.в}$, $З^{о}_{п.р}$, $З^{о}_{п1м}$, $З^{о}_{п2м}$, $З^{о}_{р.с(п/р2)}$, $З^{о}_{р.с(п/р3)}$ — приведенные затраты соответственно по линиям ГВ, подстанциям ГВ и распределительным сетям среднего напряжения подрайонов электроснабжения; верхний индекс «о» у всех величин обозначает оптимальное значение, соответствующее минимуму функции (1) с учетом технических организаций.

Зависимости $З_{уд.р}$ и $З_{уд.м}$ для радиальных и магистральных ГВ в функции поверхностной плотности нагрузки и «радиуса» города приведены для некоторых основных случаев на рис. 6.

По материалам исследования могут быть сделаны следующие выводы. 1. Предложенная методика формирования технико-экономических моделей системы электроснабжения города в целом учитывает характеристики электрических сетей и опорных подстанций внешнего электроснабжения. На основе таких технико-экономических моделей, включающих источники питания города, глубокие вводы, а также распределительные сети, возможна оптимизация напряжений и мощностей радиальных и магистральных глубоких вводов.

2. В общем случае сооружение глубоких вводов независимо от их принципиальной схемы экономиче-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ски целесообразно при основном напряжении внешнего ЭСГ.

3. Выполнение глубоких вводов по радиальной схеме экономически оправдано при напряжении внешнего электроснабжения и глубокого ввода, равном 110 кВ при плотностях нагрузки 5 МВт/км² и более и «радиусе» города, меньшем 15 км; при тех же условиях выполнение глубокого ввода 220 кВ экономически целесообразно при нагрузках 20—25 МВт/км² и «радиусе» города, большем 10—15 км.

4. Выполнение глубоких вводов по магистральной схеме с двумя ПГВ экономически целесообразно при напряжении 220 кВ при плотностях нагрузок не менее 20—30 МВт/км² и «радиусе» города 15 км и более. Принципиальные решения об оптимальной стратегии развития структур радиальных и магистральных глубоких вводов могут быть отнесены и к системе номинальных напряжений 110—330—750 кВ, что подкрепляется и выводами [14].

5. Начальными условиями экономической целесообразности осуществления радиальных глубоких вводов 110 кВ являются (ориентировочно) плотности нагрузок 5 МВт/км² и более и «радиусы» города 5 км и более.

6. Полученные оптимальные значения мощностей подстанций радиальных и магистральных глубоких вводов учитывают мощности и номинальные напряжения опорных подстанций внешнего электроснабжения, средние плотности электрических нагрузок и размеры территории города; исследование подтвердило выводы [4 и 5] об экономической оправданности сооружения глубоких вводов большой мощности. Оптимальные мощности ПГВ, помимо плотности электрических нагрузок, существенно зависят от основного напряжения внешнего электроснабжения города.

Приложение 1. Коэффициенты γ_i в (1), учитывающие приведенные затраты по ИП района ЭСГ, условно отнесены к каждому из i подрайонов. Во всех случаях

$$\sum_{i=1}^{n} \gamma_i = 1. \qquad (П\text{-}1)$$

Для радиального ГВ $n=2$, $S_{ИПk} = S_{1р} + S_{2р} = S_{1р} + S_{п.р}$

$$\gamma_1 = \frac{S_{1р}}{S_{ИПk}} = \frac{S_{ИП} - S_{2р}}{S_{ИПk}}, \qquad (П\text{-}2)$$

$$\gamma_2 = \frac{S_{2р}}{S_{ИПk}} = \frac{S_{п.р}}{S_{ИПk}}. \qquad (П\text{-}3)$$

Для магистрального ГВ $n=3$, $S_{ИПk} = S_{1м} + S_{2м} + S_{3м} = S_{1м} + S_{п1м} + S_{п2м}$

$$\gamma_1 = \frac{S_{1м}}{S_{ИПk}}; \qquad (П\text{-}4)$$

$$\gamma_2 = \frac{S_{2м}}{S_{ИПk}} = \frac{S_{ИП} - S_{1м} - S_{3м}}{S_{ИПk}} = \frac{S_{ИП} - S_{1м} - S_{п2м}}{S_{ИПk}}; \qquad (П\text{-}5)$$

$$\gamma_3 = \frac{S_{3м}}{S_{ИПk}} = \frac{S_{п2м}}{S_{ИПk}}. \qquad (П\text{-}6)$$

Значения $S_{ИПk}$, $S_{1р}$, $S_{2р}$, $S_{1м}$, $S_{2м}$, $S_{3м}$ указаны в тексте статьи.

Приложение 2. Основные положения применения средних математических моделей систем ЭСГ.

Средняя модель системы электроснабжения района города (7) в критериальной форме записывается в виде

$$\underset{*}{З}_{р.ср} = \sum_{i=1}^{n} \pi_{i\,ср} \prod_{j=1}^{n-1} \underset{*}{S}_j^{\alpha_{ij\,ср}}, \qquad (П\text{-}7)$$

где $\underset{*}{З}_{р.ср}$ выражены в относительных единицах по отношению к оптимальным затратам, минимально возможным с учетом рассматриваемых ограничений; $\underset{*}{S}_j = S_j / S^o_j$ — наибольшая суммарная нагрузка соответствующего подрайона в относительных единицах при оптимальных значениях S^o_j.

Значения

$$\alpha_{ij\,ср} = 0{,}5(\alpha_{ij\,min} + \alpha_{ij\,max}) \qquad (П\text{-}8)$$

и

$$\pi_{i\,ср} = \frac{\Delta_{ij\,ср}}{\Delta_{ср}}, \qquad (П\text{-}9)$$

где $\alpha_{ij\,min}$, $\alpha_{ij\,max}$ — показатели степени крайних моделей рассматриваемой ЭСГ, охватывающие все ее оптимальные реализации на основе (7) для всего диапазона исходной информации по ЭСГ и городу; $\Delta_{ij\,ср}$ — алгебраическое дополнение к элементам $\alpha_{ij\,ср}$ определителя $\Delta_{ср}$.

Крайние модели соответствуют

$$\underset{*}{З}_{р\,min} = \sum_{i=1}^{n} \pi'_i \prod_{j=1}^{n-1} \underset{*}{S}_j^{\alpha'_{ij}} \qquad (П\text{-}10)$$

$$\underset{*}{З}_{р\,max} = \sum_{i=1}^{n} \pi''_i \prod_{j=1}^{n-1} \underset{*}{S}_j^{\alpha''_{ij}}, \qquad (П\text{-}11)$$

первая из которых определяет минимальное, а вторая — максимальное значения рассматриваемой функции.

Отклонения $З_р$ определяются по средней модели (П-7) сравнительно с крайними (П-10) и (П-11):

$$\Delta' = 1 - \underset{*}{З}_{р\,min}; \qquad \Delta'' = \underset{*}{З}_{р\,max} - 1,$$

которые сравниваются с допустимыми погрешностями оптимизационного анализа ($\varepsilon_{доп} = 3\%$). Если Δ', $\Delta'' \leqslant \underset{*}{\varepsilon}_{доп}$, то расчеты по (П-7) могут считаться достоверными.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Иохвидов Э. С., Сербиновский Г. В.** О глубоких вводах высокого напряжения. — Электричество, 1953, № 9.

2. **Фурсов С. П.** Глубокий ввод высокого напряжения. — Кишинев: Изд. АН МССР, 1970.

3. **Козлов В. А.** Электроснабжение городов. — Л.: Энергоиздат Ленингр. отд-ние, 1977.

4. **Оптимальные** параметры систем глубоких вводов в города/ Ю. Н. Астахов, А. А. Глазунов, В. А. Туфанов и др. — В кн.: Опыт проектирования систем электроснабжения городов. — Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1973.

5. **Глазунов А. А., Мрзел Ю. Л., Круглова Т. А.** Комплексная оптимизация основных параметров глубокого ввода высокого напряжения в городе. — Электричество, 1977, № 4.

6. **Гордиевский И. Г., Лордкипанидзе В. Д.** Оптимизация параметров электрических сетей. — М.: Энергия, 1978.

7. **Фришберг Р. М., Шапиро И. М.** Выбор параметров городских подстанций 110/10 кВ в Югославии. — Энергохозяйство за рубежом. 1980, № 2.

8. **Электрические** системы. Кибернетика электрических систем/ Под ред. В. А. Веникова. — М.: Высшая школа, 1974.

9. **Критериальный** анализ иерархической структуры систем электроснабжения городов/ Ю. Н. Астахов, В. А. Веников, А. А. Глазунов, Ю. Л. Мрзел. — Труды МЭИ, 1975, вып. 242.

10. **Указания** по проектированию городских электрических сетей. ВСН 97—75—М.: Изд. Информэнерго, 1976.

11. **Глазунов А. А., Кузнецова Т. А., Федосеев А. А.** Оптимизация мощности понижающих подстанций — источников питания системы электроснабжения города. — Труды МЭИ, 1978, вып. 486.

12. **Зуев Э. Н., Давыдов А. Е., Федосеев А. А.** К вопросу о выборе оптимальной конструкции теплоизоляционной оболочки сверхпроводящего кабеля. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1978, № 6.

13. **Справочник** по проектированию электроэнергетических систем. Под ред. С. С. Рокотяна и И. М. Шапиро. — М.: Энергоатомиздат, 1977.

14. **Оптимизация** параметров схем глубоких вводов высокого напряжения в крупные города методами критериального программирования/ Ю. Н. Астахов, А. А. Глазунов, В. А. Туфанов и др. — Труды МЭИ, 1972, вып. 133.

[30.06

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 621.316.925

Особенности релейной защиты с дискретными трансформаторами тока и напряжения

АРЦИШЕВСКИЙ Я. Л., КАЗАНСКИЙ В. Е.

Московский энергетический институт

В электроэнергетических системах релейная защита от коротких замыканий реагирует на интегральные функции первичных токов и напряжений защищаемых элементов. В большинстве случаев это действующие значения и углы сдвига фаз первичных токов и напряжений и их соотношения.

Трансформаторы тока и напряжения, применяемые в настоящее время для присоединения устройств релейной защиты (УРЗ) к защищаемым элементам, являются масштабными измерительными преобразователями мгновенных токов и напряжений. Поэтому операции интегрирования токов и напряжений входят в состав алгоритма функционирования собственно УРЗ и реализуются в измерительных частях УРЗ [1].

Дискретные трансформаторы тока и напряжения [2 и 3] принципиально отличаются от обычных тем, что у них алгоритмы функционирования предусматривают интегрирование первичных токов и напряжений. Применение их обеспечивает возможность упростить алгоритмы функционирования УРЗ за счет исключения операций интегрирования токов и напряжений и придать релейной защите в целом ряд новых положительных качеств: приблизить сколь угодно близко к единице коэффициент возврата, строго регламентировать время возврата защиты, исключить возможность неправильного срабатывания защиты минимального напряжения или дистанционной защиты при обрыве в цепях напряжения, строить УРЗ на основе стандартных логических элементов, свести к минимуму номенклатуру реле защиты и т. д.

Дискретный трансформатор тока (ДТТ) состоит из аналогового измерительного преобразователя тока (АИПТ) и электронного аналого-дискретного преобразователя-усилителя (АДП).

При помощи АИПТ формируется аналоговый сигнал, у которого мгновенное напряжение U пропорционально первой производной первичного тока ДТТ. В отличие от обычных трансформаторов тока первичным током дискретного трансформатора называется та составляющая тока защищаемого элемента, на которую должна реагировать защита. В большинстве случаев это либо разность токов двух фаз, либо ток нулевой (обратной) последовательности. Таким образом, операция фильтрации тока защищаемого элемента и выделение той составляющей, на которую должна реагировать защита, входит в состав алгоритма функционирования АИПТ.

Потребление АДП весьма мало. Поэтому в АИПТ могут использоваться любые известные, даже самые маломощные первичные измерительные преобразователи тока: не только трансформаторы тока с промежуточными трансреакторами или первичные трансреакторы, но также оптико-электронные трансформаторы с аналоговым выходом или магнитные трансформаторы тока (МТТ) [2]. Вариант с МТТ требует наименьших капиталовложений, но при его использовании необходимо учитывать чувствительность к магнитным помехам, создаваемым токами других фаз и токами в земле. В статье рассматривается вариант ДТТ на базе МТТ, как наиболее сложный, и вместе с тем, наиболее дешевый. При этом не исключается возможность замены МТТ на другие первичные измерительные преобразователи тока без изменения параметров электронных блоков или собственно УРЗ.

При помощи АДП формируются выходные многоимпульсные сигналы измерительной информации ДТТ. В настоящее время разработаны одноперiодные ДТТ, у которых сигналы следуют с частотой первичного тока (50 сигналов в секунду). Каждый сигнал представляет собой последовательность из N_I импульсов, причем положение заданного фронта каждого сигнала на оси времени отображает фазу первичного тока, а число импульсов первичного тока I_1 в соответствии с формулой

$$N_I = a \ln (I_1/I_{\min}) + \Delta N_I. \qquad (1)$$

Здесь a — постоянный коэффициент, зависящий только от свойств АДП; $I_{\min}$ — постоянный коэффициент, зависящий от совокупности свойств АДП и АИПТ; ΔN_I — случайная величина, не превышающая ± 1, обусловленная тем, что N_I — всегда целое число, а также особенностями формирования многоимпульсных сигналов [3].

Алгоритм функционирования АДП в составе ДТТ предусматривает три этапа измерительных преобразований [2 и 4].

На первом этапе входное напряжение АДП интегрируется на интервалах времени, равных положительным полупериодам этого напряжения. В конце каждого положительного полупериода формируется сигнал, отображающий площадку S_2, ограниченную вольт-секундной характеристикой на этом полупериоде входного напряжения, пропорциональную I_1.

На втором этапе во время отрицательных полупериодов входного напряжения формируются практически прямоугольные одноимпульсные сигналы. Задние фронты этих сигналов отстают на 0,009 с от начал отрицательных полупериодов входного напряжения и таким образом несут информацию о фазе первичного тока. Длительности таких сигналов τ_I являются логарифмическими функциями S_2 предыдущих положительных полупериодов или величины I_1 в соответствии с формулой

$$\tau_I = T \ln (I_1/I_{\min}), \qquad (2)$$

где T — постоянный коэффициент, зависящий только от параметров АДП.

На третьем этапе формируются выходные числоимпульсные сигналы путем заполнения временных интервалов τ_I импульсами постоянной частоты f_n. Поэтому входящий в (1) коэффициент

$$a = T f_n.$$

Верхний предел рабочего диапазона ДТТ $I_{\max} \approx \approx 100 I_{\min}$. Ему соответствует максимальная длительность сигнала $\tau_I \approx 0{,}009$ с. Поэтому $T \approx 0{,}002$ с, а значение коэффициента a зависит от частоты заполняющих импульсов f_n. При $f_n = 20$ кГц $a \approx 40$, и погреш-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ность ДТТ, обусловленная случайной величиной ΔN_1, не превышает 2,5%.

В состав АДП входят три основных блока: интегратор (ИНТ), время-импульсный преобразователь (ВИП), формирующий одноимпульсные сигналы, и число-импульсный преобразователь (ЧИП), формирующий многоимпульсные сигналы.

Аналоговые сигналы АИПТ весьма маломощные, поэтому очень чувствительны к электрическим помехам в соединительных проводах между АИПТ и АДП. Для обеспечения минимального уровня этих помех и для облегчения передачи измерительной информации от ДТТ к УРЗ АДП разделен на две части: передающую АДПД и приемную АДПП. Передающая часть конструктивно объединена с одним из магнитных трансформаторов тока. Она включает ИНТ и ВИП и формирует одноимпульсные сигналы, которые по тому или иному каналу связи передаются к приемной части, включающей ЧИП и установленной вблизи УРЗ.

Одноимпульсные сигналы могут передаваться в сравнительно узкой полосе частот (порядка 40 кГц) и допускают значительные изменения затухания в канале связи. Для их передачи пригодны простейшие проводные каналы связи, в частности, образованные жилами обычных контрольных или телефонных кабелей, а также волоконно-оптические линии связи.

Дискретный трансформатор напряжения ДТН состоит из аналогового измерительного преобразователя напряжения АИПН и электронного аналого-дискретного преобразователя-усилителя АДП.

В настоящее время функции АИПН выполняет группа обычных трансформаторов напряжения с соответствующей схемой соединения. При этом на входе АДПД формируется аналоговый сигнал, у которого мгновенное напряжение U_2 пропорционально мгновенному первичному напряжению АИПН.

Структура АДП в составе ДТИ аналогична АДП в составе ДТТ. Разница только в том, что ВИП формирует одноимпульсные сигналы, у которых передние фронты совпадают с началами отрицательных полупериодов входного напряжения (т. е. несут информацию о фазе первичного напряжения), а длительности τ_U являются обратнологарифмическими функциями S_2 и первичного напряжения U_1:

$$\tau_U = T \ln (U_{\max}/U_1). \qquad (3)$$

Поэтому у многоимпульсных сигналов ДТП в отличие от ДТТ фазу первичного напряжения отображают положения передних фронтов на оси времени, а числа импульсов N_U являются обратно-логарифмическими функциями действующего значения первичного напряжения U_1:

$$N_U = a \ln (U_{\max}/U_1) + \Delta N_U. \qquad (4)$$

Здесь $U_{\max}$ — постоянный коэффициент, зависящий от свойств АДП и АИПН; ΔN_U — случайная величина, изменяющаяся в пределах ± 1.

При формировании многоимпульсных сигналов ДТН используется тот же генератор заполняющих импульсов, что и в ДТТ, а коэффициенты a в (1) и (4) имеют одинаковые значения.

Конструкция АДП в составе ДТН отличается от конструкции АДП в составе ДТТ тем, что у него ИНТ, ВИП и ЧИП заключены в общий кожух и установлены вблизи УРЗ.

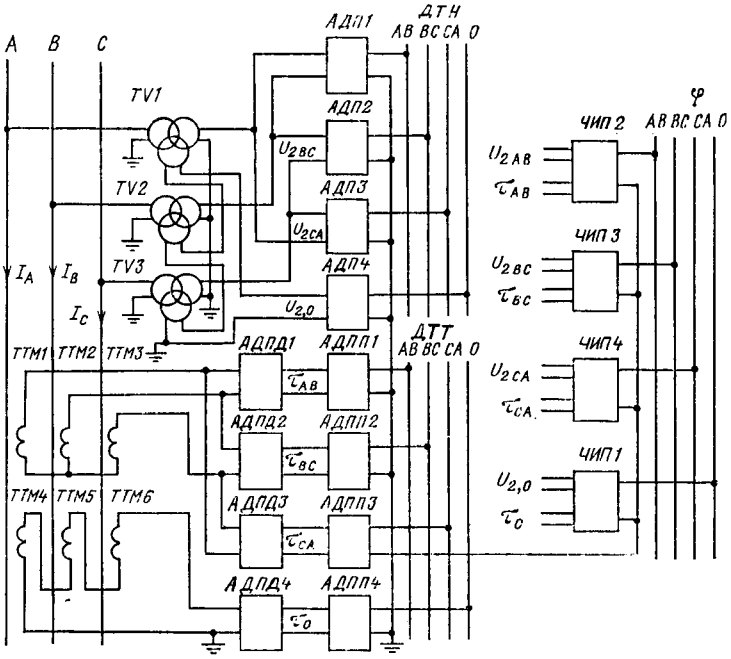


Рис. 1. Функциональная схема комплекта дискретных трансформаторов тока и напряжения для релейной защиты трехфазной линии напряжением 110—220 кВ

Функциональная схема комплекта измерительных трансформаторов для релейной защиты трехфазной линии 110—220 кВ приведена на рис. 1. Здесь показаны четыре ДТН, предназначенные для измерения трех междуфазных напряжений $\dot{U}_{AB}$, $\dot{U}_{BC}$ и $\dot{U}_{CA}$ напряжения нулевой последовательности. У всех этих ДТП для формирования аналоговых сигналов на входах АДП используется общая группа из трех однофазных трансформаторов напряжения обычного исполнения с двумя вторичными обмотками *TV1*, *TV2*, *TV3*, например, трансформаторы напряжения типа НКФ.

Напряжения на входах *АДП1—АДП4* пропорциональны $\dot{U}_{AB}$, $\dot{U}_{BC}$, $\dot{U}_{CA}$ и $\dot{U}_0$, следовательно, многоимпульсные сигналы на шинках ДТН AB, BC, CA, 0 также отображают междуфазные напряжения и напряжение нулевой последовательности соответственно. Три ДТТ комплекта предназначены для измерения разностей фазных токов I_{AB}, I_{BC}, I_{CA}. У всех трех трансформаторов для формирования аналоговых сигналов на входах *АДПД1—АДПД3* используется группа из магнитных трансформаторов тока *TTM1—TTM3*, соединенных в звезду. Каждый из *TTM* установлен под проводом одной из фаз и вместе с этим проводом образует фазный магнитный измерительный преобразователь тока. При этом на входе *АДПД* напряжение пропорционально производной тока i_A, а многоимпульсные сигналы выхода *АДПП1* и шинке *ДТТ AB* отображают $\dot{I}_{AB}$. Аналогично напряжения на входах *АДПД2* и *АДПД3* пропорциональны производным токов i_{BC} и i_{CA}, а многоимпульсные сигналы на выходах *АДПП2—АДПП3* и на шинках *ДТТ BC* и *CA* отображают $\dot{I}_{BC}$ и $\dot{I}_{CA}$.

В дискретном трансформаторе тока нулевой последовательности АИПТ предстовляет собой магнитный фильтр тока нулевой последовательности [2], состоящий из трех магнитных трансформаторов тока *TTM4—TTM6*, соединенных в разомкнутый треугол

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ник. При этом напряжение на входе *АДПД4* пропорционально первой производной тока нулевой последовательности, а многоимпульсные сигналы на выходе *АДПД4* и на шинке *ДТТ О* отображают I_0.

Управляемые число-импульсные преобразователи на рис. 1 презназначены для отображения углов сдвига фаз одноименных токов и напряжений. Так, на *ЧИП1* подаются одноимпульсные сигналы *АДПД4* и вторичное напряжение нулевой последовательности U_{20}, а он формирует на шинке $\varphi 0$ многоимпульсные сигналы, отображающие угол сдвига фаз φ_0 тока и напряжения нулевой последовательности.

Преобразователь *ЧИП2* получает одноимпульсные сигналы управления *АДПД1* и $\dot{U}_{AB}$ и формирует на шинке φ_1 *АВ* многоимпульсные сигналы, отображающие угол сдвига фаз φ_{AB} между напряжением $\dot{U}_{AB}$ и током $\dot{I}_{AB}$. Аналогично, при помощи *ЧИП3* и *ЧИП4* на шинках φ, ВС и СА формируются многоимпульсные сигналы, отображающие углы сдвига фаз φ_{BC} и φ_{CA}.

Измерительные части релейных линий получают многоимпульсные сигналы от соответствующих шинок. В измерительной части любой релейной защиты вместо измерительных используется одно и то же реле, у которого воздействующей величиной является напряжение многоимпульсного сигнала, а характеристической величиной — число импульсов в сигнале. Назовем такое реле «реле числа импульсов» (РЧИ). Реле срабатывает, если число импульсов в сигнале равно или более N_y — уставки РЧИ. Этой уставке соответствует определенное значение первичного параметра срабатывания защиты — уставки защиты.

При реализации токовой защиты от коротких замыканий РЧИ питаются от шинок соответствующих ДТТ. Уставка токовой защиты I_y определяется из (1) при $N_I=N_y$, $I_1=I_y$, $\Delta N_I=0$. При этом ΔN_I вносит неопределенность в поведение защиты, которая снижается по мере увеличения коэффициента a. Увеличивая a, можно свести неопределенность к сколь угодно малой величине.

Нетрудно показать, что случайное изменение первичного тока срабатывания, вызванное ΔN_1, не превышает $\Delta N_I/a$ уставки.

Реле числа импульсов анализирует каждый многоимпульсный сигнал в отдельности. Если число импульсов в сигнале $N_I \geqslant N_y$, то РЧИ срабатывает как только текущее значение числа импульсов N_i становится равным N_y. Однако перед приходом следующего сигнала РЧИ возвращается в начальное состояние, а затем снова срабатывает, если у нового сигнала $N \geqslant N_y$. Если же у нового сигнала число импульсов равно или меньше N_y-1, то реле снова не срабатывает. В [3] показано, что при испытаниях токовой защиты с ДТТ и медленном увеличении первичного тока до хотя бы однократного срабатывания РЧИ оказывается зафиксированным ток возврата защиты $I_{в.з}$, а не ток срабатывания, как это имело место для токовой защиты в обычном исполнении. Ток срабатывания токовой защиты $I_{с.з}$ с ДТТ фиксируется при медленном уменьшении первичного тока хотя бы однократного несрабатывания РЧИ.

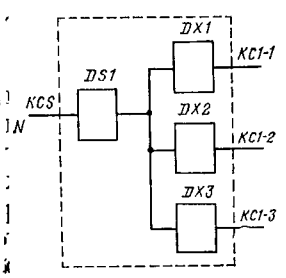


Рис. 2. Структура трехступенчатого реле числа импульсов

Коэффициент возврата токовой защиты при этом

$$K_в=I_{в.з}/I_{с.з}=e^{-1/a}.$$

В защите минимального напряжения РЧИ питается от соответствующих шинок ДТН. К числу особенностей этой защиты относится то, что она неправильно не срабатывает при обрыве цепи напряжения, поскольку при этом N_U снижается. Коэффициент возврата минимальной защиты

$$K_в=e^{+1/a}.$$

За счет увеличения коэффициента a можно получить коэффициент несрабатывания, сколь угодно близкий к единице. В [3] показано, что, применяя ударное возбуждение при формировании многоимпульсных сигналов, коэффициент возврата можно сделать равным 1 при любом значении a.

При реализации направленной защиты РЧИ подключают к соответствующим шинкам φ.

При реализации дистанционной защиты каждое РЧИ подключают одновременно к шинкам соответствующих ДТТ и ДТН таким образом, что оно реагирует на сумму импульсов $N_z=N_I+N_U$. При этом уставка дистанционной защиты z_y определяется из следующего выражения:

$$N_z=N_y=a \ln (z_{max}/z_y)+\Delta N_I+\Delta N_U;$$

$$z_{max}=U_{max}/I_{min}.$$

Коэффициент возврата дистанционной защиты $K_в=e^{+3/a}$. Поскольку при обрыве в цепи напряжения суммарное число импульсов снижается, данная дистанционная защита, в отличие от защиты с обычными измерительными трансформаторами, не срабатывает неправильно при обрыве в цепи напряжения. Но она и не выводится полностью, а превращается в токовую защиту с большой уставкой.

В состав РЧИ входит счетчик числа импульсов в сигнале и логический пороговый элемент, который срабатывает, когда число импульсов в сигнале становится равным N_y. При этом в многоступенчатых защитах вместо нескольких РЧИ можно применять одно многоступенчатое РЧИ.

На рис. 2 приведена схема трехступенчатого реле числа импульсов. В состав этого реле входят счетчик числа импульсов в сигнале *DS1* и три пороговых логических элемента (конъюнктора) *DX1*, *DX2*, *DX3*. Реле имеет один счетный вход *KCS* и три импульсных выхода *KC1—1*, *KC1—2*, *KC1—3*.

На вход *KCS*, являющийся одновременно и входом счетчика, поступают многоимпульсные сигналы, каждый из которых состоит из N импульсов и отображает либо первичный ток, либо первичное напряжние, либо угол сдвига фаз, либо сопротивление и т. д.

Перед каждым сигналом счетчик автоматически приводится в исходное состояние. С приходом очередного сигнала начинается счет импульсов. При этом выходной сигнал счетчика отображает текущее число импульсов N_i, которое по мере поступления входного сигнала принимает значения от 1 до N.

После окончания входного сигнала выходной сигнал счетчика некоторое время отображает число $N_i=N$; затем счетчик устанавливается в исходное состояние ($N_i=0$), а с приходом нового многоимпульсного сигнала опять начинает счет импульсов.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Выходные сигналы счетчика, отображающие числа N_i, поступают на входы всех пороговых элементов. Элемент *DX1* срабатывает в момент, когда текущее число импульсов в сигнале N_i становится равным уставке первой ступени N_{y1}. При этом на выходе первой ступени реле *KC1—1* формируется импульсный выходной сигнал первой ступени, равный выходному сигналу сработавшего *DX1*.

Элемент *DX2* срабатывает в момент, когда N_i становится равным уставке второй ступени N_{y2}. При этом на выходе второй ступени реле *KC1—2* формируется выходной сигнал второй ступени.

Элемент *DX3* срабатывает, когда N_i становится равным уставке третьей ступени реле N_{y3}. При этом формируется сигнал третьей ступени на выходе *KC1—3*.

Если $N_{y1}<N_{y2}<N_{y3}$, то реле не срабатывает при $N<N_{y1}$. Если $N\geqslant N_{y3}$, то во время каждого многоимпульсного сигнала последовательно во времени сначала срабатывает первая ступень, затем вторая, затем третья.

За счет увеличения пороговых элементов, количество ступеней у реле может быть увеличено до числа, равного максимальному числу импульсов, на которое рассчитан счетчик. В зависимости от схемы включения РЧИ каждая ступень реле соответствует отдельной ступени токовой, дистанционной или иной защиты. При этом одно n-ступенчатое РЧИ выполняет те же функции, что n отдельных реле тока, напряжения или сопротивления в релейной защите с обычными измерительными трансформаторами.

Стабильность уставки защиты, т. е. значений I_y, U_y или z_y, зависит от стабильности коэффициентов a, I_{min} или U_{max}, а также от стабильности уставки реле N_y. Нестабильность уставки реле проявляется в том, что оно срабатывает не при заданном числе импульсов N_y, а при числе импульсов, равном $N_y+\Delta N$. Из-за этого уставка защиты изменяется на $\Delta_к$%. В зависимости от типа защиты значение $\Delta_к$ может быть определено из следующих уравнений:
для максимальной токовой защиты

$$N_y+\Delta N=a\ln\left(I_y(1+\Delta_к/100)/I_{min}\right);$$

для защиты минимального напряжения

$$N_y+\Delta N=a\ln\left(U_{max}/(U_y(1+\Delta_к/100))\right);$$

для дистанционной защиты

$$N_y+\Delta N=a\ln\left(z_{max}/z_y(1+\Delta_к/100)\right).$$

При $\Delta_к\ll 100\%$ справедливо

$$\Delta_к\approx\frac{\Delta N}{a}\,100\%.$$

Таким образом, вызванная нестабильностью реле нестабильность уставки защиты зависит от коэффициента a, значение которого определяется только параметрами АДП.

Значение a зависит от параметров ВИП и ЧИП. Для принятых допущений изменение значения a на X% вызывает изменение уставки защиты тоже на X%. Отсюда следуют требования к стабильности параметров f_n, T и T_i. Применяя кварцованные генераторы импульсов заполняющей частоты, причем общие для ряда АДП, представляется возможным обеспечить вероятностные изменения частоты не более 0,1%, что значительно ниже допустимой погрешности ДТТ или ДТН. Существенно труднее обеспечить высокую стабильность T_i, поскольку он зависит от параметров ВИП, который должен работать на открытом воздухе (на подстанции).

Численные значения U_{max} и I_{min} зависят от параметров интеграторов и первичных аналоговых преобразователей. Изменение U_{max} или I_{min} на X% вызывает изменение уставки защиты тоже на X%. Составляющая X% определяется погрешностями измерительных преобразователей. При расчете X% для ДТП и ДТТ учитываются погрешности обычных измерительных трансформаторов.

При расположении трех магнитных трансформаторов тока на подстанции под контролируемой (защищаемой) линией один из них вместе с проводом фазы A образует магнитный измерительный преобразователь тока (МИПТ) фазы A. Его первичным током является ток $\dot I_A$ фазы A, а его э. д. с. взаимоиндукции без учета магнитных помех однозначно связана с первичным током:

$$\dot E_A=jM_{иA}\dot I_A\omega,$$

где $M_{иA}$ — взаимная индуктивность ТТМ и провода фазы A; ω — круговая частота.

Второй ТТМ вместе с проводом фазы B образует МИПТ этой фазы. Его первичный ток, равный току фазы $B\dot I_B$, и э. д. с. взаимоиндукции без учета магнитных помех связаны соотношением

$$\dot E_B=jM_{иB}\dot I_B\omega,$$

где $M_{иB}$ — взаимная индуктивность ТТМ и провода фазы B.

Аналогично для третьего ТТМ, расположенного под проводом фазы C:

$$\dot E_C=jM_{иC}\dot I_C\omega.$$

Все ТТМ одинаковы и установлены так, что

$$M_{иA}=M_{иB}=M_{иC}=M_и.$$

При этом у каждого ТТМ при холостом ходе потокосцепление обмотки без учета магнитных помех

$$\psi_0=M_и\dot I_ф,$$

где $\dot I_ф$ — ток контролируемой фазы.

В действительности, каждый ТТМ индуктивно связан не только с проводом данной фазы, но по меньшей мере, с проводом двух других фаз и с воображаемым проводом t, в котором сосредоточен ток в земле $\dot I_t$. Токи в этих проводах называются «мешающими» токами данного ТТМ, а создаваемые ими составляющие потокосцепления обмотки ТТМ — магнитными помехами.

Практически МИПТ представляет собой линейную систему. Потокосцепление холостого хода обмотки ТТМ с учетом магнитных помех

$$\psi_0=M_и\dot I_ф+M_{п1}\dot I_{п1}+M_{п2}\dot I_{п2}+M_{пt}\dot I_t=M_п(\dot I_ф+\dot I_{п.ф}),$$

где $\dot I_{п1}$, $M_{п1}$ — мешающий ток одной из фаз и взаимная индуктивность провода данной фазы и обмотки ТТМ; $\dot I_{п2}$, $M_{п2}$ — мешающий ток другой фазы и взаимная индуктивность провода данной фазы и обмотки ТТМ; $M_{пt}$ — взаимная индуктивность обмотки МТТ воображаемого провода t; $\dot I_{пф}$ — эквивалентный «мешающий» ток фазного МИПТ, который создает такую же магнитную помеху, как все «мешающие» токи вместе взятые.

В релейной защите, реагирующей на фазные токи, применяются фазные ДТТ с фазными МИПТ. При этом защита фактически реагирует не на ток $\dot I_ф$, а на $\dot I_ф+\dot I_{п.ф}$; а поскольку уставки реле защиты выбирают

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ся без учета магнитных помех, то комплексная погрешность фазного ДТТ из-за магнитных помех

$$\underline{\Delta}_{\text{п.ф}}=100\,\dot{I}_{\text{п.ф}}/I_{\text{ф}}.$$

Эквивалентный «мешающий» ток МИПТ фазы A

$$\dot{I}_{\text{п}A}=(M_{AB}\dot{I}_B+M_{AC}\dot{I}_C+M_{At}\dot{I}_t)/M_{\text{и}A},$$

где M_{AB}, M_{AC}, M_{At} — взаимные индуктивности ТТМ, расположенного под фазой A, проводов фаз B, C и провода с током в земле.

Аналогично для двух других МИПТ

$$\dot{I}_{\text{п}B}=(M_{BA}\dot{I}_A+M_{BC}\dot{I}_C+M_{Bt}\dot{I}_t)/M_{\text{и}B},$$

где M_{BA}, M_{BC}, M_{Bt} — взаимные индуктивности ТТМ под фазой B, проводов фаз A, C и провода в земле t;

$$\dot{I}_{\text{п}C}=(M_{CA}\dot{I}_A+M_{CB}\dot{I}_B+M_{Ct}\dot{I}_t)/M_{\text{и}C},$$

где M_{CA}, M_{CB}, M_{Ct} — взаимные индуктивности обмотки ТТМ под фазой C и проводов фаз A, B и провода в земле t.

Эти значения эквивалентных мешающих токов и следует учитывать при определении погрешности фазного ДТТ из-за магнитных помех.

Если все ТТМ одинаковы, то при установке их под проводами фаз

$$M_{AB}=M_{BA}=M_{BC}=M_{CB}=M_{\text{п}1}=K_{\text{п}1}M_{\text{и}};$$
$$M_{AC}=M_{CA}=M_{\text{п}2}=K_{\text{п}2}M_{\text{и}};$$
$$M_{At}=K_{\text{п}At}M_{\text{и}};$$
$$M_{Bt}=K_{\text{п}Bt}M_{\text{и}};$$
$$M_{Ct}=K_{\text{п}Ct}M_{\text{и}},$$

где $K_{\text{п}1}$ и $K_{\text{п}2}$ — коэффициенты магнитной помехи от токов ближней и дальней фаз; $K_{\text{п}At}$, $K_{\text{п}Bt}$, $K_{\text{п}Ct}$ — коэффициенты магнитных помех от тока в земле у ТТМ фаз A, B и C.

Если токи I_A, I_B, I_C, I_t заданы, то у фазных ДТТ погрешности из-за магнитных помех зависят от коэффициентов магнитных помех. Значения этих коэффициентов определяются также конструкцией ТТМ и установкой на подстанции.

В дискретных трансформаторах тока для релейной защиты, реагирующей на разности фазных токов, применяются междуфазные МИПТ. Каждый междуфазный МИПТ состоит из двух фазных МИПТ с встречно-последовательно соединенными обмотками. Так, в ДТТ для фаз AB первичный ток $\dot{I}_{AB}=\dot{I}_A-\dot{I}_B$, а МИПТ содержит соответствующие МИПТ в фазах A и B, причем э. д. с. холостого хода МИПТ

$$\dot{E}_{AB}=\dot{E}_A-\dot{E}_B=j\omega M_{\text{и}}(1-K_{\text{п}1})\,(\dot{I}_{AB}-\dot{I}_{\text{п}AB}).$$

Здесь $\dot{I}_{\text{п}AB}$ — эквивалентный мешающий ток междуфазного МИПТ;

$$\dot{I}_{\text{п}AB}=[(K_{\text{п}2}-K_{\text{п}1})\dot{I}_0+(K_{\text{п}At}-K_{\text{п}Bt})\dot{I}_t]/(1-K_{\text{п}1}).$$

Комплексная погрешность из-за магнитных помех у такого ДТТ

$$\underline{\Delta}_{\text{п}\,AB}=100\dot{I}_{\text{п}\,AB}/\dot{I}_{AB}.$$

Для ДТТ фаз B и C имеем:

$$\dot{I}_{BC}=\dot{I}_B-\dot{I}_C;$$
$$\dot{I}_{\text{п}BC}=[(K_{\text{п}1}-K_{\text{п}2})\dot{I}_A+(K_{\text{п}Bt}-K_{\text{п}Ct})\dot{I}_t]/(1-K_{\text{п}1});$$
$$\underline{\Delta}_{\text{п}\,BC}=100\dot{I}_{\text{п}\,BC}/\dot{I}_{BC}.$$

Аналогично для фаз C и A:

$$\dot{I}_{CA}=\dot{I}_C-\dot{I}_A;$$
$$\dot{I}_{\text{п}CA}=(K_{\text{п}Ct}-K_{\text{п}At})\dot{I}_t/(1-K_{\text{п}1});$$
$$\underline{\Delta}_{\text{п}\,CA}=100\dot{I}_{\text{п}\,CA}/\dot{I}_{CA}.$$

Таким образом, если $K_{\text{п}At}=K_{\text{п}Bt}=K_{\text{п}Ct}$, то у ДТТ разности токов фаз C и A погрешность из-за магнитных помех вообще отсутствует, а у других ДТТ она меньше, чем у фазных ДТТ.

Первичный ток ДТТ нулевой последовательности равен току нулевой последовательности линии

$$\dot{I}_0=(\dot{I}_A+\dot{I}_B+\dot{I}_0)/3.$$

Его э. д. с. пропорциональна сумме потокосцеплений отдельных ТТМ. Если все ТТМ одинаковые и установлены под проводами фаз линии, то эквивалентный мешающий ток

$$\dot{I}_{\text{п}0}=[(K_{\text{п}1}-K_{\text{п}2})\dot{I}_B+(K_{\text{п}At}+K_{\text{п}Bt}+K_{\text{п}Ct})]/3(1+K_{\text{п}1}+K_{\text{п}2}).$$

Комплексная погрешность ДТТ нулевой последовательности из-за магнитных помех

$$\underline{\Delta}_{\text{п}0}=100\dot{I}_{\text{п}0}/\dot{I}_0.$$

Таким образом, погрешности создают магнитные помехи от тока фазы B и от тока в земле.

В [2] показано, как можно исключить влияние магнитной помехи от тока фазы B. Если при этом $K_{\text{п}At}=K_{\text{п}Bt}=K_{\text{п}Ct}$, то ток в земле создает погрешности, не большие, чем у фазного ДТТ.

Следует отметить, что на подстанции ток $\dot{I}_t$ сосредоточен в полосах заземляющего устройства. Поэтому численные значения коэффициентов помех от тока в земле зависят от расположения ТТМ относительно полос заземляющего устройства.

Фактически релейная защита с ДТТ реагирует на суммарный, состоящий из первичного тока и эквивалентного мешающего тока МИПТ. Поскольку функциональная связь первичного и мешающего токов случайна, магнитные помехи создают неопределенность в поведении релейной защиты с ДТТ. Однако ясно одно: если в расчетных условиях модуль комплексной погрешности не превышает X %, то фактический ток срабатывания не будет (из-за магнитных помех) отличаться более чем на X % от уставки.

Быстродействие релейной защиты характеризуется временем, которое проходит от момента начала короткого замыкания до момента срабатывания измерительной части УРЗ. Если не считать влияния остаточного намагничивания и насыщения, у релейной защиты с обычными трансформаторами это время определяется инерционностью измерительной части.

В релейной защите с ДТТ и ДТП реле числа импульсов анализирует сигналы от дискретных трансформаторов по мере их поступления и срабатывает немедленно, как только число импульсов в сигнале достигнет $N_{\text{у}}$. Поэтому быстродействующие защиты характеризуются не инерционностью УРЗ, а временем t_N от начала короткого замыкания до момента, когда число импульсов на входе РЧИ первый раз достигнет $N_{\text{у}}$. Обозначим время от начала короткого замыкания до переднего фронта время-импульсного сигнала такой длительности, что срабатывание РЧИ произойдет через t'_N, а время анализа сигналов в РЧИ — через t''_N. При этом $t_{\text{р.з}}=t'_N+t''_N$. В сетях 110—220 кВ к числу основных факторов, определяющих t'_N, относятся: начальная фаза установившейся составляющей тока короткого замыкания; постоянная времени апериодических электромагнитных переходных процессов в первичной сети T_1; превышение модуля установив-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

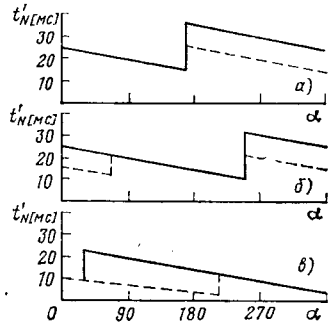


Рис. 3. Зависимости времени t'_N от начальной фазы короткого замыкания:
а — при K_r=1,1; *б* — при K_r=2; *в* — при K_r=5. Пунктиром показаны зависимости для двухполупериодного ДТТ

шейся составляющей первичного тока короткого замыкания над током срабатывания защиты K_r, а также переходные процессы в цепях АИПТ и интегратора ИНТ.

В МЭИ разработана математическая модель, позволяющая оценивать t'_N. На рис. 3 приведены зависимости t'_N от начальной фазы короткого замыкания α при разных K_r. Расчеты произведены для T_1= =10 мс; именно такое значение обеспечивает наибольшие динамические погрешности и замедления в срабатывании защиты. Анализ этих зависимостей показывает, что при K_r=1,1 и начальной фазе $\alpha \approx 180°$ наибольшее значение $t'_N \approx 35$ мс. С ростом K_r максимальное значение снижается: при K_r=2 до 31 мс, а при K_r=5 до 23 мс. Применение двухполупериодного ДТТ с интеграторами для положительного и отрицательного полупериодов напряжения позволяет уменьшить максимальные значения t'_N на 10 мс и соответственно повысить быстродействие защиты.

Время действия РЧИ t''_N пропорционально $N_у$, $t''_N = N_у/f_п$. Практически 2 мс$\leqslant t''_N \leqslant$9 мс.

Таким образом, время срабатывания измерительной части токовой защиты с однополупериодным ДТТ при K_r=2 составляет не более 40 мс, а при двухполупериодном ДТТ — 30 мс. Полученные результаты справедливы при любом значении постоянной времени апериодической составляющей электромагнитного процесса в первичной сети.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Федосеев А. М.** Релейная защита электрических систем. — М.: Энергия, 1976.
2. **Казанский В. Е.** Трансформаторы тока в устройствах релейной защиты и автоматики. — М.: Энергия, 1978.
3. **Арцишевский Я. Л.** О вероятности поведения защиты с дискретными сигналами измерительной информации. — Труды МЭИ, 1975, вып. 271.
4. **Морозов Л. Н.** Вопросы технической реализации аналого-дискретного преобразователя для интегрирующих дискретных трансформаторов тока. — Труды МЭИ, 1974, вып. 199.

[18.03.82]

УДК 621.311.442:621.314.5.072.019.34

Обеспечение надежности системы регулирования выпрямительно-инверторной подстанции

НОСИК Л. П., инж., СТУПЕЛЬ А. И., ЦФАСМАН Г. М., кандидаты техн. наук
ВЭИ им. В. И. Ленина

Для обеспечения асинхронной связи энергосистем используются выпрямительно-инверторные подстанции (ВИП), состоящие из нескольких высоковольтных преобразовательных устройств (ВПУ). Каждое ВПУ состоит из двух разделенных сглаживающим реактором двенадцатифазных каскадно-мостовых преобразователей, один из которых работает в выпрямительном, а другой — в инверторном режиме. Все ВПУ снабжены аппаратурой регулирования, управляющей моментами включения вентилей и обеспечивающей поддерживание на заданных уровнях выпрямленного тока преобразователя и углов погасания вентилей инверторных мостов.

Большая мощность ВПУ предопределяет жесткие требования к надежности его оборудования, в частности, к надежности аппаратуры регулирования, так как ее отказ приводит к полной потере работоспособности преобразователей и в результате — к существенным потерям мощности и серьезным возмущениям, вносимым в примыкающие к подстанции энергосистемы. Поэтому даже кратковременные перерывы в работе аппаратуры регулирования не допускаются.

Аппаратура регулирования (САР) представляет собой сложное электронное устройство, реализующее разветвленные алгоритмы обработки аналоговых и логических сигналов, и содержит тысячи интегральных микросхем, полупроводниковых приборов и пассивных элементов. Типовым узлом замены является блок, в котором размещаются по 10—15 печатных плат размером 200×200 мм. Нерезервированный комплект аппаратуры содержит 8 функциональных блоков. Расчет показал, что параметр потока отказов такого комплекта на порядок выше требуемого, в силу чего необходимо резервирование аппаратуры.

По способу эксплуатации САР является восстанавливаемой системой длительного действия. Одним из методов повышения надежности таких систем является резервирование на уровне комплектов САР. Рассмотрим два варианта резервирования: мажорирование и дублирование. Основным достоинством мажорирования является простота алгоритма выявления отказавшего комплекта. Однако по сравнению с дублированием мажорирование требует увеличения на 30% объема аппаратуры с одновременным увеличением на 30 % параметра потока восстановления и увеличением в три раза параметра потока отказов[1].

Поэтому для обеспечения требуемой надежности аппаратуры регулирования был принят вариант резервирования типа дублирования, при котором один регулятор подключен к объекту, а другой либо восстанавливается, либо находится в горячем резерве.

[1] **Козлов Б. А., Ушаков И. А.** Справочник по расчету надежности аппаратуры радиоэлектроники и автоматики. — М.: Советское радио. 1975.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Основной алгоритм. Основная проблема при использовании только двух комплектов САР состоит в распознавании неисправностей основного и резервного регуляторов для обеспечения быстрого автоматического включения резервного комплекта при отказе работающего во избежание отключения ВПУ защитой и потери передаваемой мощности. Для определения неисправности резервированной системы в целом можно контролировать совпадение выходных сигналов двух комплектов, а для распознавания неисправностей основного и резервного комплектов контролировать поведение объекта и анализировать временную последовательность появления рассогласования выходных сигналов регуляторов и переходного процесса в объекте в соответствии с нижеприведенными алгоритмами.

В случае возникновения в объекте переходного процесса в заданном промежутке времени T_1 после фиксации несовпадения выходных сигналов регуляторов основной регулятор считается неисправным и объект управления подключается к резервному регулятору. В случае отсутствия переходного процесса в управляемом объекте в течение времени $T_2 (T_1 \leqslant T_2)$ после фиксации несовпадения выходных сигналов регуляторов считается неисправным резервный регулятор и выдается сигнал о необходимости его восстановления. В случае, если в объекте переходный процесс возникает раньше, чем несовпадение выходных сигналов регуляторов, оба регулятора считаются исправными, так как временная последовательность явлений указывает на то, что переходный процесс в преобразователе связан с внешними возмущениями, а рассогласование между регуляторами может появиться вследствие различия их динамических характеристик.

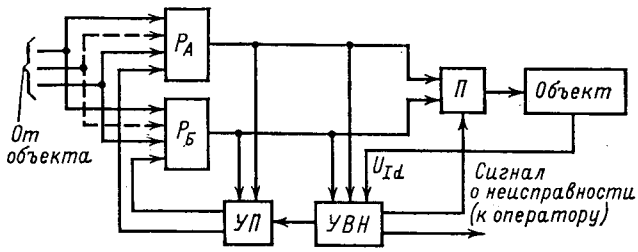


Рис. 1. Структурная схема резервированной системы:
$P_{А(Б)}$ — регулятор $А(Б)$; *УП* — устройство подтягивания; *УВН* — устройство выявления неисправностей; *П* — переключатель

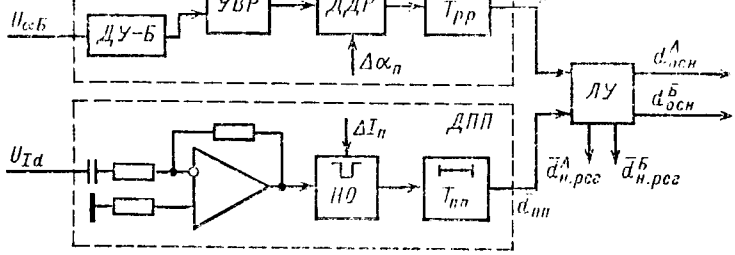


Рис. 2. Функциональная схема устройства выявления неисправностей:
ДУ-А (*Б*) — датчик угла регулятора *А* (*Б*); *УВР* — устройство выявления рассогласования; *ДДР* — дискриминатор длительности рассогласования; *ДРР* — датчик рассогласования регуляторов; *ДПП* — датчик переходных процессов; *ЛУ* — логическое устройство

Рассогласование между регуляторами определяется сравнением фаз выходных импульсов регуляторов, задающих углы включения вентилей, а наличие переходного процесса в преобразователе — по изменению выпрямленного тока.

Расчеты скорости изменения выпрямленного тока и расхождения фаз импульсов управления показали, что при определенных зонах нечувствительности датчиков рассогласования регуляторов (ДРР) и датчика переходных процессов (ДПП) первый всегда выдает сигнал раньше ДПП, если причиной изменения выпрямленного тока является неисправность основного регулятора (кроме устройств задания уставки тока). При внешних возмущениях в большинстве случаев ДПП сработает раньше ДРР. Однако при некоторых возмущениях, составляющих до 10% расчетных переходных процессов, последовательность срабатывания датчиков может быть обратной из-за дискретности съема информации рассогласования (двенадцать раз за период, в моменты выдачи управляющих импульсов).

В этом случае произойдет «ложное» переключение на исправный резервный регулятор, однако, как будет описано ниже, сигнал неисправности при этом не формируется и изменение заключается только в том, что функции основного и резервного регуляторов меняются.

Зоны нечувствительности ДРР и ДПП выбирались таким образом, чтобы заведомо всегда была выявлена неисправность основного регулятора пусть даже за счет какого-то количества «ложных» переключений (без индикации неисправности).

Реализация основного алгоритма. На рис. 1 представлена структурная схема резервированной системы. Два регулятора $P_А$ и $P_Б$ присоединены к объекту через переключатель *П* так, что выходные импульсы одного из регуляторов подключены к объему; другой регулятор находится в резерве.

В устройстве выявления неисправностей *УВН* при отказе основного регулятора формируется сигнал, по которому переключатель подключает выход резервного регулятора к объекту, отключая выход основного, и выдает сигнал неисправности для восстановления отказавшего регулятора. При отказе резервного регулятора осуществляется только индикация неисправности и запрет переключения. На вход *УВН* поступают выходные сигналы регулятора *А* и *Б*, а также сигнал, пропорциональный выпрямленному току.

В силу того, что регулирование параметров преобразователя должно осуществляться по астатическим законам, в составе устройств регулирования имеются интеграторы. Поэтому за счет разрыва обратной связи фаза управляющих импульсов резервного регулятора может существенно отличаться от фазы основного. В результате основной алгоритм оказывается неработоспособным. В связи с этим в системе предусматривается так называемое устройство подтягивания (*УП*), обеспечивающее в узкой зоне рассогласования фаз плавное подтягивание управляющих импульсов резервного регулятора к импульсам основного. В VII выделяется рассогласование между выходными сигналами регуляторов и полученная разность подается на вход резервного регулятора, тем самым удерживая фазу его выходных импульсов близкой к фазе импульсов основного регулятора. Переключение выходного сигнала *УП* со входа одного регулятора на вход другого осуществляется коммутатором

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

аналоговых сигналов, который управляется устройством *УВН*.

Система подтягивания имеет большую постоянную времени и ограниченную зону действия (выравнивание фаз импульсов осуществляется, если их разность не превышает 5°), так что она не оказывает влияния на выполнение основных алгоритмов.

Рассмотрим подробнее работу УВН, функциональная схема которого представлена на рис. 2; УВН состоит из датчика рассогласования регуляторов *ДРР*, датчика переходных процессов ДПП и логического устройства *ЛУ*.

Датчик рассогласования регуляторов выполнен в виде двух датчиков углов[2] (ДУ-А, ДУ-Б), преобразующих фазу импульсов управления в аналоговый сигнал, устройства выявления рассогласования *УВР*, длительность выходного импульса которого соответствует разности фаз управляющих импульсов, и схемы временной задержки сигнала рассогласования.

Датчик угла включения вентилей выполнен в виде сумматора, на входы которого (по числу вентилей преобразователя) поступают импульсы от широтно-импульсных модуляторов с фиксированной амплитудой и длительностью, равной углу включения соответствующего вентиля. Выходной сигнал датчика угла имеет ступенчатую форму (рис. 3, *а* и *б*).

В *УВР* осуществляется вычитание выходных сигналов *ДУ-А* и *ДУ-Б* указанной формы и выделяется сигнал разности двух датчиков угла в виде импульса с длительностью, равной разности $\Delta\alpha$ углов включения вентилей, задаваемых двумя регуляторами (рис. 3,*в*). Эта разность поступает на вход дискриминатора длительности рассогласования *ДРР*, где осуществляется сравнение разности $\Delta\alpha$ с уставкой $\Delta\alpha_{\text{п}}$. Сигнал на выходе *ДДР* появляется, если длительность импульса рассогласования $\Delta\alpha$ (рис. 3,*в*) превысит длительность, задаваемую уставкой $\Delta\alpha_{\text{п}}$. Следовательно, запаздывание срабатывания *ДРР* при рассогласовании равно $\Delta\alpha_{\text{п}}$. При рассогласовании только в одной из фаз импульсы $\Delta\alpha$ будут возникать один раз за период промышленной частоты. Для поддержания сигнала рассогласования непрерывным (в том числе и при больших частотах импульсов $\Delta\alpha$) введена выдержка времени $T_{\text{р.р}} \geqslant 20$ мс.

Таким образом, сигнал $\bar{d}_{\text{р}}$ датчика рассогласования представляет собой импульс (см. рис. 3, *г*), передний фронт которого фиксирует момент превышения рассогласования $\Delta\alpha$ над уставкой $\Delta\alpha_{\text{п}}$, а длительность соответствует длительности существования импульсов рассогласования, увеличенной на $T_{\text{р.р}}$.

В рассматриваемой системе контроля имеется два датчика *ДРР* — для выявления разности фаз управляющих импульсов выпрямителя и инвертора. Общий сигнал $\bar{d}_{\text{р}}$ появляется при срабатывании любого из этих датчиков.

Датчик переходных процессов, функциональная схема которого показана на рис. 2, представляет собой датчик изменения выпрямленного тока I_d вентильного преобразователя.

Выделения приращения тока и его усиление осуществляется на операционном усилителе *ОУ*. Превышение приращения по модулю над заданным пороговым значением $\Delta I_{\text{п}}$ фиксируется нуль-органом. Порог чувствительности нуль-органа выбирается так, чтобы исключить ложное срабатывание ДПП в установившемся режиме преобразователя из-за флуктуаций тока, а постоянная времени передаточной функции *ОУ* — исходя из минимальной скорости изменения тока в объекте, вызванного отказом регулятора.

Выходной сигнал нуль-органа поступает на вход элемента выдержки $T_{\text{п.п}}$. Его использование в схеме обусловлено тем, что в переходном процессе приращение тока может менять знак, и сигнал на выходе нуль-органа временно исчезать. Поэтому после первого же срабатывания нуль-органа его выходной сигнал запускает элемент выдержки, времени, который удерживает сигнал $\bar{d}_{\text{п.п}}$=«0» на выходе датчика переходных процессов на время $T_{\text{п.п}}$, достаточное для окончания переходного процесса в преобразователе. Для выполнения основного алгоритма должно быть обеспечено определенное соотношение между порогом $\Delta\alpha_{\text{п}}$ *ДРР* и порогом $\Delta I_{\text{п}}$ *ДПП*. Для рассмотренной системы величина порога датчика рассогласования $\Delta\alpha_{\text{п}}$ выбрана равной 5÷6% всего диапазона фазы управляющих импульсов, а величина порога датчика переходных процессов $\Delta I_{\text{п}}$ — 7,8% номинального значения выпрямленного тока.

Логическое устройство, функциональная схема которого изображена на рис. 4, осуществляет логическую обработку сигналов *ДПП* и *ДРР*, а также формирование управляющих сигналов переключения регуляторов и сигналов индикации неисправности регуляторов.

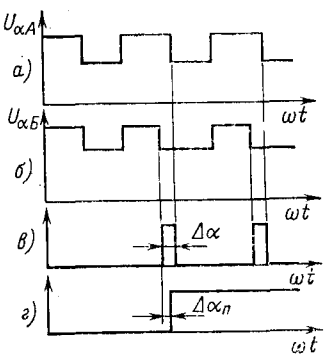


Рис. 3. Временные диаграммы, поясняющие работу датчика рассогласования регуляторов:
а — сигнал датчика угла регулятора *А*; *б* — то же для регулятора *Б*; *в* — разностный сигнал; *г* — сигнал на выходе *ДРР*

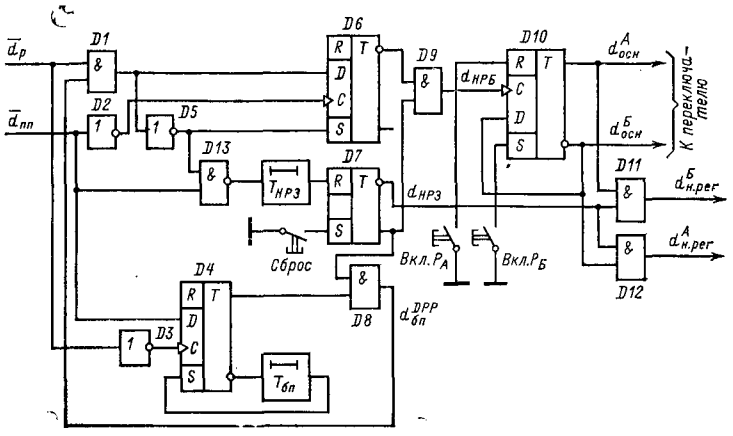


Рис. 4. Функциональная схема логического устройства *ЛУ* *D1* — *D11* элементы микросхем серии 155; $T_{\text{н.рз}}$ — устройство задержки времени; $T_{\text{бл}}$ — устройство выдержки времени

[2] Датчик угла разработан инж. Шереметом А. А. (ВЭИ им. В. И. Ленина).

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Логическое устройство включает схему формирования сигналов неисправности работающего $d_{н.рб}$ и резервного $d_{п.рз}$ регуляторов, схему формирования сигнала блокировки рассогласования, схему переключения. Формирование сигнала неисправности основного регулятора $d_{н.рб}$ осуществляется на D-триггере *D6*. Сигнал $d_{н.рб}$=«1» появится на выходе триггера *D6*, если сначала на вход *Д* поступит сигнал рассогласования, а затем на вход *С* — сигнал $\bar{d}_{п.п}$ о наличии переходного процесса. Сброс сигнала $d_{н.рб}$ осуществляется при исчезновении сигнала рассогласования.

Сигнал неисправности резервного регулятора $d_{н.рз}$ формируется на двухвходовом логическом элементе «И» *D13* задержки времени $T_{н.рз}$ и *RS*-триггере *D7*. Сигнал $d_{н.рз}$=«1» возникает, если рассогласование между регуляторами без переходного процесса длится дольше времени $T_{н.рз}$. Сброс сигнала $d_{н.рз}$ осуществляется вручную.

Во избежание ложной фиксации неисправности осуществляется блокировка сигнала рассогласования. Сигнал $\bar{d}_р$ блокируется по сигналу неисправности резервного регулятора $d_{н.рз}$ (так как сигнализирует о том, что в работе один регулятор) и в том случае, если переходный процесс предшествовал сигналу рассогласования (т. е. переходный процесс вызван внешними возмущениями в объекте). Формирование последнего сигнала блокировки осуществляется на D-тригере *D4*, фиксирующем указанную последовательность сигналов $\bar{d}_{п.п}$ и $\bar{d}_р$, и схеме выдержки времени $T_{бл}$, значение которой выбирается исходя из типовой длительности переходного процесса и быстродействия регуляторов с учетом рассмотренного выше устройства подтягивания. Переключение регуляторов осуществляется с помощью D-триггера *D10*, работающего в режиме по сигналу $d_{н.рб}$=«1».

Рассмотрим работу устройства *ЛУ* в целом. Первоначально при исправных регуляторах основной регулятор выбирается вручную с помощью кнопок «Вкл. $P_Б$» и «Вкл. $P_А$». Логическая единица на прямом выходе триггера *D10* означает, что к объекту подключен регулятор *А*, логическая единица на инверсном выходе — регулятор *Б*.

Если в процессе работы возник сигнал рассогласования, после чего появился переходный процесс, на инверсном выходе *D6* появится сигнал о неисправности основного регулятора $d_{н.рб}$. Сигнал $d_{н.рз}$ отсутствует (идет переходный процесс и выдержка времени $T_{н.рз}$ не запускается), поэтому передний фронт возникшего сигнала $d_{н.рб}$ переключит триггер *D10* в противоположное состояние и основным станет регулятор *Б*, а резервным — регулятор *А*. Регулятор *Б* был исправен, поэтому вся система втягивается в работу и переходный процесс прекращается.

Как было описано выше, при указанной последовательности срабатывания датчиков *ДРР* и *ДПП* в большинстве случаев основной регулятор оказывается неисправным, хотя возможны ложные появления сигнала $d_{н.рб}$. Рассмотрим вариант, когда регулятор *А* оказался неисправным. В этом случае рассогласование после переключения сохраняется, в силу чего при исчезновении сигнала $\bar{d}_{п.п}$ запустится выдержка времени $T_{н.рз}$, по истечении которой на выходе триггера *D7* появится сигнал $d_{н.рз}$ и сигнал о неисправности регулятора *А* $d^{А}_{н.рег}$ на выходе логического элемента *D12*.

Сигнал $d_{н.рз}$ блокирует сигнал рассогласования и сигнал $d_{н.рб}$ (элемент *D9*), а сигнал $d^{А}_{н.рег}$ поступает к оператору, который должен обеспечить восстановление отказавшего регулятора в заданные сроки. Сброс сигнала $d_{н.рз}$ осуществляется вручную кнопкой *«Сброс»* после восстановления отказавшего регулятора.

Если появление сигнала $d_{н.рб}$ было ложным, и появление сигналов $\bar{d}_р$ и $d_{п.п}$ было связано с внешними возмущениями в объекте, то после переключения и прекращения переходного процесса сигнал рассогласования исчезнет быстрее, чем успеет сработать выдержка времени $T_{н.рз}$, следовательно, сигнал $d_{н.рз}$ и сигнал неисправности выданы не будут.

При отказе резервного регулятора переходный процесс не возникает, но возникает сигнал рассогласования, т. е. появляется только сигнал $d_{н.рз}$. В схему переключения идет сигнал запрета на прохождение сигнала $d_{н.рб}$, т. е. запрещается автоматическое переключение, а оператору направляется сигнал о необходимости восстановления.

Дополнительные алгоритмы. Тестовый контроль. Основной алгоритм неприменим при постепенных параметрических отказах основного регулятора (не работает *ДПП*), при вводе и выводе объекта из работы, так как распознавание переходного процесса в этих случаях затруднено, и при неработающем объекте. Кроме того, основной алгоритм не выявляет отказ типа несрабатывания ждущих цепей. По этим причинам в систему введены дополнительные алгоритмы и тестовый контроль.

Для выявления постепенных отказов в основном регуляторе производится контроль равенства тока уставке. Сигнал неисправности $d_{н.рб}$ возникает, если неравенство тока уставке при наличии сигнала рассогласования и отсутствии переходного процесса длится дольше некоторого времени $T<T_{н.рз}$. Специальные устройства контролируют поведение основного регулятора при вводе и выводе объекта из работы и при неработающем объекте. В последнем случае осуществляется проверка того, что основные параметры регулятора находятся в заданных пределах.

Сигнал неисправности $d_{н.рб}$ формируется дополнительно при появлении сигнала защиты на АПВ, если он сопровождается переходным процессом и рассогласованием регуляторов (независимо от временной последовательности сигналов). При этом считается, что лишнее переключение не приводит к отрицательным явлениям, но имеется дополнительная возможность предотвращения неопознанных отказов основного регулятора.

Система включает в себя также устройство тестового контроля для проверки имеющихся в аппаратуре ждущих устройств, т. е. устройств, которые вступают в работу по требованию. Ложные срабатывания этих устройств выявляются общей системой контроля, а для выявления отказов типа несрабатывания осуществляется их тестирование при работе регулятора в резервном режиме. В силу этого лишние переключения, которые оказываются возможными при описанных алгоритмах, в этом смысле являются полезными, так как дают возможность проверить ждущие цепи ранее работавшего регулятора. Тестирование осуществляется либо вручную, либо автоматически через заданные промежутки времени, а также автоматически после каждого переключения.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Сигнал тестового контроля включается в общий сигнал неисправности резервного регулятора $d_{н.рз}$.

Таким образом, сигнал неисправности основного регулятора выдается после перевода его в резервный режим и последующего тестирования.

Все блоки регуляторов снабжены устройствами встроенного контроля, цель которых контролировать те части схемы, которые не охватываются общим контролем (например, устройство уставки), а также для облегчения определения номера отказавшего блока.

Конструкция и резервирование устройств контроля. Все устройства системы общего контроля размещены в виде отдельного блока. С целью унификации каждый из двух регуляторов снабжен своим блоком контроля. Устройства, реализующие основные алгоритмы выявления неисправностей и формирование сигналов переключения, резервированы по принципу мажорирования.

Блок контроля, как и другие блоки, имеет встроенный контроль, который выдает сигнал и обеспечивает индикацию на лицевой панели при отказе всего блока в целом, а также при отказах резервированных узлов. В первом случае осуществляется восстановление в обычном порядке (перевод всего регулятора в резервный режим и отключение от объекта), во втором режим регулятора не меняется, а восстановление осуществляется при профилактических или ремонтных работах.

Результаты испытаний. Резервированная система регулирования была испытана на физической модели ВИП. В процессе испытаний имитировались отказы в регуляторе тока, регуляторе угла погасания, устройствах фазоимпульсного управления выпрямительного и инверторного преобразователей, а также другие отказы.

Исследования показали, что для всех видов отка зов, которые не приводят к неуспешной коммутаци инвертора, переключение регуляторов и втягивани в работу объекта с резервным регулятором осущ ствляется без заметных изменений в объекте, чт связано с тем, что выявление отказа производится запаздыванием не более, чем в 5°. При отказе в р гуляторе угла погасания, приводящем к уменьшени до нуля угла опережения инвертора, происходит о нократное нарушение коммутации одного моста и вертора, второй при этом работает нормально за сче своевременного переключения на резервный рег лятор.

Выводы. 1. Исследования показали, что предл женные алгоритмы выявления неисправностей позв ляют выявить отказы основного и резервного регул торов и осуществить переключение на резервны регулятор. Быстродействие системы контроля позв ляет в большинстве случаев производить это пер ключение без внесения возмущения в объект.

2. Разработанная система обеспечивает следую щие показатели надежности:

наработка на отказ — 2 года;

число сбоев, обусловленных сбросами мощност при отказах с нарушением коммутации инвертора, - 2 раза в год.

3. Рассмотренные алгоритмы контроля мог быть применены для любой системы регулировани с инерционными объектами. Выбор входных пар метров для датчика рассогласования и датчика пер ходных процессов будет определяться конкретным особенностями контролируемой системы регулир вания.

[08.12.

УДК 621.315.212:537.312.62

Метод исследования критического тока длинномерных образцов токонесущей системы сверхпроводящего кабеля

БЕНДИК Н. Т., КОМИССАРЖЕВСКИЙ Н. Е.

Москва

Для экспериментального определения критического тока ленточных и проволочных образцов сверхпроводников II рода применяется метод вольт-амперных характеристик (ВАХ) [1]. Через криостатируемый образец пропускается увеличивающийся во времени транспортный поток и с помощью потенциальных зондов регистрируется падение напряжения на участке образца. Экстраполяция ВАХ к нулевому напряжению позволяет определить критический для данной температуры ток образца. Упрощенной разновидностью этого метода является определение критического тока образца по появлению на нем напряжения заданной величины (порядка 1 мкВ/см).

Использование этого метода для определения критического тока длинномерного трубчатого образца (длина 10—15 м, диаметр 50—100 мм, толщина стабилизирующей медной подложки 2—5 мм) ток несущей системы (ТНС) сверхпроводящего кабел (СПК) жесткого типа затрудняется как наличие гальванического токоввода, соединяющего област комнатных и гелиевых температур, так и продол ным градиентом температуры по длине ТНС. Поя ление напряжения на образце ТНС СПК может бы обусловлено не достижением транспортным ток критического значения, а разогревом образца, в званным переносом тепла по жиле со стороны ток ввода. Для исключения теплового влияния токовво и соседних более нагретых участков ТНС на резул таты измерения критического тока необходимы выс кие, порядка десятков килоампер в секунду, скор сти роста транспортного тока [2]. Для получени больших скоростей роста тока при испытаниях дли

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

омерных образцов ТНС СПК целесообразно использовать переходный токовый режим включения СПК од постоянное напряжение сильноточного источника тока. Одновременная регистрация кривых тока и апряжения на участках ТНС светолучевым осциллографом позволяет определить критический ток частка как такой транспортный ток, при котором ачинается рост напряжения.

Основная сложность измерения критического то- а в этих условиях заключается в том, что момент оявления напряжения на потенциальных зондах зависит от достижения транспортным током критического значения и от характеристик проведения спытаний, таких как места установки потенциальных зондов, скорость роста тока, свойства подложки НС и т. д. Недоучет этих факторов может привести к существенным ошибкам измерения критического тока.

Качественный анализ влияния условий испытаний а величину измеряемого критического тока можно провести, рассмотрев возможные варианты установки потенциальных зондов на моделях однофазных оаксиальных СПК. Два таких варианта показаны а рис. 1. Назовем внутренними зондами потенциальные зонды, расположенные вне коаксиального зазо-а, а наружными — зонды, расположенные в коаксиальном зазоре. Для внутренней жилы коаксиала нутренними являются зонды *1* и *2*, а наружными — онды *1′* и *2′*. Для наружной жилы под внутренними следует понимать зонды *3* и *4*, а под наружными — онды *3′* и *4′*.

При протекании неизменного во времени транспортного тока значением выше критического напряжения на одном и том же участке трубчатой жилы, измеряемые различными зондами, одинаковы, однако, при изменении величины тока во времени следует ожидать существенных различий указанных напряжений. Представив напряжения $U_{аб}$ и $U_{вг}$ на концах потенциальных зондов в виде линейного интеграла вектора напряженности $\bar{E}$ электрического поля, взятого соответственно либо от точки *а* до *б*, либо от точки *в* до точки *г* [3], получим напряжение $U_{аб}$ на внутренних зондах в виде произведения напряженности $E(d, t)$ электрического поля на внутренней поверхности подложки и длины l участка

$$U_{аб}=E(d, t)l,$$

огда как напряжение $U_{вг}$ на наружных зондах получим в виде суммы:

$$U_{вг}=E(0, t)l+L_{внеш}\frac{di}{dt},$$

де $E(0, t)$ — напряженность электрического поля на наружной поверхности внутренней жилы; $L_{внеш}$ — индуктивность контура потенциальных зондов.

Таким образом, напряжения на наружных и внутренних зондах различаются как вследствие внутренней индуктивности трубчатой жилы, проявляющейся в различии напряженностей электрического поля на наружной и внутренней ее поверхностях, так и вследствие внешней индуктивности наружных потенциальных зондов. Увеличение скорости изменения тока приводит к увеличению различий напряжений. Влияние внешней и внутренней индуктивностей на погрешность измерения тока с помощью трубчатых шнуров рассмотрено в [4]. Для определения критического тока длинномерных образцов ТНС СПК с помощью наружных зондов необходима компенсация наводимой в их контуре э. д. с., что связано с разработкой сложных компенсационных устройств [5]. По этой причине предпочтительным является использование внутренних зондов, не требующее компенсации напряжения, однако при этом необходим учет возможных погрешностей измерения критического тока, связанных с конечным временем проникновения электромагнитного поля через подложку ТНС. Зависимость этих погрешностей от условий испытаний определяется из расчетных кривых напряжения на наружной и внутренней поверхностях трубчатой жилы СПК. Кроме того, необходим учет погрешности измерения критического тока, связанной с инерцией подвижной части регистрирующих ток и напряжение осциллографических гальванометров. Эта погрешность определяется из решения уравнения движения рамки гальванометра.

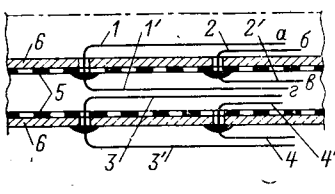


Рис. 1

Вольт-амперные характеристики ТНС в переходных режимах. Рассмотрим медный трубчатый проводник большого (по сравнению с толщиной стенки) диаметра, на наружную поверхность которого нанесен сверхпроводник II рода. Определим зависимость напряжения на наружной и внутренней поверхностях такого проводника от времени и тока в изотермических условиях при экспоненциальном росте тока во времени

$$I(t)=I_m[1-\exp(-qt)]. \quad (1)$$

Процесс роста тока удобно разделить на два временны́х интервала, общей границей которых является достижение транспортным током критического для данной температуры жилы значения I_c. При $I\leqslant I_c$ весь ток переносится сверхпроводником без сопротивления, поэтому напряжение на внутренних зондах отсутствует, а напряжение на наружных зондах определяет величину наводимой в контуре зондов э. д. с. При $I>I_c$ сверхпроводник находится в резистивном состоянии, ток разделяется между сверхпроводником и подложкой и на участке жилы можно зарегистрировать падение напряжения. Для анализа различий напряжений на наружной и внутренней поверхностях жилы целесообразно ограничиться рассмотрением плоского случая, поскольку в условиях СПК толщина d стенки трубчатого проводника всегда много меньше внутреннего радиуса. Такой подход используется, например, в [4] при анализе кривых напряжения на наружной и внутренней поверхностях трубчатого шнура при скачке тока на линейном его росте во времени.

Направив ось Ox в глубь проводящей среды нормально ее поверхности и выбрав $x=0$ на границе раздела сверхпроводника и подложки, $x=d$ на внутренней поверхности подложки, из уравнений Максвелла при постоянном удельном сопротивлении ρ получим связь между напряженностями электрического $E(x, t)$ и магнитного $H(x, t)$ полей в виде [3]:

$$E(x, t)=\rho\,\mathrm{rot}\,H(x, t)=-\rho\frac{\partial H(x, t)}{\partial t}. \quad (2)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Для определения $H(x, t)$ необходимо найти удовлетворяющее заданным начальным и граничным условиям решение уравнения магнитной диффузии

$$\frac{\partial H}{\partial t} = \frac{\rho}{\mu_0}\frac{\partial^2 H}{\partial x^2}. \quad (3)$$

Закон изменения магнитного поля $H(0, t)$ на границе раздела сверхпроводника и подложки определяется законом изменения во времени тока в подложке ТНС, т. е. изменением разности транспортного тока и тока в сверхпроводнике. Если резистивное сопротивление R_f сверхпроводника много больше сопротивления R подложки, то в изотермических условиях при $I>I_c$ величину тока через сверхпроводник можно считать постоянной и равной критической I_c. При этом условие на границе раздела сверхпроводника и подложки ($x=0$) имеет вид

$$H(0, t) = \frac{I_m - I_c}{\pi D}\{1 - \exp[-q(t-t_0)]\}, \quad (4)$$

где $t_0 = -\frac{1}{q}\ln\left(1 - \frac{I_c}{I_m}\right)$ — момент достижения током критического значения.

На внутренней поверхности подложки ($x=d$) всегда выполняется условие

$$H(d, t) = 0. \quad (5)$$

Начальное распределение магнитного поля по толщине подложки соответствует условию

$$H(x, 0) = 0. \quad (6)$$

Используя методы решения дифференциальных уравнений параболического типа [6], получаем решение для $H(x, t)$ в виде

$$H(x, t) = \frac{I_m - I_c}{\pi D}\left\{[1 - \exp(-q(t-t_0))]\times\left(1 - \frac{x}{d}\right) - \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\times\right.$$
$$\left.\times\frac{\exp[-q(t-t_0)] - \exp\left[-\frac{n^2}{\tau_n}(t-t_0)\right]}{\frac{n^2}{\tau_n q} - 1}\sin\frac{\pi n}{d}x\right\};$$

где

$$\tau_n = \frac{\mu_0 d^2}{\pi^2 \rho}.$$

Дифференцируя полученное выражение с учетом (2), получаем

$$E(x, t) = \frac{I_m - I_c}{\pi D}\frac{\rho}{d}\left\{1 - \exp[-q(t-t_0)] + \right.$$
$$\left. + 2q\tau_n\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\exp[-q(t-t_0)] - \exp(-n^2\xi)}{n^2 - \tau_n q}\cos\frac{\pi n}{d}x\right\}, \quad (7)$$

где $\xi = (t-t_0)/\tau_n$.

При $q \ll \frac{1}{\tau_n}$ выражение (7) можно упростить, заменив стоящий под знаком суммы степенной ряд вида $\sum_{n=1}^{\infty}[(\pm 1)^n/(n^2-a)]$ более простым рядом вида $\sum_{n=1}^{\infty}(\pm 1)^n/n^2$. Оценки показывают, что такую замену можно проводить и при выполнении более слабого условия:

$$q < 0{,}2/\tau_n, \quad (8)$$

которое обычно реализуется при испытаниях длинномерных отрезков ТНС СПК и, в частности, выполняется в описанных ниже экспериментальных условиях. Погрешность расчетов при выполнении условия (8) не превышает 15%.

С учетом (8) выражение (7) можно записать в виде

$$\frac{E(x, t)l}{(I_m - I_c)R} = 1 - \exp[-q(t-t_0)]\times$$
$$\times\left\{1 - 2q\tau_n\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1 - \exp(-n^2\xi)}{n^2}\cos\frac{\pi n}{d}x\right\}. \quad (9)$$

Для напряжений на наружной и внутренней поверхностях жилы соответственно получим:

$$\frac{U(0, t)}{(I_m - I_c)R} = 1 - \exp[-q(t-t_0)]\times$$
$$\times\left\{1 - 2\tau_n q\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n^2}[1 - \exp(-n^2\xi)]\right\}; \quad (10)$$

$$\frac{V(d, t)}{(I_m - I_c)R} = 1 - \exp[-q(t-t_0)]\times$$
$$\times\left\{1 - 2\tau_n q\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^n}{n^2}[1 - \exp(-n^2\xi)]\right\}. \quad (11)$$

Выражения (10) и (11) показывают, что напряжения на наружной и внутренней поверхностях токовой жилы СПК представляют собой сумму двух слагаемых, первое из которых $(1-\exp[-q(t-t_0)])$, соответствует току в подложке и одинаково для различных поверхностей. Второе слагаемое зависит от свойств подложки и показателя q роста тока и для различных поверхностей различается как по величине, так и по знаку. Напряжение на наружной поверхности опережает, а напряжение на внутренней поверхности отстает от тока в подложке. Для оценки времени опережения и отставания измеряемых кривых напряжения упростим выражения (10) и (11), учитывая, что при отношении $\rho_{300K}/\rho_{4,2K} \approx 100$ и $d=3$ мм величина $\tau_n \approx 3\cdot 10^{-3}$ с, следовательно, стоящие под знаком суммы экспоненты затухают за время $t-t_0 \approx 3\tau = 10^{-2}$ с. Для $t-t_0 \geqslant 10^{-2}$ с получим выражения для напряжений в виде

$$u = \frac{U(0, t)}{(I_m - I_0)R} = 1 - \left(1 - \frac{\pi^2}{3}\tau_n q\right)\exp[-q(t-t_0)]; \quad (12)$$

$$v = \frac{V(d, t)}{(I_m - I_c)R} = 1 - \left(1 + \frac{\pi^2}{6}\tau_n q\right)\exp[-q(t-t_0)]. \quad (13)$$

Несмотря на простоту полученных выражений (12) и (13) возможность их использования для количественной оценки погрешности измерения крити-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ческого тока проблематична. Использованное при их выводе условие $t-t_0 \geqslant 10^{-2}$ с означает, что количественные оценки, проведенные на основе этих выражений, справедливы лишь при незначительном изменении транспортного тока за указанный интервал времени, т. е. при небольших q и небольших превышениях установившимся транспортным током критического значения I_c. Однако для определения основных качественных закономерностей такие упрощения весьма желательны.

Выражение (12) и (13) показывают, что различия кривых напряжения на наружной и внутренней поверхностях жилы существенны, особенно в близкие к t_0 моменты времени и при больших значениях q. Напряжение на наружных зондах значительно больше, чем на внутренних, причем как по величине, так и по скорости роста. По этой причине при очень больших значениях q имеет смысл проводить измерение критического тока с помощью наружных зондов, скомпенсировав предварительно индуктивную составляющую.

Для анализа пригодности внутренних зондов рассмотрим показанные на рис. 2 безразмерные кривые напряжения $v=f(t')$ где $t'=q(t-t_0)$, рассчитанные по выражению (13) при $\tau_n=3\cdot10^{-3}$ с и различных величинах q. Видно, что при $q\leqslant 20$ кривые напряжения мало отличаются от кривой, рассчитанной для случая $q\to 0$, тогда как при больших q различия существенны.

Безразмерная вольт-секундная характеристика (13) легко превращается в безразмерную ВАХ в силу тождества $\exp[-q(t-t_0)]=1-(I-I_c)/(I_m-I_c)$:

$$v=1+\frac{1-i}{1-i_c}\left(1+\frac{\pi^2}{6}q\tau_n\right), \qquad (14)$$

где $i=I/I_m$; $i_c=I_c/I_m$.

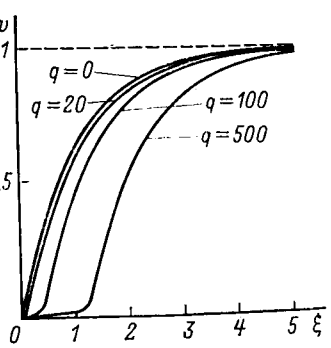


Рис. 2

Безразмерные ВАХ, рассчитанные для различных q по выражению (14) при $\tau_n=3\cdot10^{-3}$ с; $i_c=0{,}2$ и $i_c=0{,}8$, представлены на рис. 3 и показывают, что с увеличением i_c влияние q на форму ВАХ уменьшается.

Практический интерес представляет зависимость погрешности ΔI_n определения критического тока от порога Δv чувствительности регистрации напряжения и величины q. Выражение (13) позволяет определить промежуток времени Δt_n, необходимый для регистрации напряжения при пороге чувствительности Δv:

$$\Delta t_n=-\frac{1}{q}\ln\left[\frac{1-\dfrac{\Delta v}{(I_m-I_c)R}}{1+\dfrac{\pi^2}{6}\tau_n q}\right]. \qquad (15)$$

Погрешность ΔI_n определения критического тока представляет собой величину приращения транспортного тока за время Δt_n и может быть рассчитана из выражения (14)

$$\Delta I_n=\frac{\dfrac{\Delta v}{R}+\dfrac{\pi^2}{6}\tau_n q(I_m-I_c)}{1+\dfrac{\pi^2}{6}\tau_n q}. \qquad (16)$$

Выражение (16) показывает, что точность экспериментального определения I_c зависит не только от порога Δv чувствительности регистрирующей напряжение аппаратуры, но и от показателя q роста тока через жилу и отношения I_m/I_c. Для оценки влияния этих параметров представим (16) в виде

$$\frac{\Delta v}{\Delta I_n R}=1+\left(1-\frac{I_m-I_c}{\Delta I_n}\right)\frac{\pi^2}{6}\tau_n q. \qquad (17)$$

Графики зависимостей $\frac{\Delta v}{\Delta I_n R}=f(q)$, рассчитанные для различных значений отношения $j=\frac{I_m-I_c}{\Delta I_n}$ при $\tau_n=3\cdot10^{-3}$ с, показаны на рис. 4. Видно, что при регистрации напряжения с заданным порогом Δv чувствительности для повышения точности измерения I_c следует стремиться к небольшим превышениям установившимся током I_m критического значения I_c, сравнимым по величине с абсолютной погрешностью ΔI. Ограничения на величины q и I_m-I_c можно получить из выражения (16), исходя из очевидного неравенства $\Delta v/R \gg \frac{\pi^2}{6}\tau_n q(I_m-I_c)$ в виде

$$q(I_m-I_c)<\frac{6\Delta v}{\pi^2 R\tau_n}. \qquad (18)$$

Ограничение на величину q, связанное с влиянием теплопритока со стороны токоввода, для участка ТНС, удаленного от токоввода на расстояние Δz, можно получить из приведенных в [2] оценок времени распространения тепла в осевом направлении:

$$t_0=-\frac{1}{q}\ln\left(1-\frac{I_c}{I_m}\right)\ll\frac{c_ж}{\lambda_ж}(\Delta z)^2, \qquad (19)$$

где $c_ж$ и $\lambda_ж$ — теплоемкость единицы длины жилы и ее теплопроводность.

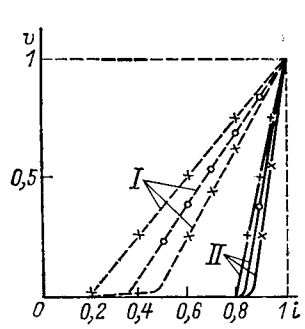


Рис. 3

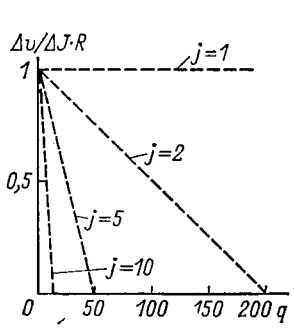


Рис. 4

Динамические погрешности осциллографических гальванометров. Для определения погрешности регистрации кривой напряжения гальванометров рассмотрим уравнение движения его подвижной части в безразмерных координатах [7]:

$$\frac{d^2y}{d\tau^2}+2\beta\frac{dy}{d\tau}+y=f(\tau), \qquad (20)$$

где $y=\alpha/\alpha_0$ — относительное отклонение рамки

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

гальванометра; $\tau=\omega_0(t-t_0)$ — безразмерное время; β — степень успокоения рамки гальванометра; $\omega_0=2\pi f_0$ — собственная круговая частота гальванометра; $f(\tau)$ — безразмерный вращающийся момент.

В соответствии с выражением (13) момент $f(\tau)$ можно представить в виде:

$$f(\tau)=1-\left(1+\frac{\pi^2}{6}\tau_n q\right)\exp(-q\tau/\omega_0). \qquad (21)$$

Уравнение (20) представляет собой линейное дифференциальное уравнение второго порядка с линейными коэффициентами, и его решением является сумма частного решения Y и общего решения Y_1 соответствующего уравнения без правой части. Решение Y_1 известно, при $\beta>1$ оно имеет вид [7]

$$Y_1=-1-\frac{\exp(-\beta\tau)}{\sqrt{\beta^2-1}}\,\mathrm{sh}\left(\tau\sqrt{\beta^2-1}+\mathrm{arctg}\,\frac{\sqrt{\beta^2-1}}{\beta}\right). \qquad (22)$$

Представляя частное решение Y уравнения (20) с правой частью (21) в виде экспоненциальной функции и определяя коэффициенты подстановкой в уравнение (20), получаем:

$$Y=1-\frac{1+\frac{\pi^2}{6}\tau_n q}{\gamma^2-2\beta\gamma+1}\exp(-\gamma\tau), \qquad (23)$$

где $\gamma=q/\omega_0$.

Выражение (23) показывает, что регистрируемая гальванометром кривая напряжения отличается от кривой напряжения на внутренних зондах, определяемой выражением (13). Это отличие зависит как от показателя q закона изменения тока через жилу, так и от характеристик гальванометра ω_0 и β, и представляет собой сдвиг регистрируемой кривой напряжения на величину

$$\Delta t_2=-\frac{1}{q}\ln(\gamma^2-2\beta\gamma+1). \qquad (24)$$

Используя преобразования, аналогичные приведенным при выводе выражения (16), получаем погрешность $\Delta I_г$ определения критического тока, связанную с искажением кривой напряжения гальванометром, в виде

$$\Delta I_г/(I_m-I_c)=2\beta\gamma-\gamma^2. \qquad (25)$$

Суммарная погрешность ΔI измерения критического тока представляет собой сумму погрешностей ΔI_n и $I_г$ и в соответствии с выражениями (16) и (25) может быть приведена в виду:

$$\frac{\Delta I}{I_m-I_c}=\frac{\frac{\Delta v}{R(I_m-I_c)}+\frac{\pi^2}{6}\tau_n q}{1+\frac{\pi^2}{6}\tau_n q}+2\beta\gamma-\gamma^2. \qquad (26)$$

Экспериментальные данные и их обработка. Определение критического тока длинномерных образцов ТНС СПК проводилось на экспериментальном участке однофазного коаксиального короткозамкнутого сверхпроводящего кабеля 1 СПК—М [2]. На рис. 5 приведена схема установки термометров и потенциальных зондов на токонесущей системе 1 СПК—М.

Измерение критического тока проводилось в стационарном тепловом состоянии кабеля путем подачи

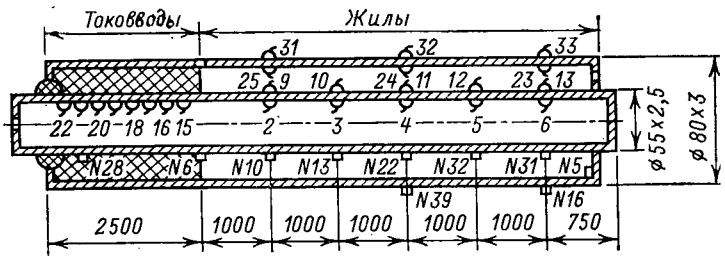


Рис. 5

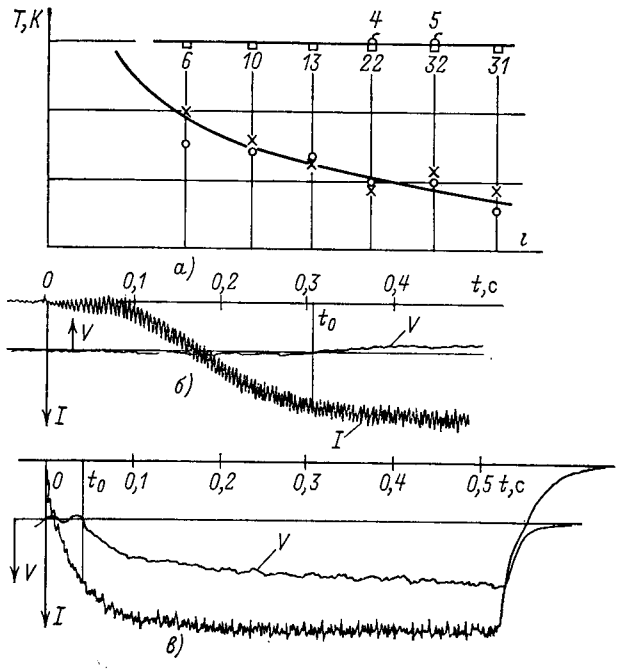


Рис. 6.

на его токовводы постоянного напряжения от источника тока ВАК-12500. Ток через кабель и напряжения на участках внутренней жилы регистрировались светолучевым осциллографом Н-115. Для регистрации напряжения на участках жилы использовались внутренние потенциальные зонды *2—6*.

Распределение температуры по длине жилы до подачи тока определялось с помощью термометров сопротивления, установленных в коаксиальном зазоре кабеля. Характерное распределение температуры по длине кабеля показано на рис. 6,*а*. На рис. 6,*б*, *в* показаны характерные осциллограммы токов и напряжений на участке *4—5* внутренней жилы, соответствующие показанному на рис. 6,*а* распределению температуры. Скорость движения ленты осциллографа при записи кривых составляла 250 мм/с. Кривые тока на рис. 6,*б* и *в* показывают, что закон изменения тока близок к экспоненциальному с показателем $q_1\approx5$ с$^{-1}$ для осциллограммы рис. 6, *б* и $q_2\approx$ ≈40 с$^{-1}$ для осциллограммы рис. 6,*в*. Пульсации выпрямленного тока составляют около 10%. Напряжение на участке *4—5* появляется в момент времени t_0, а затем увеличивается с ростом тока. При достижении током установившегося значения напряжение слабо увеличивается за счет нагрева жилы.

Значения тока I_c в момент времени t_0 составляет $I_{c1}=5{,}7$ кА для осциллограммы на рис. 6,*б* и $I_{c2}=$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$=6{,}75$ кА для осциллограммы на рис. 6,*в*, т. е. различаются почти на 20%. Такое расхождение нельзя объяснить различием начальных температур участка, так как в соответствии с показанным на рис. 6,*а* распределением температуры по длине жилы температура участка *4—5* практически одинакова в обоих случаях. Значение установившегося тока I_m для рис. 6,*б* составляет $I_{m1}=6{,}5$ кА, тогда как для рис. 6,*в* — $I_{m2}=9{,}6$ кА. Оценка погрешности измерения критического тока по выражению (26) показывает, что для случая, показанного на рис. 6,*б*, следует ожидать погрешности $\Delta I_1=180$ А, тогда как в случае рис. 6,*в* — $\Delta I_2=1000$ А. Таким образом, с учетом погрешности измерения значение критического тока для указанной температуры участка составляет $I_c=5{,}52\div5{,}75$ кА, т. е. расхождение значений критического тока для указанных осциллограмм не превышает 0,25 кА или 5% величины критического тока.

Полученную зависимость результатов измерения критического тока от условий проведения эксперимента необходимо учитывать при экспериментальном определении температурной зависимости критического тока длинномерных отрезков ТНС СПК. Она может также быть полезна при исследовании комбинированных ленточных образцов сверхпроводящих материалов, особенно при бифилярной намотке исследуемых образцов [8], поскольку в этом случае магнитное поле концентрируется в основном в пространстве между лентами. Следует, однако, отметить, что при исследовании ленточных образцов обычно используются низкие скорости увеличения транспортного тока, причем толщина подложки незначительна, поэтому переходные электромагнитные процессы в подложке ленточных образцов в большинстве случаев не оказывают заметного влияния на результаты измерений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Powell R. L., Clark A. F.** Definition of terms for practical superconductors. P. 2. Critical Parameters. — Cryogenics, 1978, vol. 18, № 3.
2. **Бендик Н. Т., Комиссаржевский Н. Е.** Экспериментальное исследование критического тока участка жилы сверхпроводящего кабеля. — В кн.: Создание СП токопровода генераторного напряжения. — М.: Изд. ЭНИН, 1981.
3. **Нейман Л. Р., Калантаров П. Л.** Теоретические основы электротехники, ч. 3. — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1954.
4. **Болотин И. Б., Эйдель Л. З.** Измерения в переходных режимах короткого замыкания. — Л.: Энергия, 1981.
5. **Тотубалин В. Н.** Изучение разрушения сверхпроводимости в проволоках переменным током. — ПТЭ, № 4.
6. **Тихонов А. Н., Самарский А. А.** Уравнения математической физики. — М.: Наука, 1966.
7. **Электрические** измерения/ Под ред. А. Фремке. — Л.: Энергия, 1973.
8. **Блинков Е. Л., Бендик Н. Т., Зайцев Г. С.** Исследование электрических потерь в станниде ниобия применительно к сверхпроводящим кабелям. — В кн.: Захолаживание и криостатирование сверхпроводящего кабеля. — М.: изд. ЭНИН, 1980.

[01.07.82]

УДК 621.372.061.001.2.003.1

Оптимальное проектирование двухэлементных параметрических источников тока

ВАДАЧКОРИЯ Г. В., канд. техн. наук
Грузинский политехнический институт

В различных отраслях техники находят применение индуктивно-емкостные преобразователи источников напряжения в источники тока — параметрические источники тока (ПИТ) [1]. Известно значительное количество схем ПИТ различной структуры. Простейшими среди них являются двухэлементные схемы, оптимизации которых посвящена данная статья. Описание режимов работы и определение расчетных соотношений для преобразователей указанной структуры основаны на анализе зависимостей, полученных для схемы, изображенной в общем виде на рис. 1.

Как показано в [2], при двухэлементном исполнении можно осуществить шесть вариантов схемы ПИТ, принцип построения которых основан на использовании метода узловых напряжений. Эти варианты приведены в табл. 1, где $\underline{E}_1$, $\underline{E}_2$, $\underline{E}_3$ — произвольная система э. д. с. Здесь следует отметить, что при заданной системе э. д. с. в каждом варианте схемы ПИТ (за исключением двух последних) можно осуществить различные случаи подключения фазных э. д. с. Например, в первом варианте схемы ПИТ при трехфазной симметричной системе э. д. с. можно осуществить два случая подключения фазных э. д. с.: $-\underline{E}_1=\underline{E}$, $\underline{E}_2=a^2\underline{E}$, $\underline{E}_3=a\underline{E}$ и $\underline{E}_1=\underline{E}$, $\underline{E}_2=a\underline{E}$, $\underline{E}_3=a^2\underline{E}$; во втором варианте $-\underline{E}_2=\underline{E}$, $\underline{E}_3=a^2\underline{E}$ и $\underline{E}_2=\underline{E}$, $\underline{E}_3=a\underline{E}$ и т. д.; здесь $a=\exp(j\,120^\circ)$.

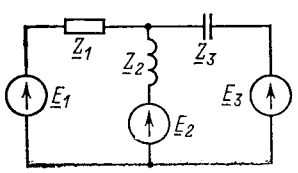


Рис. 1. Обобщенная двухэлементная схема ПИТ

Таблица 1

Вариант ПИТ	Э. д. с. в ветвях с сопротивлением			Вариант ПИТ	Э. д. с. в ветвях с сопротивлением		
	$\underline{Z}_1$	$\underline{Z}_2$	$\underline{Z}_3$		$\underline{Z}_1$	$\underline{Z}_2$	$\underline{Z}_3$
1	$\underline{E}_1$	$\underline{E}_2$	$\underline{E}_3$	4	$\underline{E}_1$	0	$\underline{E}_3$
2	0	$\underline{E}_2$	$\underline{E}_3$	5	0	$\underline{E}_2$	0
3	$\underline{E}_1$	$\underline{E}_2$	0	6	0	0	$\underline{E}_3$

Варианты схемы ПИТ, приведенные в табл. 1, не равнозначны по своим функциональным возможностям, стабилизирующим и другим свойствам и показателям. Поэтому при проектировании ПИТ возникает задача выбора наиболее выгодного варианта его исполнения с определенным критерием.

Одним из основных показателей ПИТ является его стоимость. Поскольку стоимость ПИТ в основ-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ном определяется стоимостью реактивных элементов, в качестве критерия оптимальности схемы целесообразно принять ее удельную стоимость, которая согласно [1] определяется как

$$Ц = \frac{m_L Q_L + m_C Q_C}{S_p}, \qquad (1)$$

где Q_L и Q_C — мощности преобразующих элементов — дросселей и конденсаторных батарей соответственно; S_p — расчетное (максимальное) значение полной мощности нагрузки; m_L и m_C — стоимости 1 квар установленной мощности дросселей и конденсаторных батарей.

Значения m_L и m_C изменяются в широких пределах в зависимости от абсолютной мощности и назначения устройства, серийности и технологичности изготовления дросселей и других факторов. Так, для мощных электротермических установок отношение $m_C/m_L=\beta\approx 5$, в то время как для устройств силовой преобразовательной техники этот параметр гораздо меньше ($\beta=1\div 2$), а в ряде случаев (особенно при мелкосерийном производстве) он оказывается меньше единицы [1].

Если в качестве базовой принять величину m_L, то минимизировать следует приведенную к ней удельную стоимость [1]:

$$\overline{Ц} = Ц/m_L. \qquad (2)$$

Согласно [2] комплексная величина тока в любой ветви схемы рис. 1

$$\underline{I}_k = \frac{\underline{E}_k}{\underline{Z}_k} - \frac{\sum_{k=1}^{3} \frac{\underline{E}_k}{\underline{Z}_k}}{\underline{Z}_k \sum_{k=1}^{3} \frac{1}{\underline{Z}_k}}. \qquad (3)$$

Установленные мощности преобразующих элементов, а также расчетное значение полной мощности нагрузки с сопротивлением $\underline{Z}_1=R_1+jX_1$ при допущении, что $\underline{Z}_2=-\underline{Z}_3=jX$ и с учетом (3) могут быть представлены в следующем виде:

$$Q_L = \frac{E^2_{23}}{X}[B^2 + \lambda^2 n^2_p - 2B\lambda n_p \sin(\theta - \varphi_p)]; \qquad (4)$$

$$Q_C = \frac{E^2_{23}}{X}\{1 + B^2 + 2B\cos\theta + \lambda^2 n^2_p - 2\lambda n_p [B\sin(\theta-\varphi_p) - \sin\varphi_p]\}; \qquad (5)$$

$$S_p = \frac{E^2_{23}}{X} n_p, \qquad (6)$$

где

$$\lambda = \frac{Z_1}{Z_{1m}} = \frac{Z_1}{Z_p} = \sqrt{\lambda^2_a \cos^2\varphi_m + \lambda^2_p \sin^2\varphi_m}$$

— коэффициент вариации сопротивления нагрузки; $\lambda_a=R_1/R_{1m}=R_1/R_p$ и $\lambda_p=X_1/X_{1m}=X_1/X_p$ — коэффициенты вариации активной и реактивной составляющей сопротивления нагрузки соответственно; $n_p=n_m=Z_{1m}/X$ — расчетное (максимальное) значение относительной нагрузки;

θ — угол опережения вектора $\underline{E}_{12}=\underline{E}_1-\underline{E}_2$ от $\underline{E}_{23}=\underline{E}_2-\underline{E}_3$; $\underline{E}_{23}=|\underline{E}_2-\underline{E}_3|$; $B=|\underline{E}_{12}/\underline{E}_{23}|$; $\underline{E}_{12}=|\underline{E}_1-\underline{E}_2|$; $\varphi_m=\arg(Z_{1m})$; $\varphi_p=\operatorname{arctg}\left(\frac{\lambda_p}{\lambda_a}\operatorname{tg}\varphi_m\right)$.

При дальнейшем исследовании принимается, что в случае изменения сопротивления нагрузки в рабочем диапазоне $\lambda_{min}\div 1$ его аргумент остается постоянным. В данном случае $\lambda_a=\lambda_p=\lambda$, $\varphi_p=\varphi_m$. Это характерно для многих типов нагрузок [1] ($\lambda_{min}=Z_{1min}/Z_{1m}$).

Подстановка (4)—(6) в (2) дает выражение приведенной величины удельной стоимости преобразующих элементов:

$$\overline{Ц} = \frac{B^2 + \beta(1 + B^2 + 2B\cos\theta)}{n_p} + (1+\beta)\lambda^2 n_p - 2\lambda[(1+\beta)B\sin(\theta-\varphi_m) - \beta\sin\varphi_m]. \qquad (7$$

Как видно из (7), единственным параметром, изменением которого можно минимизировать приведенное значение удельной стоимости преобразующих элементов, является расчетное значение относительной нагрузки. В [3] дана наиболее совершенная методика определения расчетных значений относительной нагрузки для первого варианта схемы ПИТ, при $\underline{E}_1=E$, $\underline{E}_2=a^2E$, $\underline{E}_3=aE$.

Представляет теоретический и практический интерес рассмотрение вопроса определения расчетного относительной нагрузки для двухэлементных схем ПИТ в общем случае, что позволяет выбрать оптимальную схему ПИТ при проектировании конкретных устройств с заданными технико-экономическими требованиями. Согласно (7) зависимость приведенного удельной стоимости преобразующих элементов ПИТ от коэффициента вариации сопротивления нагрузки является параболической с минимумом в некоторой точке. Поэтому при заданном диапазоне изменения сопротивления нагрузки наибольшее значение $Ц$ соответствует одной или обеим границам изменения параметра λ.

Предположим, что значение $Ц$ на верхнем пределе рабочего интервала сопротивления нагрузки больше или равно значению на нижнем пределе. В данном случае расчетным является максимальный режим сопротивления нагрузки $\lambda=\lambda_{max}=1$. При таких условиях на основе (7) для расчетного значения приведенной удельной стоимости преобразующих элементов ПИТ имеем:

$$\overline{Ц}_p = \frac{B^2 + \beta(1 + B^2 + 2B\cos\theta)}{n_p} + (1+\beta)n_p - 2B(1+\beta)\sin(\theta-\varphi_m) + 2\beta\sin\varphi_m. \qquad (8$$

Очевидно, что в подобных случаях

$$\overline{Ц}_{\text{при }\lambda=1} \geqslant \overline{Ц}_{\text{при }\lambda=\lambda_{min}}. \qquad (9$$

С учетом (7) условие (9) принимает вид

$$n_p \geqslant n_{кр}, \qquad (10$$

или

$$n_p = n_{кр} + \alpha, \qquad (11$$

где согласно (10)

$$\alpha \geqslant 0. \qquad (12$$

Критическое значение относительной нагрузки

$$n_{кр} = 2\,\frac{(1+\beta)B\sin(\theta-\varphi_m) - \beta\sin\varphi_m}{(1+\beta)(1+\lambda_{min})} \qquad (13$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

определяется из условия

$$\overline{Ц}_{\text{при }\lambda=1}=\overline{Ц}_{\text{при }\lambda=\lambda_{\min}}. \quad (14)$$

Подставляя (11) в (8) и исследуя полученное выражение на экстремум для оптимального значения τ, с учетом (12) находим:

$$\alpha_{\text{опт}}=\begin{cases} n_{\text{р.в}}-n_{\text{кр}}, & \text{если } n_{\text{р.в}}\geqslant n_{\text{кр}};\\ 0, & \text{если } n_{\text{р.в}}<n_{\text{кр}}, \end{cases} \quad (15)$$

где

$$n_{\text{р.в}}=\sqrt{\frac{B^2+\beta(1+B^2+2B\cos\theta)}{1+\beta}}. \quad (16)$$

На основе (11) и (15) заключаем, что если

$$n_{\text{р.в}}\geqslant n_{\text{кр}}, \quad (17)$$

в качестве расчетного следует принимать

$$n_{\text{р}}=n_{\text{р.в}}, \quad (18)$$

в противном случае $\alpha=0$ и

$$n_{\text{р}}=n_{\text{кр}}. \quad (19)$$

Согласно (8) в случае, когда соблюдается условие (17), расчетное значение приведенной удельной стоимости преобразующих элементов определяется выражением

$$\overline{Ц}_{\text{р}}=2\{\beta\sin\varphi_m+\sqrt{(1+\beta)[B^2+\beta(1+B^2+2B\cos\theta)]}-$$
$$-(1+\beta)B\sin(\theta-\varphi_m)\}, \quad (20)$$

в противном случае за расчетное следует принимать

$$\overline{Ц}_{\text{р}}=\frac{B^2+\beta(1+B^2+2B\cos\theta)}{n_{\text{кр}}}+(1+\beta)n_{\text{кр}}-$$
$$-2(1+\beta)B\sin(\theta-\varphi_m)+2\beta\sin\varphi_m. \quad (21)$$

Предположим теперь, что значение приведенной удельной стоимости $Ц$ на нижнем пределе рабочего интервала сопротивления нагрузки больше, чем ее значение на верхнем пределе. В данном случае для определения значения приведенной удельной стоимости преобразующих элементов следует пользоваться выражением (7). Ясно, что в подобных случаях

$$\overline{Ц}_{\text{при }\lambda=1}<\overline{Ц}_{\text{при }\lambda=\lambda_{\min}}. \quad (22)$$

С учетом (7) из условия (21) для расчетного значения относительной нагрузки следует

$$n_{\text{р}}<n_{\text{кр}} \quad (23)$$

или

$$n_{\text{р}}=n_{\text{кр}}+\alpha_1, \quad (24)$$

где

$$\alpha_1<0. \quad (25)$$

Подставляя (24) в (7) и исследуя полученное выражение на экстремум для оптимальной величины α_1, с учетом (25) находим

$$a_{1\text{опт}}=\begin{cases} n_{\text{р.н}}-n_{\text{кр}}, & \text{если } n_{\text{р.н}}<n_{\text{кр}};\\ 0, & \text{если } n_{\text{р.н}}\geqslant n_{\text{кр}}, \end{cases} \quad (26)$$

где

$$n_{\text{р.н}}=\frac{1}{\lambda_{\min}}\sqrt{\frac{B^2+\beta(1+B^2+2B\cos\theta)}{1+\beta}}. \quad (27)$$

На основе (24) и (26) заключаем, что если

$$n_{\text{кр}}>n_{\text{р.н}}, \quad (28)$$

то за расчетное следует принимать

$$n_{\text{р}}=n_{\text{р.н}}, \quad (29)$$

в противном случае, т. е. когда $n_{\text{кр}}\leqslant n_{\text{р.н}}$, $\alpha_1=0$ и

$$n_{\text{р}}=n_{\text{кр}}. \quad (30)$$

Анализируя вышеполученные результаты, заключаем, что при определении $n_{\text{р}}$ в качестве расчетного следует принимать $n_{\text{кр}}$ в тех случаях, когда не соблюдаются условия (17) и (28), т. е. если

$$n_{\text{р.в}}<n_{\text{кр}}\leqslant n_{\text{р.н}}. \quad (31)$$

Следовательно, при соблюдении условия (31) $\overline{Ц}_{\text{р}}$ определяется по выражению (21). В случае, когда соблюдается условие (28), для расчетного значения приведенной удельной стоимости преобразующих элементов, согласно (7) и (27), имеем:

$$\overline{Ц}_{\text{р}}=2\lambda_{min}\{\beta\sin\varphi_m-B(1+\beta)\sin(\theta-\varphi_m)+$$
$$+\sqrt{(1+\beta)[B^2+\beta(1+B^2+2B\cos\theta)]}\}. \quad (32)$$

Таким образом, расчетное значение относительной нагрузки однозначно определяется значением параметра $n_{\text{кр}}$, диапазон изменения которого можно разделить на три области; в первой области $-\infty\leqslant n_{\text{кр}}\leqslant n_{\text{р.в}}$ и в качестве расчетного следует принимать $n_{\text{р}}=n_{\text{р.в}}$; во второй области $n_{\text{р.в}}<n_{\text{кр}}\leqslant n_{\text{р.н}}$ и в качестве расчетного следует принимать $n_{\text{р}}=n_{\text{кр}}$; в третьей области $n_{\text{р.н}}<n_{\text{кр}}\leqslant\infty$ и в качестве расчетного принимается $n_{\text{р}}=n_{\text{р.н}}$.

При значении параметра $n_{\text{кр}}$ в первой, во второй и в третьей областях расчетные значения приведенной удельной стоимости преобразующих элементов схемы ПИТ находим соответственно из выражений (2θ), (21) и (32). Во всех случаях имеем минимально достижимое значение приведенной удельной стоимости преобразующих элементов схемы ПИТ.

Следует отметить, что рекомендуемая методика определения расчетной относительной нагрузки дает возможность установить рациональные варианты двухэлементной схемы ПИТ по минимуму приведенной удельной стоимости преобразующего дросселя или конденсаторной батареи. В первом случае в приведенных в статье выражениях следует принимать $\beta=0$, а во втором — $\beta=\infty$.

Здесь следует отметить, что для пятого варианта схемы ПИТ ($B=1$, $\theta=180°$) вследствие линейности функции $\overline{Ц}(n_{\text{р}})$ при $\beta=\infty$ оптимальное значение относительной нагрузки равно нулю, что очевидно также из (16) и (27). Такой же результат получается и для шестого варианта схемы ПИТ ($B=0$) при $\beta=0$. Поэтому в подобных случаях расчетное значение относительной нагрузки следует установить для пятого варианта схемы ПИТ по минимуму приведенной удельной стоимости преобразующего дросселя, а для шестого варианта схемы ПИТ — по минимуму приведенной удельной стоимости конденсаторной батареи.

Таким образом, приведенная в статье методика определения расчетной нагрузки позволяет производить оптимальный выбор того или иного варианта двухэлементной схемы ПИТ по минимуму приведенной удельной стоимости реактивных элементов, а также по минимуму приведенной удельной стоимости преобразующего дросселя или конденсаторной батареи при любом характере сопротивления нагрузки и при любых значениях параметров $\lambda_{\min}$, B и θ. Используя возможные случаи подсоединения э.д.с. питания (в вариантах схемы ПИТ с двумя и тремя источниками э.д.с.), можно определить соответствующие значения параметров B и θ и на их основе найти рациональный вариант схемы ПИТ.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Отметим, что методика оптимизации двухэлементных схем ПИТ лишь при активном характере сопротивления нагрузки и при $\lambda_{min}=0$ для случаев $\beta=0$ и $\beta=\infty$ приведена в [4]. Рассмотрение двух вариантов двухэлементной схемы ПИТ (с точки зрения порядка включения преобразующих элементов) и предлагаемый авторами указанной статьи четырехэтапный метод определения расчетной относительной нагрузки делают расчет и сравнительный анализ громоздкими и трудоемкими. Кроме того, при трехфазной симметричной системе э. д. с. возможно осуществить всего лишь десять разноценных вариантов двухэлементной схемы ПИТ, а не четырнадцать, как это показано в [4].

Для оценки достоверности предлагаемой методики оптимизации двухэлементных схем ПИТ были проведены расчеты при активном характере сопротивления нагрузки и при $\lambda_{min}=0$ для случаев, когда оптимизация схемы ПИТ производится по минимуму приведенной удельной стоимости преобразующего дросселя ($\beta=0$) и конденсаторной батареи ($\beta=\infty$). Полученные результаты полностью согласуются с результатами, приведенными в [4].

Для конкретизации применения приведенной методики определения n_p и $\bar{\Pi}_p$ будем считать, что питание схемы ПИТ осуществляется от трехфазной сети переменного тока. Для данного случая расчетные параметры для каждого варианта схемы ПИТ при допущении, что $\underline{E}_1=E$, $\underline{E}_2=a^2E$, $\underline{E}_3=aE$, приведены ниже

Варианты ПИТ	1	2	3	4	5	6
B	1	$1/\sqrt{3}$	$\sqrt{3}$	1	1	0
θ, град	120	150	150	60	180	—

В качестве примера рассмотрим случаи изменения сопротивления нагрузки ($\lambda_{min}=0$) в полном диапазоне.

На основе выражений (13), (16) и (27) при заданных значениях B, θ, β и φ_m определяются $n_{кр}$, $n_{р.в}$ и $n_{р.н}$. Результаты расчетов для первого варианта схемы ПИТ в случае $\beta=1$ приведены в табл. 2.

Таблица 2

φ_m, град	$n_{кр}$	
	$\varphi_m\geqslant 0$	$\varphi_m\leqslant 0$
0	1,73	1,73
15	1,67	1,67
30	1,50	1,50
45	1,22	1,22
60	0,87	0,87
75	0,45	0,45
90	0	0

Примечание. При всех значениях φ_m значение $n_{р.в}=1$, $n_{р.н}=\infty$.

Согласно данным табл. 2 при изменении абсолютной величины аргумента (φ_m) сопротивления нагрузки от нуля до 45° включительно удовлетворяется условие $n_{р.в}<n_{кр}\leqslant n_{р.н}$, а для остальных значений φ_m — условие — $\infty<n_{кр}\leqslant n_{р.в}$. Поэтому согласно приведенной методике определения n_p в первом случае $n_p=n_{кр}$ и приведенное значение удельной стоимости определяется по выражению (21). Во втором случае $n_p=n_{р.в}$ и для определения расчетной величины $\bar{\Pi}$ следует пользоваться выражением (20). Результаты расчетов приведены в табл. 3.

Аналогично можно определить n_p и $\bar{\Pi}_p$ для остальных вариантов схемы ПИТ.

Таблица 3

φ_m, град	Значение $\bar{\Pi}_p$ для первого варианта схемы ПИТ при $\lambda_{min}=0$			
	$\beta=1$		$\beta=3$	
	$\varphi_m\geqslant 0$	$\varphi_m\leqslant 0$	$\varphi_m\geqslant 0$	$\varphi_m\leqslant 0$
0	1,15	1,15	2,30	2,30
15	1,19	1,19	2,60	2,22
30	1,33	1,33	3,20	2,28
45	1,64	1,64	4,52	2,54
60	2,27	2,27	6,24	3,10
75	3,10	3,10	8,12	4,28
90	4,00	4,00	10,0	6,00

Результаты расчетов по вышеприведенным выражениям показывают, что при $\beta=1$ функция $\bar{\Pi}_p(\varphi_m)$ в первом и во втором вариантах схемы ПИТ инвариантна к знаку аргумента сопротивления нагрузки. Кроме того, существует определенная взаимосвязь между третьим и четвертым, а также пятым и шестым вариантами схемы. В частности, зависимость $\bar{\Pi}_p(\varphi_m)$ для третьего варианта схемы при $\varphi_m\geqslant 0$ является зависимость $\bar{\Pi}_p(\varphi_m)$ для четвертого варианта схемы при $\varphi_m\leqslant 0$ и наоборот. Такая же взаимосвязь существует между пятым и шестым вариантами схемы ПИТ. Поэтому для сравнительного анализа схем ПИТ по приведенной удельной стоимости преобразующих элементов в случае $\beta=1$ достаточно иметь зависимость $\bar{\Pi}_p(\varphi_m)$ при активно-индуктивном, или активно-емкостном характере сопротивления нагрузки.

На рис. 2 приведены кривые зависимости $\bar{\Pi}_p(\varphi_m)$ для каждого варианта схемы ПИТ при активно-индуктивном характере сопротивления нагрузки и при $\beta=1$ в том случае, когда $\lambda_{min}=0$. Как видно из рис. 2, при активно-индуктивном характере сопротивления нагрузки, если $\varphi_m\leqslant 45°$ рационально использовать второй, а при $\varphi_m>45°$ — пятый вариант схемы ПИТ. С учетом вышеизложенного на основе анализа рис. 2 заключаем также, что при активно-емкостном характере сопротивления нагрузки, если $|\varphi_m|<45°$ целесообразно использовать опять второй, а при $|\varphi_m|>45°$ — шестой вариант схемы ПИТ.

Характеристики режима работы ПИТ при активно-индуктивном характере сопротивления нагрузки случае $\beta=3$ и $\lambda_{min}=0$ представлены на рис. 3, а при активно-емкостной нагрузке — на рис. 4. Из этих рисунков следует, что в случае $\beta>1$ параметрические источники тока по первым, вторым, четвертым и шес-

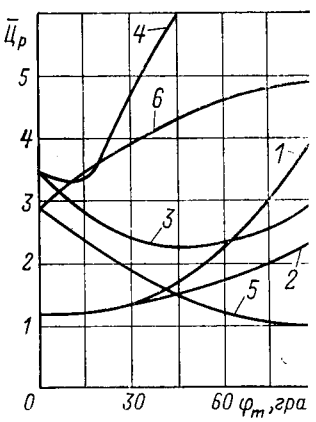


Рис. 2. Изменение приведенной удельной стоимости преобразующих элементов схемы ПИТ в зависимости от аргумента сопротивления нагрузки при активно-индуктивной нагрузке и при $\lambda_{min}=0$ и $\beta=1$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

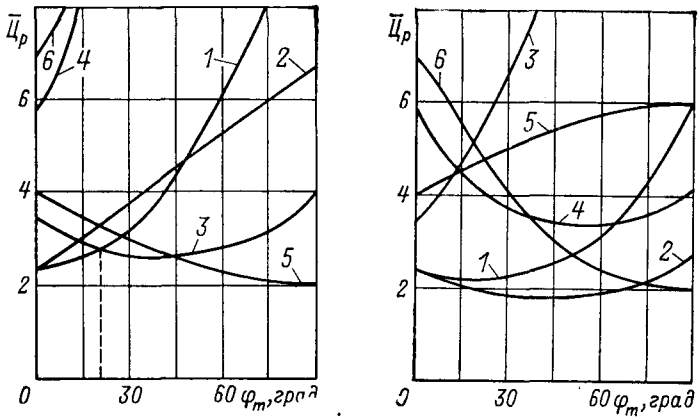


Рис. 3. Изменение приведенной удельной стоимости преобразующих элементов схемы ПИТ в зависимости от аргумента сопротивления нагрузки при активно-индуктивной нагрузке и при $\lambda_{min}=0$ и $\beta=3$

Рис. 4. Изменение приведенной удельной стоимости преобразующих элементов схемы ПИТ в зависимости от аргумента сопротивления нагрузки при активно-емкостной нагрузке и при $\lambda_{min}=0$ и $\beta=3$

тым вариантам выгоднее использовать при активно-емкостной нагрузке, а остальные варианты — при активно-индуктивном характере сопротивления нагрузки. Это объясняется тем, что конденсаторные батареи в первом, во втором, в четвертом и в шестом вариантах схемы ПИТ нагружены при активно-емкостной нагрузке меньше, чем при активно-индуктивной нагрузке, а в остальных вариантах — наоборот.

Из рис. 3 следует также, что при активно-индуктивном характере сопротивления нагрузки в случае $\beta=3$ и $\lambda_{min}=0$, целесообразно использовать первый вариант схемы ПИТ, если $\varphi_m \leqslant 21°$ — в пределах $21° \leqslant \varphi_m \leqslant 45°$ — третий, а при $\varphi_m > 45°$ — пятый вариант схемы ПИТ. Совершенно другой результат получается при активно-емкостном характере сопротивления нагрузки. Это очевидно из рис. 4, согласно которому если $|\varphi_m| \leqslant 75°$, то выгоднее использовать второй, а при $|\varphi_m| > 75°$ — шестой вариант схемы ПИТ.

Аналогично можно определить значение параметров B и θ в случае, когда в схеме рис. 1 действует трехфазная система э. д. с. обратного чередования ($\underline{E}_1=E$, $\underline{E}_2=aE$, $\underline{E}_3=a^2E$). В данном случае результаты расчетов при активном характере сопротивления нагрузки и при $\lambda_{min}=0$ и $\beta=1$ приведены ниже:

Варианты ПИТ	1	2	3	4	5	6
Значение $\bar{Ц}_р$ при $\varphi_m=0$	7,46	3,48	9,1	9,1	2,84	2,84

На основе этих данных и рис. 2 заключаем, что при активном характере сопротивления нагрузки и $\lambda_{min}=0$, $\beta=1$ наиболее рациональными (обладающими минимумом приведенной удельной стоимости преобразующих элементов) являются первый и второй варианты схемы ПИТ. При этом в обоих вариантах схемы целесообразно использовать систему э. д. с. прямого чередования ($\underline{E}_1=E$, $\underline{E}_2=a^2E$, $\underline{E}_3=aE$).

Аналогично можно установить наиболее рациональные варианты схемы ПИТ при произвольных системах э. д. с. и заданных значениях φ_m, λ_{min} и β в случае, когда оценка оптимальности схемы ведется по минимуму приведенной удельной стоимости преобразующих элементов, а также по минимуму приведенной удельной стоимости преобразующего дросселя или конденсаторной батареи.

Отметим, что расчетные выражения для других, не рассмотренных нами схем (например для T- и $П$-образных, мостовых структур, а также для схем с комбинированным питанием нагрузки [5]), могут быть легко получены при использовании изложенной выше методики, если при этом выражения, описывающие удельные стоимости реактивных элементов, — квадратичные функции, графиками которых являются параболы, и их вершины соответствуют минимумам функции $Ц(\lambda)$.

Таким образом, порядок определения расчетного сопротивления нагрузки и приведенной удельной стоимости преобразующих элементов схемы ПИТ следующий:

1. На основе выражений для токов исследуемых схем можно получить соотношения для определения мощностей реактивных элементов и номинальной величины полной мощности нагрузки. При этом, в общем случае $Q_L=\sum_{k=1}^{N} Q_{Lk}$ и $Q_C=\sum_{k=1}^{M} Q_{Ck}$, где N и M — число дросселей и конденсаторов в схеме ПИТ.

2. Составляется выражение для определения приведенной удельной стоимости $\bar{Ц}$ преобразующих элементов как функция параметра λ.

3. При заданном значении β определяется вторая производная функции $\bar{Ц}(\lambda)$ и в случае $(\partial^2\bar{Ц}/\partial\lambda^2)>0$, исследование продолжается. На основе выражений

$$(\partial\bar{Ц}/\partial n_р)_{при\ \lambda=1}=0,\ (\partial\bar{Ц}/\partial n_р)_{при\ \lambda=\lambda_{min}}=0 \text{ и}$$

$$\bar{Ц}_{при\ \lambda=1}=\bar{Ц}_{при\ \lambda=\lambda_{min}}$$

определяются соответственно $n_{р.в}$, $n_{р.н}$ и $n_{кр}$.

При определении расчетной величины относительной нагрузки следует соблюдать приведенный в работе порядок установления $n_р$. При этом в случае, когда в качестве расчетного принимается $n_р=n_{р.в}$ или $n_р=n_{кр}$, то

$$\bar{Ц}_р=\bar{Ц}_{при\ \lambda=1},\ \text{а при } n_р=n_{р.н},\ \bar{Ц}_р=\bar{Ц}_{при\ \lambda=\lambda_{min}}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Волков И. В., Смолянский И. И.** Асимметричные режимы работы индуктивно-емкостных преобразователей. — Киев: Наукова думка, 1976.

2. **Котия А. К., Вадачкория Г. В.** К вопросу синтезирования схем параметрических источников тока. Сообщения АН ГССР, вып. 75, № 2, 1974.

3. **Ашинянц С. А., Гуттерман К. Д.** Методика оптимального проектирования неуправляемых однофазных и трехфазных симметричных параметрических источников тока. — В кн.: Тезисы докладов научно-технической конференции. Проблемы преобразовательной техники, т. V.—Киев, ИЭД АН УССР, 1979.

4. **Губаревич В. Н., Исаков В. Н., Кабан В. П.** Двухэлементные схемы индуктивно-емкостных преобразователей. — В кн. Источники электропитания со специальными характеристиками. — Киев: Наукова думка, 1979.

5. **Липковский К. А., Александров М. М.** Структуры систем комбинированного питания. — В кн. Источники электропитания со специальными характеристиками. — Киев: Наукова думка, 1979.

[19.11.81]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 621.374.018.782.3.

Расчет переходного процесса в нелинейной цепи при импульсном питании

БЕЛЬМАН М. Х., доктор техн. наук
Ленинград

При расчете переходных процессов в импульсных системах широко используется аппарат разностных уравнений. Однако в применении к нелинейным цепям этот аппарат оказывается достаточно сложным, так как разностные уравнения нелинейны и, кроме того, для их получения нужно интегрировать исходные нелинейные дифференциальные уравнения. Методы, основанные на кусочно-линейной аппроксимации нелинейностей, а также графические и графоаналитические отличаются значительной трудоемкостью. Часто используется линеаризация нелинейной функции в ограниченной области изменения аргумента; последняя определяется пульсацией аргумента вокруг его среднего значения. Однако в неустановившемся режиме и среднее значение, и величина пульсации изменяются в широких пределах; если это обстоятельство не учтено, точность расчетов оказывается неудовлетворительной.

Представляется целесообразным использовать такой способ линеаризации, который автоматически учитывал бы изменение области линеаризации в неустановившемся режиме. Этому требованию удовлетворяет гармоническая линеаризация [1], однако в применении к системам импульсного питания, где изменение переменных существенно отличается от синусоидального, она дает большие погрешности, а учет высших гармоник резко усложняет решение задачи.

Для расчета квазиустановившихся режимов ряда нелинейных цепей с импульсным питанием в [2 и 3] используется экспоненциальная линеаризация нелинейностей. В статье ставится задача, используя экспоненциальную линеаризацию, дать относительно простой приближенный способ расчета неустановившихся режимов в нелинейной цепи при периодическом импульсном воздействии.

Рассмотрим дифференциальные уравнения

$$\left.\begin{aligned} L(i)\,i' &= U_1 - u_1(i) - iR_1 \text{ при } 0<t<\gamma T \text{ (импульс);} \\ L(i)\,i' &= U_2 - u_2(i) - iR_2 \text{ при } \gamma T<t<T \text{ (пауза),} \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

описывающие процесс в нелинейной цепи при воздействии прямоугольных импульсов напряжения с периодом T и скважностью γ. Здесь $L(i)$ — индуктивность, зависящая от тока; $u_1(i)$ и $u_2(i)$ — нелинейные вольт-амперные характеристики. Структура цепи может изменяться на границах импульса и паузы; в случае постоянной структуры $u_1(i)=u_2(i)$ и $R_1=R_2$. Ограничения, налагаемые на параметры цепи, рассмотрены в приложении 1.

Для расчета неустановившихся режимов в линейных цепях с импульсным питанием в [4] предложен приближенный метод средних параметров. Используя экспоненциальную линеаризацию нелинейностей, распространим его на нелинейный случай. Поделим (1) на $L(i)$:

$$i'=\varphi_1(i) \text{ при } 0<t<\gamma T;\ i'=\varphi_2(i) \text{ при } \gamma T<t<T, \quad (2)$$

и заменим полученные уравнения линеаризованными:

$$\left.\begin{aligned} i' &= F_1 + q_1(i - i_{ср}) \text{ при } 0<t<\gamma T; \\ i' &= F_2 + q_2(i - i_{ср}) \text{ при } \gamma T<t<T. \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Здесь $i_{ср}$ — средний ток за период T; F_1, q_1, F_2 и q_2 — коэффициенты экспоненциальной линеаризации, которые находятся из условия минимума среднеквадратической ошибки, где среднее берется по времени за период T [2 и 3]. В (3) величины F_1, q_1, F_2, q_2 и $i_{ср}$ постоянны в пределах каждого периода, но изменяются от одного периода к другому. Применяя метод средних параметров к уравнениям (3), получаем дифференциальное уравнение, описывающее изменение среднего тока в неустановившемся режиме. Согласно [4], в каждом из интервалов следует положить в правой части $i=i_{ср}$; тогда находим

$$i'=F_1 \text{ при } 0<t<\gamma T;\ i'=F_2 \text{ при } \gamma T<t<T. \quad (4)$$

Выразим производную через приращения тока в каждом из интервалов:

$$i'=\frac{\Delta i_1}{\gamma T} \text{ при } 0<t<\gamma T;\ i'=\frac{\Delta i_2}{(1-\gamma)T} \text{ при } \gamma T<t<T. \quad (5)$$

Используя (5), из (4) находим

$$\left.\begin{aligned} \frac{1}{\gamma T}\Delta i_1 &= F_1 \text{ при } 0<t<\gamma T; \\ \frac{1}{(1-\gamma)T}\Delta i_2 &= F_2 \text{ при } \gamma T<t<T. \end{aligned}\right\} \quad (6)$$

Выражая отсюда Δi_1 и Δi_2 и учитывая, что $\Delta i_1+\Delta i_2=\Delta i_{ср}$, имеем

$$\Delta i_{ср}=\gamma T F_1+(1-\gamma)\,TF_2. \quad (7)$$

Исходя из допущения об относительно медленном изменении среднего значения, т. е. о малом изменении $i_{ср}$ за время T, можно положить

$$i'_{ср}=\Delta i_{ср}/T. \quad (8)$$

В итоге находим приближенное дифференциальное уравнение для среднего значения:

$$i'_{ср}=\gamma F_1+(1-\gamma)F_2. \quad (9)$$

Решение этого уравнения $i_{ср}(t)$ есть непрерывная функция, которая в середине каждого n-го периода T совпадает со средним током за этот период $i_{ср(n)}$; в дальнейшем $i_{ср}(t)$ назовем гладкой составляющей. На рис. 1 изображено изменение тока за n-й период T. В соответствии с (8) зависимость $i_{ср}(t)$ в пределах периода представляется прямой линией $i_{ср}(t)=i_{ср}(nT)+\Delta i_{ср}t/T$ (нанесена штрих-пунктиром). Последняя происходит через середины отрезков мгновенного тока ($ab=bc$; $cd=de$), что, как нетрудно показать, дает наилучшее приближение к мгновенному току в смысле критериев Чебышева, равенства площадей, наименьших квадратов. При этом значение среднего тока за период

$$i_{ср(n)}=i_{ср}(nT)+0{,}5\Delta i_{ср}=i_{ср}(nT+0{,}5T). \quad (10$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

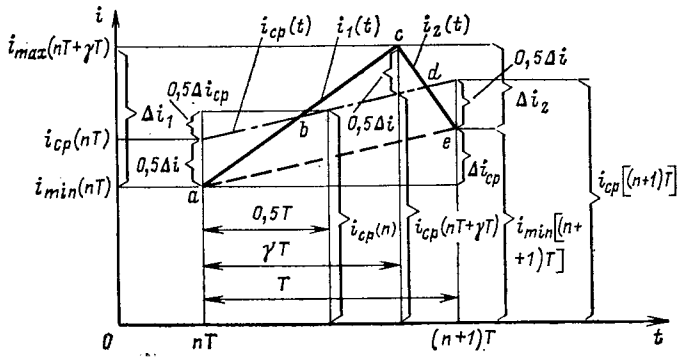


Рис. 1

Из рис. 1 находим

$$\left.\begin{aligned} i_{cp}(nT)=i_{min}(nT)+0{,}5\Delta i;\ i_{cp}(nT+\gamma T)=\\ =i_{max}(nT+\gamma T)-0{,}5\Delta i;\\ i_{cp}(nT+T)=i_{min}(nT+T)+0{,}5\Delta i=\\ =i_{cp}(nT)+\Delta i_{cp}, \end{aligned}\right\} \quad (11)$$

где Δi — отклонение значений $i_{min}\ (nT)$ $i_{max}(nT+\gamma T)$ и $i_{min}(nT+T)$ от текущих значений среднего тока $i_{cp}(t)$.

Используя (6) и (7), из рис. 1 получаем

$$\Delta i=\Delta i_1-\gamma\Delta i_{cp}=\gamma(1-\gamma)T(F_1-F_2). \quad (12)$$

Полагая в (9) $i'_{cp}=0$, с учетом (6), (8) и (12), имеем

$$\gamma F_1+(1-\gamma)F_2=0;\ \Delta i_1=-\Delta i_2=\Delta i=\gamma TF_1=$$
$$=-(1-\gamma)TF_2. \quad (13)$$

Выражения (13) позволяют найти i_{cp} и Δi в квазиустановившемся режиме при треугольной форме кривой тока. Соответствующие соотношения в [3] являются частным случаем этих выражений. Совпадение объясняется тем, что согласно методу средних параметров форма кривой тока внутри периода T, как видно из (4), также полагается треугольной.

При импульсном питании цепей первого порядка форма изменения переменной, как правило, близка к треугольной, поскольку на практике частота импульсного воздействия выбирается относительно высокой с целью ограничения пульсаций. Поэтому коэффициенты линеаризации, входящие в (9), определим исходя из треугольной формы кривой тока, когда применима треугольная линеаризация нелинейностей, являющаяся частным случаем экспоненциальной линеаризации. При определении коэффициентов линеаризации будем исходить из предположения, что гладкая составляющая решения в пределах одного периода неизменна и равна среднему значению за период — $i_{cp(n)}$. Здесь используется принцип разделения движений на «быстрое» — для переменной составляющей внутри периода и «медленное» — от периода к периоду — для гладкой составляющей. Как известно, подобный подход весьма эффективен при расчете неустановившихся режимов по методу гармонической линеаризации [1]. Полагая в (11)

$$i_{cp}(nT)=i_{cp}(nT+\gamma T)=i_{cp}(nT+T),$$

получаем

$$i_{min}(nT)=i_{min}(nT+T)=i_{cp}(nT)-0{,}5\Delta i;$$
$$i_{max}(nT+\gamma T)=i_{cp}(nT)+0{,}5\Delta i, \quad (14)$$

где Δi определяется по (12).

Следуя методике [3] при треугольной форме кривой тока получаем

$$F_1=\frac{1}{\gamma T}\int_0^{\gamma T}\varphi_1[i(t)]\,dt=\frac{1}{\Delta i}\int_{i_{cp}-0{,}5\Delta i}^{i_{cp}+0{,}5\Delta i}\varphi_1(i)\,di;$$

$$F_2=\frac{1}{(1-\gamma)T}\int_{\gamma T}^{T}\varphi_2[i(t)]dt=\frac{1}{\Delta i}\int_{i_{cp}-0{,}5\Delta i}^{i_{cp}+0{,}5\Delta i}\varphi_2(i)\,di. \quad (15)$$

Здесь в силу упрощения (14) область линеаризации определяется с относительной погрешностью, не превышающей $\pm 0{,}5\ \Delta i_{cp}/\Delta i$, что вполне допустимо, так как при больших пульсациях $\Delta i_{cp}\ll\Delta i$, а при малых процесс близок к гладкому: мгновенный ток незначительно отклоняется от кривой $i_{cp}(t)$; кроме того, как следует из (15), $F_1\to\varphi_1(i_{cp})$ и $F_2\to\varphi_2(i_{cp})$.

Важно отметить, что в линейных задачах, рассмотренных в [4], уравнение средних значений не зависит от мгновенных колебаний переменной, тогда как в рассматриваемом нелинейном случае входящие в (9) коэффициенты линеаризации F_1 и F_2 зависят от величины пульсаций Δi. Этим учитывается влияние пульсации тока на изменение его среднего значения в неустановившемся режиме. Связь между переменной и средней составляющими через коэффициенты линеаризации (15) есть следствие неприменимости принципа наложения для нелинейной цепи.

Подставляя Δi из (12) в (15), можно найти зависимости для коэффициентов линеаризации как функции среднего тока $F^*_1(i_{cp})$ и $F^*_2(i_{cp})$, которые, пользуясь терминологией [1], назовем функциями смещения. Функция смещения выражает связь между средними по времени значениями функции и аргумента. Чем больше отношение $\Delta i/i_{cp}$, тем значительнее функция смещения отличается от исходной нелинейности. Подставляя $F^*_1\ (i_{cp})$ и $F^*_2\ (i_{cp})$ в (12), находим $\Delta i=f(i_{cp})$, а затем из (11) — зависимости огибающих от среднего тока $i_{min}\ (i_{cp})$ и $i_{max}\ (i_{cp})$. Наконец, подставляя $F^*_1\ (i_{cp})$ и $F^*_2\ (i_{cp})$ в (9), получаем нелинейное дифференциальное уравнение

$$i'_{cp}=\gamma F^*_1(i_{cp})+(1-\gamma)F^*_2(i_{cp})=\chi(i_{cp}). \quad (16)$$

Дальнейшее определение зависимости $i_{cp}(t)$ сводится к задаче интегрирования нелинейного уравнения «гладкого» процесса, к которому применимы известные методы, в том числе и приближенные. В частности, можно найти простое приближенное решение, применив повторную экспоненциальную линеаризацию аналогично тому, как это делается в методе гармонической линеаризации для неустановившихся режимов [1]. Используя повторную линеаризацию, исходим из допущения, что изменение среднего тока во времени носит монотонный характер и близко к экспоненциальному закону. В (16) нелинейность $\chi(i_{cp})$ линеаризуем в виде $B_э(I_{cp}-i_{cp})$, где I_{cp} — установившееся значение среднего тока, определяемое из условия $\chi(I_{cp})=0$; получаем повторно лине-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

аризованное дифференциальное уравнение

$$i'_{ср}=B_э(I_{ср}-i_{ср}). \quad (17)$$

Чтобы найти коэффициент повторной экспоненциальной линеаризации $B_э$, минимизируем функционал

$$\int_0^\infty \{\chi[i_{ср}(t)]-B_э[I_{ср}-i_{ср}(t)]\}^2 dt.$$

Дифференцируя по $B_э$ и вводя замену переменной t на i с учетом (17), получаем условие минимизации

$$\int_{i_{ср0}}^{I_{ср}} [\chi(i_{ср})-B_э(I_{ср}-i_{ср})]\,di_{ср}=0. \quad (18)$$

Отсюда

$$B_э=\frac{2}{(I_{ср}-i_{ср0})^2}\int_{i_{ср0}}^{I_{ср}}\chi(i_{ср})\,di_{ср}=\frac{\chi(i_{ср0})+4\chi[0{,}5(i_{ср0}+I_{ср})]}{3(I_{ср}-i_{ср0})}. \quad (19)$$

Второе равенство в (19), найденное по формуле Симпсона, тем точнее, чем ближе $\chi(i_{ср})$ к кривой второго порядка.

Начальное значение среднего тока $i_{ср0}$ определяется по кривым $i_{min}(i_{ср})$ и $i_{max}(i_{ср})$ из условия непрерывности мгновенного тока: если начало процесса совпадает с началом импульса, то известным из предыдущего состояния является значение i_{min}, а если с началом паузы, то — i_{max}.

Интегрируя уравнение (17), получаем

$$i_{ср}(t)=I_{ср}-(I_{ср}-i_{ср0})\,e^{-B_э t}. \quad (20)$$

Эквивалентная постоянная времени $\tau_э=1/B_э$ позволяет охарактеризовать инерционные свойства нелинейной цепи первого порядка с учетом влияния пульсаций.

Заметим, что повторная экспоненциальная линеаризация в частном случае, когда пульсации отсутствуют, сводится к обобщенной линеаризации для монотонного процесса, описанной в [5 и 6]. В этом легко убедиться, полагая в (15) — (20) $\Delta i=0$; $\varphi_1(i)=\varphi_2(i)$; $i=i_{ср}$.

Рассмотрим частный случай, когда

$$\varphi_1(i)-\varphi_2(i)=H=\text{const}. \quad (21)$$

При этом из (9), (12) и (15) имеем

$$F_1=F_2+H;\ \Delta i=\gamma(1-\gamma)TH;\ i'_{ср}=\gamma H+F_2. \quad (22)$$

Здесь Δi не зависит от $i_{ср}$; искомый коэффициент треугольной линеаризации всего один — F_2, причем $F^*_2=F_2$; i_{min} и i_{max} определяются непосредственно из (11). Это существенно упрощает решение задачи. Если условие (21) не выполняется, то уравнения (2) можно свести к рассматриваемому случаю, а именно к виду

$$\theta'=1+\xi(\theta) \text{ при } 0<t<\gamma T;\ \theta'=\xi(\theta) \text{ при } \gamma T<t<T \quad (23)$$

подстановкой

$$\theta=\int_0^i \frac{di}{\varphi_1(i)-\varphi_2(i)};\ \xi(\theta)=\frac{\varphi_2[i(\theta)]}{\varphi_1[i(\theta)]-\varphi_2[i(\theta)]} \quad (24)$$

(согласно приложению 1 $\varphi_1-\varphi_2\neq 0$).

Такая замена, в частности, целесообразна, если в уравнениях (1) $L(i)$ — быстро убывающая функция (см. пример 2 приложения 2).

Изложенную методику расчета неустановившихся процессов можно распространить на системы второго и более высокого порядков, если аргумент нелинейной функции изменяется во времени периодически по закону, близкому к кусочно-экспоненциальной форме, в частности — к треугольной форме. Такое положение имеет место в том случае, если в системе можно осуществить разделение движений на «быстрые» и «медленные» составляющие таким образом, чтобы «быстрое» движение описывалось уравнением первого порядка с дискретно изменяющейся правой частью, например, уравнением (1); при этом остальные «медленные» переменные при расчете «быстрого» движения рассматриваются как «замороженные» [7]. Выше указывалось, что расчет неустановившегося режима, описываемого уравнением (1), также базируется на разделении движений на «быструю» пульсирующую и «медленную» — гладкую составляющие. Следовательно, для системы высокого порядка разделение движения нужно произвести дважды: во-первых, для того, чтобы выделить «быструю» подсистему, описываемую уравнением первого порядка с дискретно изменяющейся правой частью; во-вторых, для того, чтобы из этого уравнения получить уравнение гладкой составляющей, которая является «медленной» по сравнению с периодом импульсного воздействия и в то же время «быстрой» по сравнению с переменными «медленной» подсистемы. Последние определяются после нахождения гладкой составляющей «быстрой» подсистемы и сами являются гладкими. Изложенное иллюстрируется примерами (см. приложение 2).

Выводы. 1. Расчет неустановившегося режима нелинейной цепи первого порядка при импульсном питании можно выполнить, используя экспоненциальную линеаризацию нелинейностей и полагая, что гладкая составляющая решения является медленно меняющейся функцией по сравнению с переменной составляющей, вызываемой импульсным воздействием.

2. Закон изменения гладкой составляющей можно найти по методу средних параметров; при этом форма решения внутри периода импульсного воздействия полагается треугольной, и применима треугольная линеаризация нелинейностей, являющаяся частным случаем экспоненциальной.

3. Влияние импульсного воздействия на гладкую составляющую решения учитывается через коэффициенты треугольной линеаризации, которые при расчете переходного режима определяются по тем же формулам, что и для квазиустановившегося процесса.

4. Для решения нелинейного дифференциального уравнения, описывающего изменение гладкой составляющей, целесообразно использовать повторную экспоненциальную линеаризацию; при этом одним эквивалентным параметром удается охарактеризовать инерционные свойства цепи с учетом влияния пульсаций.

5. Изложенный метод применим для системы более высокого порядка, если допустимо ее разделение на «быструю» и «медленную» подсистемы так, что

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

«быстрая» подсистема описывается нелинейным уравнением первого порядка, учитывающим импульсное воздействие.

Приложение 1. О границах применимости методики.

Выражения (2) описывают фазовые траектории цепи и, следовательно, должны удовлетворять условиям: функции $\varphi_1(i)$ и $\varphi_2(i)$ непрерывные, однозначные; $\varphi_1(i)\geqslant 0$; $\varphi_2(i)\leqslant 0$; $\varphi_1(i)-\varphi_2(i)>0$. Дополнительное ограничение, налагаемое на эти функции, вытекает из допущения о линейном изменении $i(t)$ внутри каждого дискретного интервала, т. е. о треугольной форме решения $i(t)$ внутри периода T. Решая (2) для интервала импульса, имеем

$$t=\int_{i_н}^{i}\frac{di}{\varphi_1(i)};\quad \gamma T=\int_{i_н}^{i_к}\frac{di}{\varphi_1(i)}. \qquad (П\text{-}1)$$

Здесь $i_н$, $i_к$ — начальное и конечное значения тока ($i_к-i_н\approx\Delta i_1$).

Если бы ток изменялся линейно, то при тех же значениях $i_н$ и $i_к$ его уравнение имело бы вид

$$\tau=\frac{i-i_н}{i_к-i_н}\gamma T. \qquad (П\text{-}2)$$

Найдем максимум разности $|\tau-t|$ из условия $(\tau-t)'_i=0$. Подставляя сюда (П-1) и (П-2), получаем

$$\varphi_1(i^*)=\frac{i_к-i_н}{\gamma T}. \qquad (П\text{-}3)$$

Отсюда находим i^* и вычисляем максимальную относительную ошибку:

$$\delta=\frac{\max|\tau-t|}{\gamma T}=\left|\frac{i^*-i_н}{i_к-i_н}-\int_{i_н}^{i^*}\frac{di}{\varphi_1(i)}\Big/(\gamma T)\right|. \qquad (П\text{-}4)$$

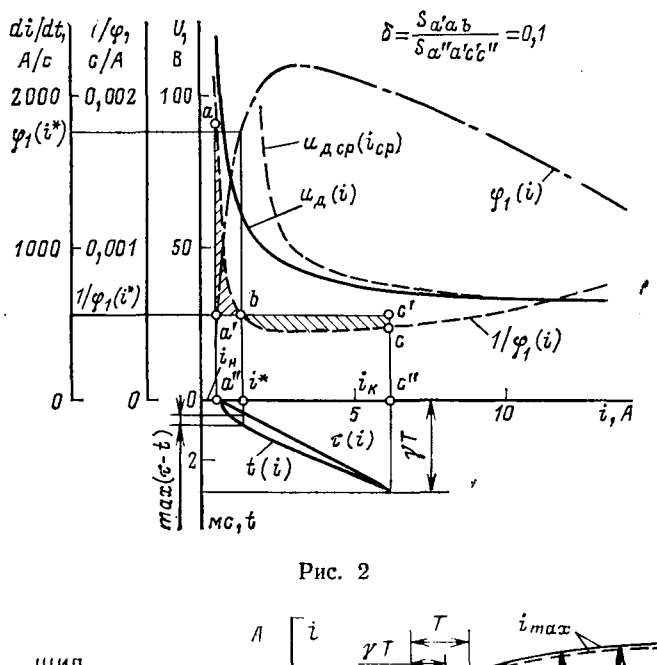


Рис. 2

Геометрическая интерпретация этого выражения ясна из рис. 2, где $a''a'c'c''$ — прямоугольник, равновеликий фигуре $a''ab\,cc''$, площадь которой равна γT. Величина δ есть отношение заштрихованной площади $S_{a'ab}$ (или равной ей площади $S_{bc'c}$) к площади прямоугольника $S_{a''a'c'c''}$. Чем меньше это отношение, тем ближе решение $i(t)$ к линейному. Для целей данного исследования $i(t)$ можно полагать линейным, если

$$\delta\leqslant 0{,}1\div 0{,}2 \qquad (П\text{-}5)$$

для любого возможного промежутка ($i_н$, $i_к$), удовлетворяющего второму равенству (П-1). Этот промежуток удобно определять по кривой $1/\varphi_1(i)$ — см. рис. 2.

Очевидно, (П-5) должно выполняться и для интервала паузы; при этом $i_к-i_н\approx\Delta i_2$; $\varphi_1(i)$ заменяется на $\varphi_2(i)$, а γT — на $(1-\gamma)T$. Совокупность изложенных ограничений, налагаемых на $\varphi_1(i)$ и $\varphi_2(i)$, определяет применимость описываемого способа расчета к нелинейным цепям первого порядка с различными конфигурациями и нелинейностями.

Приложение 2. Пример 1. Рассчитаем переходный процесс в цепи питания электрической дуги от широтно-импульсного преобразователя (ШИП) (рис. 3,*а*), описываемый уравнениями (1), при следующих условиях: начало процесса совпадает с началом импульса, при этом $i(0)=0{,}5$ А; $U_1=120$ В; $U_2=0$; $T=0{,}005$ с; $\gamma=0{,}6$; индуктивность сглаживающего дросселя не зависит от тока $L(i)=L_{др}=0{,}03$ Гн; вольт-амперная характеристика дуги описывается выражением $u_1(i)=u_2(i)=u_д(i)=\alpha+\beta/i$ (рис. 2), где $\alpha=30$ В, $\beta=40$ В·А; в интервале паузы ток замыкается через диод; $R_1=R_{др}=3{,}5$ Ом; $R_2=R_{др}+R_д=5{,}5$ Ом.

Приводя (1) к виду (2), имеем $\varphi_1(i)=[U_1-u_д(i)-iR_1]/L_{др}$; $\varphi_2(i)=[-u_д(i)-iR_2]/L_{др}$. Обе нелинейности удовлетворяют требованиям, изложенным в приложении 1. Проверим, в частности, выполнение условия (П-5) для фазовой траектории $\varphi_1(i)$, показанной на рис. 2. Планиметрируя фигуру $a''ab\,cc''$, при $i_н=i(0)=0{,}5$ А и $\gamma T=0{,}003$ с из условий (П-1) и (П-3) получаем $i_к=6{,}15$ А, $\varphi_1(i^*)=1775$ А/с. Из рис. 2 и формулы (П-4) находим $i^*=1{,}3$ А; $\delta=0{,}093$. В последующих интервалах с ростом $i_н$ функция $\varphi_1(i)$ приближается к постоянной величине и поэтому δ еще уменьшается; следовательно, решение $i(t)$ в интервалах импульсов близко к линейному. Аналогичным образом проверяется интервал паузы.

Подставляя $\varphi_1(i)$ и $\varphi_2(i)$ в (15), имеем $F_1=(U_1-F_э-i_{ср}R_1)/L_{др}$; $F_2=(-F_э-i_{ср}R_2)/L_{др}$, где

$$F_э=\alpha+\frac{\beta}{\Delta i}\ln\left(1+\frac{\Delta i}{i_{ср}-0{,}5\Delta i}\right). \qquad (П\text{-}6)$$

Из (12) получаем $\Delta i=\gamma(1-\gamma)T\,[U_1-i_{ср}(R_1-R_2)]/L_{др}$.

Подставляя Δi в (11) и (П-6), находим $i_{min}(i_{ср})$, $i_{max}(i_{ср})$ и $F^*_э(i_{ср})=u_{дср}(i_{ср})$ — см. рис. 2. С помощью этих кривых получаем: $i_{ср0}=3{,}02$ А — из условия $i(0)=i_{min}(i_{ср0})$; $\chi(i_{ср0})=300$ А/с; $I_{ср}=8{,}65$ А — из условия $\chi(I_{ср})=0$; $\chi[0{,}5(i_{ср0}+I_{ср})]=317$ А/с. Подставляя эти значения в (19), получаем $B_э=93$ 1/с.

Уравнение среднего тока

$$i_{ср}(t)=8{,}65-5{,}63\,e^{-93t}$$

позволяет найти огибающие $i_{min}(t)$, $i_{max}(t)$ и, наконец, — $i(t)$. Эти кривые показаны на рис. 3,*б* штриховыми линиями. Они близки к соответствующим зависимостям, рассчитанным на ЭВМ по уравнениям (1) (сплошные линии); заметим, что кривая $i(t)$ имеет практически треугольную форму внутри каждого периода T.

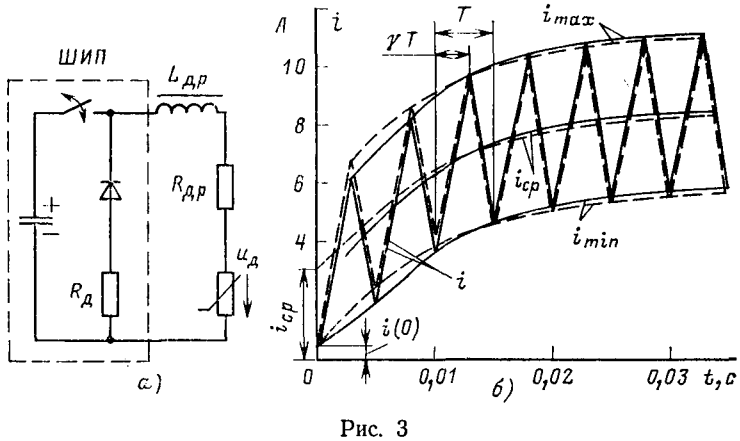


Рис. 3

Аналогичным образом рассчитываются переходные процессы в электрических машинах, устройствах дуговой сварки с индуктивными накопителями, электромагнитах, а также в других нелинейных цепях первого порядка, питаемых от ШИП.

Пример 2. Рассчитаем процесс пуска двигателя независимого возбуждения, якорь которого питается от ШИП (рис. 4,*а*), при следующих условиях: ток возбуждения $i_в$ в момент включения равен установившемуся значению и остается неизменным; пренебрегая реакцией якоря, поток в зазоре ма-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

шины полагаем постоянным; экранирующее влияние вихревых токов пренебрежимо мало; момент включения совпадает с началом импульса; в интервале паузы ток замыкается через диод.

Процесс пуска описывается системой уравнений:

$$\left.\begin{aligned} L(i)\,i' &= U_1 - c\omega\Phi - iR - \Delta U_{щ} \quad \text{при} \quad 0 < t < \gamma T; \\ L(i)\,i' &= U_2 - c\omega\Phi - iR - \Delta U_{щ} \quad \text{при} \quad \gamma T < t < T; \end{aligned}\right\} \quad (П\text{-}7)$$

$$J\omega' = c\Phi i - M_c. \quad (П\text{-}8)$$

Здесь $U_1=100$ В; $U_2=0$; ω — угловая частота вращения; Φ — магнитный поток; $c\omega\Phi$ — э. д. с. вращения; $c\Phi=0{,}135$ В·с; $\Delta U_{щ}=2$ В — падение напряжения на щетках; i — ток якоря; $R=5$ Ом — сопротивление якорной цепи; ее индуктивность, зависящая от тока, аппроксимируется выражением $L(i)=ah/(a+i)^2$ (рис. 4,*б*), где $a=2$ А; $h=0{,}3$ В·с; далее $T=0{,}006$ с; $\gamma=0{,}3$; $J=3\cdot10^{-4}$ кг·м^2 — суммарный момент инерции якоря и нагрузки; $M_c=0{,}15$ Н·м — момент сил сопротивления.

Точное аналитическое решение задачи получить не представляется возможным. На рис. 4,*в* приведены зависимости $i(t)$ и $\omega(t)$, рассчитанные на ЭВМ (сплошные линии). Найдем приближенное решение по предлагаемому способу. Исходя из допущения о том, что электромагнитный переходный процесс протекает значительно быстрее, чем электромеханический, применим принцип разделения движения [7], а именно: (П-7) будем рассматривать как уравнение «быстрой» подсистемы, а (П-8) — «медленной». При этом введем следующие упрощения.

1. Пренебрежем колебаниями частоты вращения внутри периода T, вызванными пульсацией якорного тока; при этом в уравнение (П-8) можно подставлять средний ток за период, т. е. гладкую составляющую «быстрой» подсистемы.

2. Процесс пуска разобьем на два интервала времени. В интервале I при расчете «быстрого» электромагнитного процесса в уравнении (П-7) замораживается «медленная» переменная $\omega(\omega\equiv0)$; полученная гладкая составляющая «быстрой» подсистемы $i_{ср}(t)$ подставляется в (П-8) для определения «медленной» переменной $\omega(t)$; интервал заканчивается, когда электромагнитный неустановившийся процесс переходит в квазиустановившийся. В интервале II электромагнитный процесс внутри каждого периода полагается квазиустановившимся, поэтому $i_{ср}=f(\omega)$; эта зависимость совместно с уравнением (П-8) определяет «медленное» изменение угловой частоты ω.

Приведем (П-7) к виду (2):

$$\varphi_1(i) = (U_1 - c\omega\Phi - iR - \Delta U_{щ})/L(i);$$

$$\varphi_2(i) = (-c\omega\Phi - iR - \Delta U_{щ})/L(i).$$

Можно убедиться, что $\varphi_1(i)$ и $\varphi_2(i)$ не удовлетворяют условию (П-5). Так, для $\varphi_2(i)$ при $\omega=\theta$ из рис. 4,*б* находим $\delta=0{,}55$. Следовательно, форма кривой $i(t)$ внутри периода T должна существенно отличаться от треугольной (что подтверждается кривой $i(t)$ на рис. 4,*в*, рассчитанной на ЭВМ); это вызвано сильной нелинейностью $L(i)$. Целесообразно перейти к другой переменной согласно (24); имеем $\theta=hi/[(a+i)U_1]$; отсюда $i(\theta)=a\theta/(h/U_1-\theta)$; $\xi(\theta)=-[c\omega\Phi+a\theta R/(h/U_1-\theta)+\Delta U_{щ}]/U_1$.

Заметим, что $U_1\theta$ — это потокосцепление якорной цепи. Можно убедиться, что $\xi(\theta)$ и $1+\xi(\theta)$ удовлетворяют условию (П-5). Так, для $\xi(\theta)$ при $\omega=0$ из рис. 4,*б* находим $\delta=0{,}15$. Следовательно, форма кривой $\theta(t)$ близка к треугольной внутри периода T. Подставляя $\xi(\theta)$ в (15), получаем $F_э=-(c\omega\Phi+F_э+\Delta U_{щ})/U_1$, где

$$F_э = i_{ср}(\theta_{ср})R = a\left(\frac{h}{U_1\Delta\theta}\ln\frac{h/U_1-\theta_{ср}+0{,}5\Delta\theta}{h/U_1-\theta_{ср}-0{,}5\Delta\theta}-1\right)R;$$

значение $\Delta0$ определяется по (22) при $H=1$. Заметим, что $F_э$ и $\Delta\theta$ не зависят от ω. Подставляя численные значения, находим $\Delta0=0{,}00126$ с; график функции $F_э(\theta_{ср})$ при $\Delta\theta=0{,}00126$ с показан на рис. 4,*б*.

В интервале I ($\omega\equiv0$) зависимость $\theta_{ср}(t)$ определяется по (17) с заменой символа i на θ; из (22), пользуясь графиком $F_э(\theta_{ср})$, находим установившееся значение $\theta^{y}_{ср}=0{,}00205$ с; учитывая, что $\theta_{min}(0)=0$, из (11) имеем $\theta_{ср0}=0{,}5\Delta\theta=0{,}00063$ с; из (19) получаем $B_э=237$ 1/с. Таким образом, $\theta_{ср}(t)=0{,}00205-0{,}00142\ e^{-237t}$.

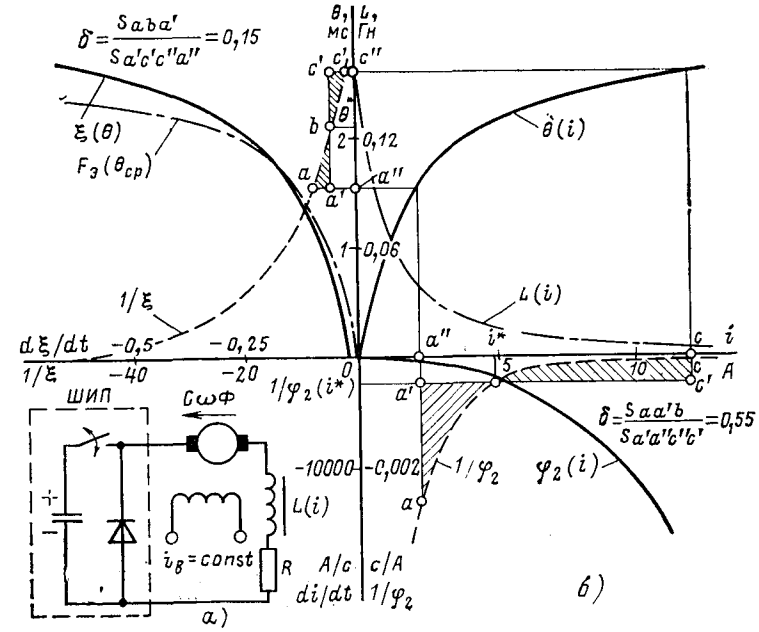
Далее по (11) и кривым $\theta(i)$, $F_э(\theta_{ср})$ находим $\theta_{min}(t)$, $\theta_{max}(t)$, $i(t)$ и $i_{ср}(t)$ (штриховые кривые на рис. 4,*в*). Зная $i_{ср}(t)$, интегрируем уравнение (П-8) и получаем $\omega(t)$.

Длительность интервала I определяется временем установления переменной $\theta_{ср}(t)$, которое принято равным $4\tau_э$, с округлением в большую сторону до целого числа периодов T.

В интервале II в уравнение (П-8) подставляем среднее значение тока, соответствующее квазиустановившемуся электромагнитному процессу при данном ω:

$$i_{ср} = (\gamma U_1 - c\omega\Phi - \Delta U_{щ})/R; \quad (П\text{-}9)$$

решая полученное линейное уравнение, находим изменение «медленной»



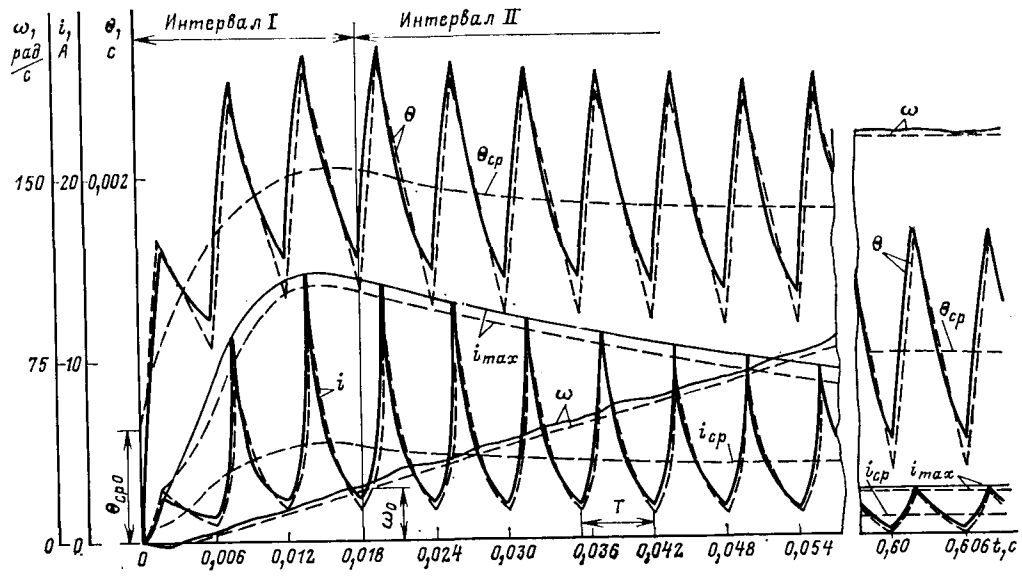


Рис. 4

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Из опыта работы

УДК 621.316.925.2:621.315.1

Защита от замыканий на землю линий электропередачи 110—220 кВ

ЛИБЕРЗОН Э. М.

Москва

Для защиты линий электропередачи 110—220 кВ от замыканий на землю преимущественное распространение получила ступенчатая токовая направленная защита нулевой последовательности (ЗНПТ). Существенным недостатком этой защиты является нестабильность защищаемой зоны при изменении режимов работы энергосистемы и каскадность действия [1 и 2]. Длина зоны, защищаемой первой ступенью защиты линий напряжением 110—220 кВ, в минимальном режиме работы системы весьма часто составляет всего 20—30% длины линии.

Улучшение технического совершенства защит от замыканий на землю (к. з.) может быть достигнуто путем использования дистанционных защит [1 и 3], однако дистанционные защиты от замыканий на землю в СССР пока не выпускаются. Поэтому представляет интерес рассмотрение иных принципов выполнения таких защит.

В статье рассмотрены два типа фильтровых измерительных органов (ИО) защиты от замыканий на землю, имеющие лучшие характеристики по сравнению с токовыми ИО ЗНПТ.

Ступенчатая защита нулевой последовательности по току и напряжению (ЗНПТН). Измерительный орган защиты A линии $АБ$ (рис. 1) реагирует на напряжение вида

$$\dot{U}_з = \mathbf{k}_1\dot{U}_0 + \mathbf{k}_2\dot{I}_0, \qquad (1)$$

где $\dot{U}_0$, $\dot{I}_0$ — векторы напряжения и тока нулевой последовательности в месте установки защиты; $\mathbf{k}_1$, $\mathbf{k}_2$ — комплексные коэффициенты пропорциональности.

Векторы напряжений $\mathbf{k}_1\dot{U}_0$ и $\mathbf{k}_2\dot{I}_0$ формируются совпадающими по углу при к. з. на защищаемой линии. В этом случае при замыканиях на защищаемой линии (точка K_1 на рис. 1) к защите подводится напряжение

$$U_{з1} = k_1U_{01} + k_2I_{01}. \qquad (2)$$

Условие (2) выполняется при к. з. в любой точке защищаемой линии, так как угол сдвига между $\dot{U}_{01}$ и $\dot{I}_{01}$ не зависит от места к. з. на линии и переходного сопротивления в точке к. з.

При к. з. в точке K_2 (рис. 1)

$$U_{з2} \approx k_1U_{02} - k_2I_{02}. \qquad (3)$$

Определим условия, при которых рассмотренный ИО обладает направленностью действия, т. е. не срабатывает при к. з. в точке K_2. Это обеспечивается в случае, если

$$\frac{U_{з1}}{U_{з2}} = \frac{k_1U_{01} + k_2I_{01}}{k_1U_{02} - k_2I_{02}} \geqslant K_{отс}, \qquad (4)$$

где $K_{отс}$ — коэффициент отстройки ($K_{отс} > 1$).

Величины, входящие в (4), следует определять в следующих режимах:

U_{01}, I_{01} — при к. з. в конце защищаемой зоны в минимальном режиме работы системы I (рис. 1);

U_{02}, I_{02} — при к. з. на шинах подстанции A (рис. 1) в минимальном режиме работы системы I.

Здесь и ниже минимальным режимом работы системы считается режим с максимальным сопротивлением нулевой последовательности Z'_{0c} системы I, а максимальным — с минимальным Z_{0c}. Сопротивление нулевой последовательности системы II (рис. 1) в обоих режимах принимается наибольшим из возможных.

Поскольку условие (4) может не выполняться, в общем случае ИО ЗНПТ является ненаправленным, и защита должна снабжаться органом направления мощности (ОНМ), например нулевой последовательности.

Выбор коэффициентов k_1 и k_2 в (2) осуществляется из условия сохранения неизменным напряжения $U_з$ при замыкании на землю в расчетных точках в минимальном и максимальном режимах работы системы I:

$$\left.\begin{aligned} U_з &= U'_з; \\ k_1U_0 + k_2I_0 &= k_1U'_0 + k_2I'_0. \end{aligned}\right\} \qquad (5)$$

Отсюда

$$\frac{k_1}{k_2} = \frac{I_0 - I'_0}{U'_0 - U_0} = \left|\frac{I_0 - I'_0}{U_0 - U'_0}\right|. \qquad (6)$$

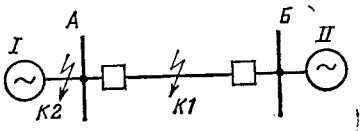


Рис. 1. Схема сети

переменной

$$\omega(t) = \Omega_у(1 - e^{-t/\tau_м}) + \omega_0 e^{-t/\tau_м}, \qquad (П\text{-}10)$$

где

$$\Omega_у = \frac{\gamma U_1 - \Delta U_щ}{c\Phi} - \frac{RM_c}{(c\Phi)^2}; \qquad \tau_м = \frac{RJ}{(c\Phi)^2}.$$

Подставляя численные значения, получаем $\Omega_у = 166$ рад/с; $\tau_м = 0{,}0822$ с; $\omega_0 = 20$ рад/с — угловая частота вращения в конце первого интервала. Из (П-9) и (П-10) находим $i_{ср}(t)$, а затем, используя график $F_э(\theta_{ср})$, получаем $\theta_{ср}(t)$; далее аналогично предыдущему определяем $\theta_{min}(t)$, $\theta_{max}(t)$, $i(t)$. Из рис. 4,*в* видно, что в обоих интервалах пуска расчетные кривые незначительно отличаются от решения, рассчитанного на ЭВМ.

Данная методика может быть использована для расчета неустановившихся режимов систем второго и более высокого порядков при их питании от ШИП, таких как индуктивно-емкостные сглаживающие фильтры с насыщающимися дросселями, трансформаторы, электрические машины средней и большой мощности, содержащие короткозамкнутые контуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Попов Е. П., Пальтов И. П.** Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем. — М.: Физматгиз, 1960. — 792 с.

2. **Бельман М. Х.** Переходные процессы в микродвигателях постоянного тока при импульсном питании. — Л.: Энергия, 1975. — 184 с.

3. **Бельман М. Х.** Расчет квазиустановившегося процесса в нелинейной цепи при импульсном воздействии. — Электричество, 1980, № 8, с. 25—30.

4. **Бедерсон А. А., Мельников О. Н.** Расчет переходных процессов в электрических цепях при импульсном воздействии методом средних параметров. — Электричество, 1972, № 2, с. 66—69.

5. **Орурк И. А., Коновалов А. С.** Метод обобщенной линеаризации нелинейностей. — В кн. «Методы исследований и оптимизация сложных систем управления», Межвузовский сборник. — Л.: Изд. ЛГУ, 1973, вып. 1, с. 3—13.

6. **Лихтциндер М. Я.** Обобщенная линеаризация существенно нелинейных систем с обратными связями. — В кн.: «Математическое моделирование и теория электрических цепей». Республиканский межведомственный сборник. — Киев: Наукова думка, 1975, вып. 13, с. 103—210.

7. **Геращенко Е. И., Геращенко С. М.** Метод разделения движений и оптимизация нелинейных систем. — М.: Наука, 1975.—295 с.

[23.12.81]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Здесь параметры со штрихом относятся к минимальному режиму работы системы, а без штриха — к максимальному.

Повышение чувствительности ЗНПТН по сравнению с ЗНПТ происходит за счет уменьшения тока срабатывания ЗНПТН при увеличении сопротивления нулевой последовательности системы I.

Действительно, из (5) с учетом соотношений

$$U_0=I_0Z_{0c},\ U'_0=I'_0Z'_{0c}$$

в условиях срабатывания защиты имеем

$$I_{0c.з}(k_1Z_{0c}+k_2)=I'_{0c.з}(k_1Z'_{0c}+k_2). \qquad (7)$$

При

$$Z'_{0c}>Z_{0c},\ I'_{0c.з}<I_{0c.з},$$

где $I_{0c.з}$ — ток нулевой последовательности, при котором срабатывает защита.

Поскольку минимальный режим системы характеризуется увеличением Z_{0c} по сравнению с максимальным ($Z'_{0c}>Z_{0c}$), уменьшение тока срабатывания в минимальном режиме приводит к повышению чувствительности защиты в этом режиме.

В качестве расчетного в (6) принимается такой вид к. з. (однофазное $K^{(1)}$ или двухфазное на землю $K^{(1,1)}$), при котором ток I_0 наибольший.

Отношение токов при $K^{(1)}$ и $K^{(1,1)}$ может быть определено по известным выражениям [2].

Из (7) видно, что ИО ЗНПТН реагирует на напряжение, пропорциональное току нулевой последовательности защищаемой линии (I_0).

Поскольку при перемещении точки K_1 (рис. 1) от конца линии к ее началу ток I_0 возрастает, возрастает и напряжение, подводимое к ИО. Поэтому при к. з. в любой точке в зоне действия защиты она должна срабатывать.

Для иллюстрации повышения чувствительности ЗНПТН по сравнению с ЗНПТ рассмотрим простейший пример защиты одноцепной линии напряжением 110 кВ с односторонним питанием (рис. 2).

Нейтрали трансформаторов подстанции *Б* разземлены.

Исходные данные для расчета:

Z_{0c}=10 Ом; Z_{1c}=20 Ом; Z'_{0c}=30 Ом; Z'_{1c}=40 Ом; длины линий l=50 км.

Удельное сопротивление прямой и нулевой последовательностей линии $Z_{1\,уд}$=0,4 Ом/км; $Z_{0\,уд}$=1,4 Ом/км.

Направленная защита нулевой последовательности.

Ток в защите при $K^{(1)}$ в конце линии в максимальном режиме работы системы

$$3I_0=\frac{3E_ф}{2Z_{1Σ}+Z_{0Σ}}=1230\text{A}.$$

Ток срабатывания первой ступени защиты

$$I_{0\,с.з}=K_{отс}3I_0=1480\text{ A},$$

здесь $K_{отс}$ — коэффициент отстройки.

Длина защищаемой зоны в минимальном режиме работы системы

$$l'=\frac{3E_ф/I_{0c.з}-2Z'_{1c}+Z'_{0c}}{2Z_{1уд}+Z_{0уд}}=10{,}4\text{ км}.$$

Защита нулевой последовательности по току и напряжению.

$$I_0=410\text{ A};\ I'_0=300\text{ A};$$

$$\frac{k_1}{k_2}=\left|\frac{I_0-I'_0}{I_0Z_{0c}-I'_0Z'_{0c}}\right|=0{,}0224.$$

Примем k_1=1, тогда k_2=44,5 Ом.

Напряжение срабатывания защиты

$$U_{c.з}=K_{отс}U_з=1{,}2\cdot3(U_0+44{,}5I_0)=79500\text{ В}.$$

Ток срабатывания защиты в минимальном режиме работы системы

$$I'_{с.з}=\frac{U_{с.з}}{Z'_{0c}+k_2}=1070\text{ А}.$$

Длина защищаемой зоны

$$l'=34\text{ км}.$$

По сравнению с ЗНПТ длина защищаемой зоны (т. е. чувствительность защиты) в минимальном режиме увеличилась в 3,3 раза.

Существенное влияние на чувствительность ЗНПТН оказывают режимы заземления нейтрали трансформатора противоположного конца линии (подстанции *Б*, рис. 2), а для двухцепных линий — также и взаимоиндукция между параллельными цепями. Аналогично ЗНПТ длина зоны, защищаемой ступенью ЗНПТН, сокращается при наличии на противоположном конце линии

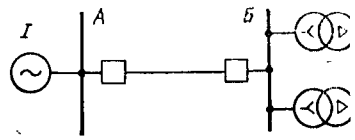


Рис. 2. Схема сети с односторонним питанием

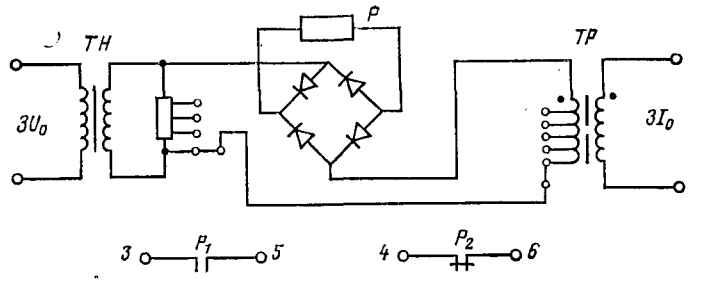


Рис. 3. Схема лабораторного макета измерительного органа ЗНПТН

трансформаторов с заземленной нейтралью (по сравнению с рассмотренным режимом одностороннего питания), что является недостатком защиты.

Однако и для общего случая линий с двухсторонним питанием (рис. 1) также обеспечивается повышение чувствительности защиты по сравнению с ЗНПТ, но это имеет место при каскадном действии защиты, т. е. после отключения линии со стороны смежной подстанции (подстанции *Б* на рис. 1).

В общем случае ЗНПТ должна выполняться многоступенчатой и дополняться ОНМ.

Реализация ИО ЗНПТН технических трудностей не вызывает.

Лабораторный макет (рис. 3) был изготовлен на базе реле тока обратной последовательности типа РТФ-1М, в котором трансформатор тока переделан на трансформатор напряжения *TH* путем замены его первичной обмотки, а вторичная обмотка трансформатора *TP* выполнена с отпайками. Вторичная обмотка *TH* нагружена на регулируемый резистор для установки требуемых значений коэффициентов k_1. Установка коэффициентов k_2 осуществляется переключением отпаек *TP*. Вторичные обмотки *TH* и *TP* соединены последовательно с такой полярностью, чтобы при к. з. на защищаемой линии векторы $k_1\dot{U}_0$ и $k_2\dot{I}_0$ были примерно в фазе, что выполнимо, так как

$$\varphi_1=\widehat{\dot{I}_0\dot{U}_0}\approx70°\div80°;\ \varphi_2=\widehat{\dot{I}_0\dot{U}_{тр}}=80°\div85°,$$

отсюда

$$\psi=\widehat{\dot{U}_0\dot{U}_{тр}}\approx0°\div15°.$$

Отклонение ψ от 0 определяет погрешность ИО, которая не превышает 3—5%.

Область применения — преимущественно первые и вторые ступени защиты линий электропередачи напряжением 110—220 кВ при существенной нестабильности режимов работы питающей системы, когда чувствительность ЗНПТ недостаточна.

Ступенчатая защита нулевой и обратной последовательности по току и напряжению (ЗНОПТН). Измерительный орган защиты реагирует на напряжение вида

$$\dot{U}_р=|\dot{U}_{к0}|+2|\dot{U}_{к2}|; \qquad (8)$$

$$\left.\begin{aligned}-\dot{U}_{к0}&=\dot{U}_0+\dot{I}_0\mathbf{Z}_{0л};\\ -\dot{U}_{к2}&=\dot{U}_2+\dot{I}_2\mathbf{Z}_{2л},\end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

где $\dot{U}_0$ и $\dot{U}_2$ — векторы нулевой и обратной последовательностей в месте установки защиты; I_0 и I_2 — векторы токов нулевой и обратной последовательностей в защите; $\mathbf{Z}_{0л}$ и $\mathbf{Z}_{2л}$ — сопротивления нулевой и обратной последовательностей защищаемой линии.

Векторные суммы в (9) формируются так, чтобы при замыканиях на защищаемой линии угловой сдвиг между векторами $\dot{U}_0$ и $\dot{I}_0\mathbf{Z}_{0л}$, а также между $\dot{U}_2$ и $\dot{U}_{к2}$ был наименьшим. В этом случае составляющие напряжений $\dot{U}_{к0}$ и $\dot{U}_{к2}$ при замыканиях на землю в конце линии являются составляющими напряжений нулевой и обратной последовательностей в месте к. з.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Напряжение вида (8) при $K^{(1)}$ в конце линии сохраняется неизменным вне зависимости от режимов работы системы и смежной подстанции.

Действительно, без учета переходных сопротивлений, сопротивления дуги в месте к. з. и равенстве сопротивлений прямой и обратной последовательностей элементов системы имеем [2]:

$$\left.\begin{aligned} U_{к2} = Z_2 I_0 = \frac{E_ф}{2 + Z_{0Σ}/Z_{2Σ}}; \\ U_{к0} = \frac{E_ф}{1 + 2Z_{2Σ}/Z_{0Σ}}, \end{aligned}\right\} \quad (10)$$

откуда

$$U_з = 2U_{к2} + U_{к0} = E_ф. \quad (11)$$

Здесь $Z_{0Σ}$, $Z_{2Σ}$ — суммарные сопротивления нулевой и обратной последовательностей относительно места к. з.

Таким образом, напряжение $U_з$ при $K^{(1)}$ в конце линии не зависит от соотношения $Z_{2Σ}/Z_{0Σ}$ в месте к. з. Это объясняется тем, что уменьшение тока I_0 в защите, например при изменении режима на смежной подстанции (подстанции $Б$ на рис. 1), вследствие подключения части трансформаторов с заземленной нейтралью, компенсируется увеличением тока I_2 в защите.

При $K^{(1,1)}$ имеем:

$$U_{к0}^{(1,1)} = U_{к2}^{(1,1)},$$

откуда

$$U_з = 3U_{к0}^{(1,1)} = \frac{3E_ф}{2 + Z_{2Σ}/Z_{0Σ}}. \quad (12)$$

Из (12) видно, что напряжение $U_з$ при $K^{(1,1)}$ зависит от соотношения $Z_{2Σ}/Z_{0Σ}$, однако отличие $U_з^{(1,1)}$ от $U_з^{(1)}$ при изменении $Z_{2Σ}/Z_{0Σ}$ невелико.

При $Z_{0Σ} < Z_{2Σ}$, что часто имеет место при повреждениях в конце линий в случае наличия трансформаторов с заземленными нейтралями на смежной подстанции, $U^{(1,1)} < U^{(1)}$, т. е. расчетным является режим $K^{(1)}$. Некоторое сокращение зоны действия при $K^{(1,1)}$ можно считать допустимым, поскольку на этот вид повреждения реагируют защиты от междуфазных к. з.

При $Z_{0Σ} > Z_{2Σ}$ и $U^{(1,1)} > U^{(1)}$ выбор уставки должен производиться по режиму $K^{(1,1)}$.

Поскольку $U_з$ зависит от U_2 и I_2, ИО реагирует и на двухфазные замыкания без земли $K^{(2)}$.

При $K^{(2)}$ имеем:

$$U_{к0} = 0; \quad 2U_{к2} = E_ф. \quad (13)$$

Таким образом, выбор уставки срабатывания первой ступени защиты по условию

$$U_{с.з} = k_{отс} U_з = 1{,}2E_ф \quad (14)$$

обеспечивает отстройку от $K^{(1)}$, $K^{(2)}$ и $K^{(1,1)}$ (при $Z_{0Σ} < Z_{2Σ}$) в конце линии.

Определим длину зоны, защищаемой первой ступенью защиты.

Обозначим длину защищаемой зоны через l', сопротивление участка линии l' для нулевой последовательности через $Z'_{0л}$, для обратной — через $Z'_{2л}$ отношение токов в защите $I_2/I_0 = k$.

При $K^{(1)}$ в конце l' имеем:

$$\left.\begin{aligned} E_ф = I'_0 (Z_{0с} + Z'_{0л}) + 2kI'_0 (Z_{2с} + Z'_{2л}); \\ U_з = I'_0 (Z_{0с} + Z_{0л}) + 2kI'_0 (Z_{2с} + Z_{2л}). \end{aligned}\right\} \quad (15)$$

Используя зависимости

$$Z_{0л} = Z_{0уд} l_л; \quad Z'_{0л} = Z_{0\,уд} l'_л;$$
$$Z_{2л} = Z_{2\,уд} l_л; \quad Z'_{2л} = Z_{2\,уд} l'_л,$$

после преобразований (15) получим:

$$U_з = E_ф \frac{l_л + n}{l' + n}, \quad (16)$$

где

$$n = \frac{Z_{0с} + 2kZ_{2с}}{Z_{0уд} + 2kZ_{2уд}}; \quad k = \frac{Z_{2Σ}(Z_{0с} + Z'_{0л})}{Z_{0Σ}(Z_{2с} + Z'_{2л})};$$

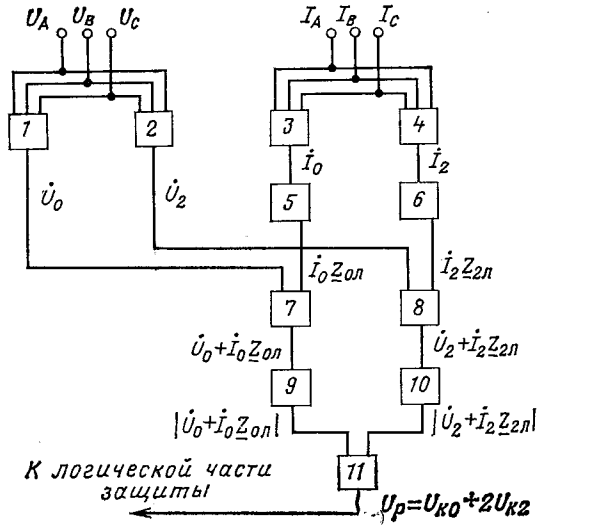


Рис. 4. Структурная схема измерительного органа ЗНПТН: *1* — фильтр $\dot{U}_0$; *2* — фильтр $\dot{U}_2$; *3* — фильтр $\dot{I}_0$; *4* — фильтр $\dot{I}_2$; *5* — блок формирования напряжения $\dot{I}_0 Z_{0л}$; *6* — блок формирования напряжения $\dot{I}_2 Z_{2л}$; *7*, *8* — сумматоры; *9*, *10* — формирователи абсолютных значений; *11* — сумматор

при

$$U_{с.з} = 1{,}2E_ф; \quad l' = \frac{l_л}{1{,}2} + 0{,}16n. \quad (17)$$

Из (17) следует, что длина зоны, защищаемой первой ступенью защиты, зависит от режимов работы системы и смежной подстанции, однако зависимость эта слабая (определяется членом $0{,}16n$).

Так, для данных рассмотренного выше примера в минимальном режиме имеем:
при $k_1 = 1$; $n_1 = 50$; $l' = 33{,}7$ км;
при $k_2 = 2$; $n_2 = 63$; $l' = 31$ км.

Таким образом, защищаемая зона составляет более 60% длины линии. С увеличением длины защищаемой линии и мощности питающей системы (система I на рис. 1) защищаемая зона увеличивается. Защита нулевой и обратной последовательностей по току и напряжению должна выполняться многоступенчатой и в общем случае дополняться ОНМ.

В рассмотренном варианте выполнения ИО изменение уставки осуществляется по параметру $U_з$. Возможно иное выполнение ИО с сохранением рассмотренного принципа, а именно: параметр $U_з$ принимается неизменным и равным $E_ф$, а уставка регулируется изменением $Z_{0л}$ и $Z_{2л}$ [см. уравнение (9)].

Структурная схема ИО, реализующая алгоритм (9), приведена на рис. 4. При использовании операционных усилителей на интегральных микросхемах, в том числе и для фильтров симметричных составляющих, выполнение этой схемы трудностей не представляет.

Оценка свойств ЗНОПТН. Достоинства защиты:

достаточно высокая чувствительность, слабое влияние режимов системы на длину защищаемой зоны;

по принципу действия защиты не реагирует на качания, так как использует составляющие нулевой и обратной последовательностей;

уменьшение каскадного действия по сравнению с ЗНПТ и ЗНПТН.

Недостатком защиты является усложнение расчетов при выборе уставок вследствие необходимости согласования ступеней защиты, реагирующих на разные электрические величины (например, при согласовании с ЗНПТ); учета междуфазных к. з. и сопротивлений обратной последовательности двигателей нагрузки.

Область применения — защита линий напряжением 110—220 кВ от замыканий на землю в случаях, когда недопустимо каскадное действие защиты, а также на линиях с ответвлениями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Федосеев А. М.** Релейная защита электрических систем.— М.: Энергия, 1976.

2. **Руководящие** указания по релейной защите. — М.: Энергия, 1980.

3. **Аржанников Е. А.** Многофазные реле сопротивления и их выполнение на принципе определения порядка следования импульсов. — Электричество, 1973, № 12.

[29.12.80]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 621.314.2.004.5

Процедуры тестового диагноза вентильных преобразователей

МИРОНОВ В. Н., ОБУХОВ С. Г.

Московский энергетический институт

Вентильные преобразователи (ВП) электрической энергии представляют собой класс сложных объектов, оперирующих с потоками информации и энергии. Практически все преобразовательные установки рассчитаны на длительный срок эксплуатации и должны отвечать требованиям ремонтопригодности. Как правило, ВП являются частью более сложных систем, что приводит к росту издержек, связанных с ремонтом и восстановлением ВП. Если информационные узлы ВП можно резервировать, то для энергетических этот путь неприемлем по экономическим соображениям.

Такие показатели, как наработка на отказ, вероятность безотказной работы не могут полностью характеризовать эффективность использования оборудования. В дополнение целесообразно использовать такие показатели, как затраты на ремонт и восстановление, отнесенные к периоду эксплуатации, ущерб, связанный с потерей работоспособности, стоимость обслуживания, коэффициент готовности, определяемый как

$$K_{\text{г}} = \frac{T_{\text{р}}}{T_{\text{р}} + T_{\text{в}} + T_0},$$

где $T_{\text{р}}$ — время работы в течение периода эксплуатации; T_0, $T_{\text{в}}$ — время обслуживания и восстановления.

Значительную часть времени обслуживания составляет диагностирование: контроль состояния системы (исправность, работоспособность), выявление характера отказа и определение отказавших элементов. Поэтому сокращение времени контроля состояния ВП, выявления отказавших элементов и автоматизация этих процедур представляет важную задачу.

Целью настоящей статьи является анализ методов диагностики силовой части ВП. Эта задача делится на следующие части: определение необходимого объема диагностической информации; сравнительный анализ путей получения диагностической информации, рациональная организация диагностической процедуры, определение алгоритма работы диагностирующего устройства и необходимого объема его памяти. Вопрос выбора тестовых воздействий и точек их приложения для электрических цепей с различной топологической структурой и различными элементами требует самостоятельного рассмотрения и здесь не решается.

Разработанные методы диагностики информационных систем [1 и 2] не могут быть перенесены на силовые цепи ВП по следующим причинам: силовые цепи ВП характеризуются иными, чем информационные системы, функциями изменения сигналов;

выбор видов тестовых сигналов существенно больше, чем в логических системах;

глубина диагностирования должна быть выше — до одного элемента; отказы в силовых цепях могут быть множественными и взаимозависимыми; способы получения ответных реакций ограничены спецификой силовых цепей (недопустимость или нежелательность разрыва ветвей с целью диагностирования, сложность получения информации о токе ветвей, желательность потенциальной развязки ВП и диагностирующего устройства); элементы цепи оказывают маскирующее действие друг на друга, например, обмотка трансформатора маскирует пробой параллельно включенного конденсатора при использовании сигналов постоянного тока.

Полный объем диагностической информации с учетом допущения о том, что отказы системы обусловлены только отказами элементов (не рассматриваются случайные изменения топологической структуры), определяется количеством элементов и числом их состояний. Полное число технических состояний объекта

$$N = \prod_{i=1}^{l} m_i^{n_i},$$

где m_i — число состояний элементов i-й группы; n_i — число элементов в этой группе; l — число групп с различными m.

Объем информации, необходимой для описания состояния объекта,

$$I_N = \log_2 N = \sum_{i=1}^{l} n_i \log_2 m_i.$$

Эта информация может быть получена в ходе диагностической процедуры, т. е. совокупности тестов или элементарных проверок, каждая из которых включает воздействие на объект тестового сигнала, получение ответной реакции и ее анализ.

Пусть объект содержит элементы a, b, c, d, каждый из которых может находится в двух состояниях: исправен (a), отказ ($\bar{a}$). Полное число состояний объекта равно $N=2^4=16$. Эти состояния удобно представить двоичными числами от 0000 до 1111 или их десятичными эквивалентами. Полное множество состояний объекта равно 16 и их можно изобразить на диаграмме Вейча. В ходе диагностической процедуры полное множество состояний разбивается на ряд подмножеств. Процесс разбиения продолжается до тех пор, пока не будут локализованы все технические состояния. Способ разбиения полного множества состояний (алгоритм диагноза) удобно изобразить ориентированным графом, который характеризуется числом вершин и рангом конечной вершины (рис. 1). Число конечных вершин графа полного алгоритма диагноза равно числу состояний объекта $V_{\text{к}}=N$ и информацию I_N можно определить как $I_N=\log_2 V_{\text{к}}$.

Величина I_N отражает объем памяти диагностического устройства, необходимый для отображения конечных результатов диагноза. Память диагностических устройств должна хранить не только конечные результаты, но и информацию об исходном множестве состояний и всех промежуточных подмножеств. Так как каждая вершина графа алгоритма сопоставлена с одним из подмножеств состояний, которые выявляются в процессе диагностирования, то объем памяти диагностического устройства определяется полным числом вершин графа. Назовем объем памяти диагностического устройства, необходимый для реализации алгоритма диагноза, информационной емкостью алгоритма $I_{\text{а}}$. По определению

$$I_{\text{а}} = \log_2(V_{\text{к}} + V_{\text{п}}) = \log_2 V,$$

где $V_{\text{п}}$ — число промежуточных вершин графа алгоритма.

Каждое промежуточное подмножество требует для своего разделения применения теста, следовательно, число промежуточных вершин равно числу тестов t, необходимых для реализации

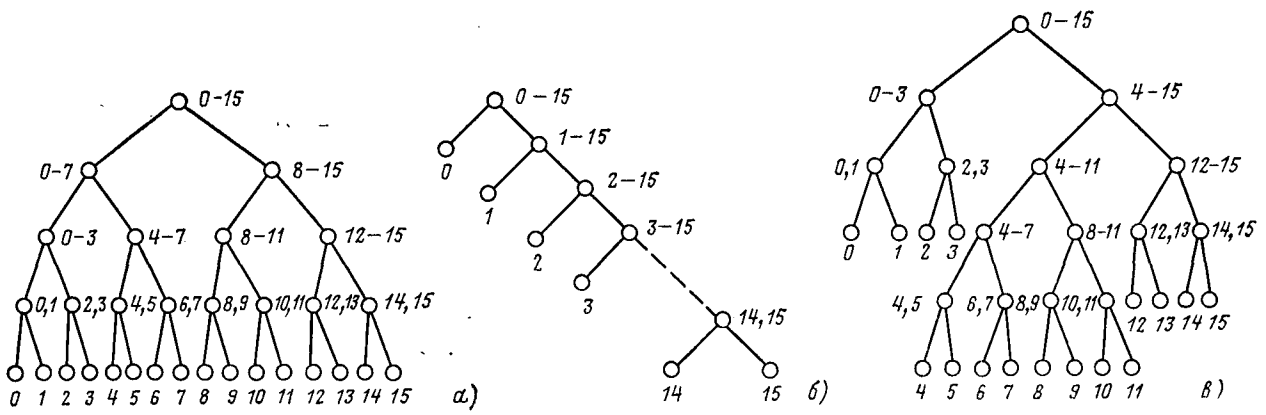


Рис. 1.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

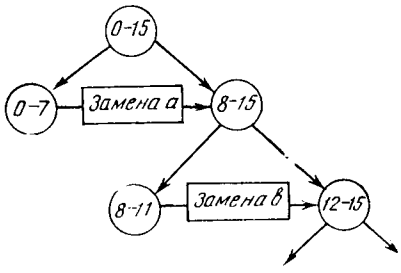


Рис. 2.

даного алгоритма $V_п = t$, откуда

$$I_a = \log_2 (N+t).$$

Величина информационной емкости зависит от количества диагностируемых элементов, числа их состояний и объема информации, получаемой в результате каждого теста (размерности вектора реакции r). При одинаковой для каждого теста размерности вектора реакции информационная емкость инвариантна по отношению к способу построения алгоритма (рис. 1,*а—в*). Определим величину информационной емкости при постоянной размерности вектора реакции. В результате первого теста исходное множество состояний делится на r подмножеств мощностью $S_1 = N/r$, на следующем шаге мощность подмножеств $S_2 = S_1/r = N/r^2$ и т. д. Деление подмножеств продолжается до тех пор, пока мощность всех подмножеств не станет равной единице: $S_k = S_{k-1}/r = N/r^k = 1$. Из полученного соотношения можно определить средний ранг конечных вершин $k = \log_r N$. Так как число вершин следующего ранга в r раз больше, чем вершин предыдущего ранга, то

$$V = 1 + r + r^2 + \ldots + r^{k-1} + r^k = \sum_{i=0}^{\log_r N} r^i, \quad I_a = \log_2 \sum_{i=0}^{\log_r N} r^i.$$

Если число состояний каждого элемента равно двум (исправен или неисправен), а размерность вектора реакции также равна двум, т. е. в результате каждого теста при равновероятных исходах получается 1 бит информации, то информационная емкость алгоритма определяется выражением

$$I_a = \log_2 (2^{n+1} - 1).$$

В том случае, если $N \neq r^k$, информационная емкость может быть определена из следующих соображений. Число конечных вершин равно числу состояний $V_к = N$, число вершин предпоследнего ранга равно $V_{к-1} = N/r$ и т. д. Средний ранг конечных вершин можно найти из соотношения $r^n \geqslant N$, отсюда $k = [\log_r N]$. Число тестов равно сумме промежуточных вершин всех рангов, таким образом,

$$t = \left[\sum_{i=1}^{[\log_r N]} N/r^i \right]; \quad I_a = \log_2 \left(\left[\sum_{i=1}^{[\log_r N]} N/r^i \right] + N \right).$$

При прочих равных условиях величина информационной емкости максимальна при минимальной размерности вектора реакции, равной двум

$$I_{a\,max} = \log_2 \left(\left[\sum_{i=1}^{[\log_2 N]} N/2^i \right] + N \right) = \log_2 (2N - 1).$$

Алгоритм имеет минимальную информационную емкость при $t = N$. В этом случае $V_п = 1$, $V_к = N$, а $I_a = \log_2 (N+1)$.

Продолжительность диагностической процедуры может быть оптимизирована с учетом априорной вероятности безотказной работы каждого элемента. На рис. 1,*б* показан предельный случай несимметричного разбиения множества состояний на подмножества. На первом шаге выясняется, находится ли система в состоянии $0 = 0000 = \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}$, если нет — находится ли она в состоянии $1 = 0001 = \bar{a}\bar{b}\bar{c}d$. Последовательность состояний выбрана таким образом, чтобы число нулей в кодовом слове состояния изменялось в сторону уменьшения: 0, 1, 2, 4, 8, 3, 5, 6, 9, 10, 12, 7, 11, 13, 14, 15. Полное число вершин равно 31, минимальный ранг вершины 1, максимальный — 15. Полагая, что вероятность справного состояния элемента равна p, вероятность отказа всех четырех элементов $(1-p)^4$, вероятность отказа трех элементов $(1-p)^3 p$ и т. д., получим, что среднее число рангов на состояние составит

$$H = (1-p)^4 + 14(1-p)^3 p + 51(1-p)p^2 + 54(1-p)p^3 + 16p^4.$$

Алгоритм рис. 1,*б* быстрее в среднем приводит к конечному результату, чем алгоритм рис. 1,*а*, если $p < 0{,}25$. Аналогично для p, близких к единице, алгоритм рис. 1,*б* будет предпочтительнее, если последовательность идентифицируемых состояний заменить на обратную: 15, 14, 13, ... 1,0. Таким образом, процедуру можно оптимизировать, если найти минимум функции

$$F = \sum_{i=1}^{M} p_i k_i.$$

где p — вероятность i-го состояния объекта с учетом априорной вероятности исправного состояния элементов, k_i — ранг соответствующей вершины графа.

Радикальное упрощение диагностической аппаратуры достигается при использовании алгоритмов с условной остановкой [3]. Известно, что наибольший объем информации соответствует альтернативным сообщениям с равновероятным исходом. К таким сообщениям относятся результаты бинарных ответных реакций на рис. 1,*а*, когда на каждом шаге исходное множество разбивается на равномощные подмножества. Однако полученный результат может быть использован на практике до окончательной идентификации состояния. Получив информацию об отказе испытуемого элемента, например, $\bar{a}$, можно заменить его исправным и продолжить процедуру с вдвое меньшим числом исходных состояний. Алгоритм с условной остановкой (рис. 2) характеризуется малым объемом необходимой памяти диагностического устройства, повторяемостью этапов процедуры, малым рангом конечных вершин. Информационная емкость алгоритма с условной остановкой, в том случае, если на каждом шаге проверяется исправность одного элемента (рис. 2), равна

$$I_a = \log_2 (2n+1).$$

Минимальная информационная емкость достигается в том случае, если в результате одного теста может быть получена информация об исправности объекта или неисправности первого элемента, об исправности первого и неисправности второго элементов и т. д. При этом подмножества состояний, которые могут быть получены в результате тестирования, описываются термами $\bar{a}$, $a\bar{b}$, $ab\bar{c}$, ..., $abc \ldots \bar{n}$, $abc \ldots n$, а размерность вектора реакций равна $r = n+1$. Минимально возможная величина информационной емкости алгоритма

$$I_{a\,min} = \log_2 (n+2).$$

В силу названных выше особенностей диагностирования силовых цепей ВП составление процедуры пока далеко не формализовано. Оно включает в себя следующие этапы, требующие опыта и глубокого понимания работы цепи. На первом этапе определяется, какие элементы содержит цепь, имеются ли элементы с памятью или управляемые элементы (транзисторы, тиристоры). Обозначим состояния управляемого элемента T — исправен, $\bar{T}$ — пробит, $\tilde{T}$ — потеря управляемости. Состояние $\tilde{T}$ идентично $\bar{T}$ в отсутствие управляющего сигнала, $\bar{T}$ идентично T при подаче сигнала управления. Следовательно, для диагностирования цепей, содержащих хотя бы один такой элемент, необходимы по крайней мере две проверки. Другие элементы обычно имеют следующие состояния: резисторы — R и $\bar{R}$, конденсаторы — C, $\bar{C}$, $\tilde{C}$, дроссели — L и $\bar{L}$; пробой в дросселе не приводит к глухому замыканию; трансформаторы имеют сложную модель состояний, которая учитывает межобмоточные замыкания, замыкания на землю и различные комбинации отказов, но часто ограничиваются рассмотрением отказов отдельных обмоток.

На следующем этапе выбираются наиболее информативные тестовые сигналы. Если исходить из того, что информация о потенциалах узлов более доступна, чем о токах ветвей, то наиболее неблагоприятны с точки зрения диагностируемости отказы типа замыканий, поскольку при этом образуются контуры с неразличными состояниями отдельных элементов. Сигналы в виде импульсов или переменного напряжения позволяют различить исправное и неисправное состояния всех элементов, тогда как для постоянного напряжения например, неразличимы C и $\bar{C}$, L и $\bar{L}$. На следующем этапе, исходя из топологии цепи, определяются контуры с неразличимыми состояниями элементов и необходимое количество датчиков тока для получения требуемой глубины диагностирования. Наконец, устанавливается последовательность тестов на основании приведенных выше информационных критериев. Эта последовательность (с возможными условными переходами) может быть реализована микропрограммным автоматом. От того, насколько удачно выполнены этапы разработки диагностической процедуры, зависит информационная емкость алгоритма и сложность диагностирующего устройства.

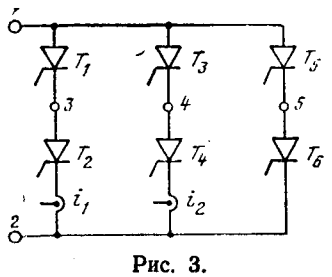


Рис. 3.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Рассмотрим пример применения информационных критериев к разработке диагностической процедуры вентильной цепи рис. 3. Цепь состоит из параллельных ветвей, каждая из которых содержит два последовательных тиристора. Полное множество состояний цепи $N=m^n=729$, информационная емкость алгоритма диагноза лежит в пределах

$$\log_2(2n+3)=\log_2(15)\leqslant I_a\leqslant\log_2(2N-1)=\log_2(1457).$$

Для реализации алгоритма с минимальной информационной емкостью необходимо одновременно получать информацию о состоянии каждого тиристора. Это требует применения индивидуальных датчиков состояния и генераторов тестов. Число датчиков и генераторов тестов сокращается при последовательной проверке элементов. Наиболее экономична процедура, требующая одного генератора тестовых сигналов и одного датчика тока или напряжения. Однако реализация такой процедуры с требуемой глубиной не всегда возможна.

Для цепи рис. 3 определение состояния путем поочередного подключения генератора к каждому тиристору возможно только при отсутствии к. з. в ветвях, в противном случае не удается достоверно определить ряд состояний. Для устранения неопределенности необходимо предварительно получить информацию о наличии короткозамкнутых ветвей (подключение генератора к точкам *1* и *2* и фиксация тока в цепи генератора). Для выявления короткозамкнутой ветви достаточно контролировать токи в $(c-1)$-й ветви, где c — число параллельных ветвей. Если замыкания отсутствуют ($i=0$), можно приступить к поочередной проверке вентилей. С целью уменьшения числа переключений целесообразно каждый тиристор проверять на пробой, а затем проверять управляемость путем подачи управляющего сигнала синхронно с импульсом анодного напряжения, после чего переходить к проверке следующего тиристора. При этом получаем одинаковую для всех проверок размерность вектора реакции $r=2$ и информационную емкость $I_a=\log_2[2n(m-1)+1+V_c]$, где V_c — число вершин, описывающих процедуру выявления короткозамкнутых ветвей: $V_c=2(c-1)+1$. Таким образом, информационная емкость алгоритма $I_a=\log_2[2n(m-1)+2c]=\log_2 30$.

Описанный алгоритм требует $(n+1)$-го переключения генератора тестов и n переключений источника сигнала управления. Сократить число переключений можно изменением структуры цепи, например, замыканием или шунтированием одних тиристоров и использованием других в качестве управляемых ключей. При отсутствии короткозамкнутых ветвей замыкание узлов *2* и *3* позволяет выявить пробой и проверить управляемость тиристора T_1 при подключении генератора тестов к узлам *1* и *2*. Заменив ключ, замыкающий тиристор, шунтирующим резистором R можно повысить информативность теста. При отсутствии пробоя T_1 ток в цепи генератора будет отсутствовать ($i=0$), в противном случае $i=E_г/(R_г+R)$, где $E_г$ — э. д. с.; $R_г$ — внутреннее сопротивление генератора. Если T_1 не пробит, то подача управляющего сигнала позволяет проверить как управляемость T_1, так и состояние T_2.

При отсутствии пробоя T_2 и исправности T_1 в цепи будет протекать ток $i=E_г/(R_г+R)$. Если тиристор T_2 пробит, а T_1 исправен, $i=E_г/R_г$. При неисправном T_1 ток в цепи будет отсутствовать. Максимальная контрастность теста обеспечивается при $R=R_г$. В этом случае ток может принимать три значения: 0, $i_г$, $0{,}5\,i_г$, где $i_г=E_г/R_г$. Проверка состояний остальных тиристоров проводится аналогично. В операционных вершинах графсхемы указаны точки подключения генератора тестов и шунтирующего резистора, а также тиристоры, на которые необходимо подать сигнал управления. Условные вершины характеризуют контролируемый параметр, логические выражения в промежуточных и конечных вершинах описывают выявленные подмножества технических состояний. Информационная емкость алгоритма $I_a=\log_2 2b$ незначительно превышает минимальную величину при размерности вектора реакции $r=m$: $I_{a\,min}=\log_2(nm+1)=\log_2 19$.

Описанная процедура диагностирования применима для любых тиристорных цепей и обеспечивает минимальную информационную емкость алгоритмов при минимальном числе датчиков и переключений. Аналогично строятся диагностические процедуры для преобразователей, содержащих диоды, конденсаторы, дроссели [4]. При этом в ряде случаев удается упростить процедуру и уменьшить информативности тестов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Основы** технической диагностики/ Под ред. П. П. Пархоменко. — М.: Энергия, 1976. — 464 с.

2. **Гольдман Р. С., Чипулис В. П.** Техническая диагностика цифровых устройств. — М.: Энергия, 1976. — 224 с.

3. **Обухов С. Г., Миронов В. Н.** Диагностика отказов тиристоров в вентильных преобразователях.—Тр. МЭИ, 1978, вып. 382, с. 30—36.

4. **Тестовая** диагностика преобразователей частоты/ Обухов С. Г., В. Н. Миронов, С. А. Лузанов и др. — ЭП. Преобразовательная техника, 1980, № 7 (126), с. 19—20.

УДК 621.3.049.75.004.5

Расчет распределения потенциала по поверхности печатных проводников

МЕЙЕР А. А., ПОЛЯКОВ А. В.
Москва

В связи с развитием техники печатного монтажа возникает необходимость осуществлять технологический контроль при производстве печатных плат с учетом неоднородности поверхностной проводимости их печатных проводников. Один из возможных способов такого контроля связан с исследованием особенностей распределения потенциала или тока вдоль проводника. В настоящем сообщении рассмотрена одна из типичных расчетных моделей, анализ которой позволяет выявить указанные особенности.

Рассмотрим прямоугольную проводящую пластину длиной $2L$ и шириной $2a$ (см. рисунок), толщину которой будем считать пренебрежимо малой, а удельную поверхностную проводимость — изменяющейся вдоль одной из осей [$\sigma=\sigma(x)$]. Если в какой-либо точке (x_0, y_0) находится точечный источник тока i, а две противоположные стороны пластины (при $x=\pm L$) заземлены, то распределение потенциала φ по поверхности пластины описывается уравнением [1]

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\sigma\frac{\partial\varphi}{\partial x}\right)+\sigma\frac{\partial^2\varphi}{\partial y^2}=-i\delta(x-x_0)\,\delta(y-y_0), \qquad (1)$$

где $\delta(x)$ — дельта-функция, с граничными условиями

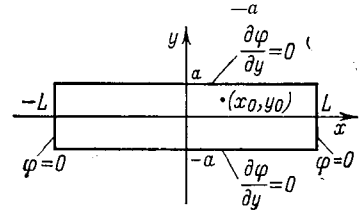
$$\varphi|_{x=\pm L}=0;\quad \left.\frac{\partial\varphi}{\partial y}\right|_{y=\pm a}=0.$$

Для определения потенциала φ воспользуемся методом конечных интегральных преобразований [1]. В соответствии с этим методом будем искать решение задачи в виде

$$\varphi=X_0(x)+\sum_{n=1}^{\infty}X_n(x)\,Y_n(y), \qquad (2)$$

где

$$X_0(x)=\frac{1}{2a}\int_{-a}^{+a}\varphi\,dy;$$



[1] Распределение потенциала, создаваемого несколькими источниками тока i_k, расположенными в точках (x_k, y_k), может быть получено методом суперпозиции.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$X_n = \frac{1}{a}\int_{-a}^{+a} \varphi \cos \lambda_n y dy; \quad \lambda_n = \frac{\pi n}{a}.$$

Наибольший интерес в выражении (2) представляет первый член (при $n=0$), который определяет характер распределения потенциала при протекании тока вдоль проводника. Остальные же члены ряда (при $n \geqslant 1$) характеризуют возмущения, связанные с особенностями источника тока, и их влияние проявляется лишь на расстояниях, сравнимых с шириной полосы, т. е. при $x \leqslant a$. Проинтегрировав почленно уравнение (1) по y в пределах от $-a$ до $+a$, получим следующее дифференциальное уравнение для определения функции $X_0(x)$:

$$\frac{d^2X_0}{\partial x^2} + \frac{1}{\sigma}\frac{d\sigma}{dx}\frac{dX_0}{dx} = -\frac{i}{2a\sigma}\delta(x - x_0). \qquad (3)$$

Учитывая, что $X_0^{(1)} = 1$ и $X_0^{(2)} = \int_{-L}^{x} \frac{dt}{\sigma(t)}$ — частные решения соответствующего однородного уравнения, и пользуясь методом Коши [2], представим общее решение уравнения (3) в следующем виде:

$$X_0(x) = \begin{cases} C_1 + C_2 \int_{-L}^{x} \frac{dt}{\sigma(t)}, & x < x_0; \\ C_1 + C_2 \int_{-L}^{x} \frac{dt}{\sigma(t)} - \frac{i}{2a}\int_{x_0}^{x} \frac{dt}{\sigma(t)}, & x > x_0. \end{cases}$$

Входящие сюда постоянные C_1 и C_2 определяются из следующей системы уравнений:

$$C_1 = 0;$$

$$C_1 + C_2 \int_{-L}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)} - \frac{i}{2a}\int_{x_0}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)} = 0.$$

Отсюда находим, что

$$C_1 = 0; \quad C_2 = \frac{i}{2a}\frac{\int_{x_0}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)}}{\int_{-L}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)}}.$$

Таким образом, выражение для потенциала в произвольной точке поверхности проводника за исключением некоторой окрестности точки (x_0, y_0) будет следующим:

$$X_0(x) = \frac{i}{2a}\frac{\int_{x_0}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)}}{\int_{-L}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)}}\int_{-L}^{x} \frac{dt}{\sigma(t)}, \quad x < x_0;$$

$$\frac{i}{2a}\left[\left(\int_{x_0}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)}\int_{-L}^{x} \frac{dt}{\sigma(t)}\right)\Big/\int_{-L}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)} - \int_{x_0}^{x} \frac{dt}{\sigma(t)}\right], \quad x > x_0.$$

Полученное выражение позволяет определить и значение тока на концах полосы. При $x = \pm L$ имеем

$$i_1 = -i\int_{x_0}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)} \Big/ \int_{-L}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)}; \qquad (4)$$

$$i_2 = -i\int_{-L}^{x_0} \frac{dt}{\sigma(t)} \Big/ \int_{-L}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)}. \qquad (5)$$

Эти результаты имеют простой физический смысл. Величина $\int_{-L}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)} = r$ характеризует полное сопротивление рассматриваемой полосы, а величина $\int_{x_0}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)} = r_1$ — сопротивление участка полосы от источника до границы с координатой $x=L$. Поэтому выражения (4) и (5) могут быть переписаны в виде

$$i_1 = -i\frac{r_1}{r}; \quad i_2 = -i\frac{r_2}{r},$$

где r_2 — сопротивление участка полосы, расположенного между сечениями с координатами $x=-L$ и $x=x_0$.

Полученные результаты могут быть применены для контроля проводников печатных плат в случаях, когда измерение токов оказывается более удобным, чем измерение напряжений. В частности, для определения сопротивления участка проводника длиной Δx, расположенного между сечениями с координатами $x=x_0$ и $x=x_0+\Delta x$, необходимо поместить источник тока первый раз в сечение $x=x_0$, а второй раз — в сечение $x=x_0+\Delta x$, измеряя каждый раз отношение токов i_1/i. В случае, когда источник расположен в сечении $x=x_0$, это отношение определяется выражением

$$\left(\frac{i_1}{i}\right)_{x_0} = -\int_{x_0}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)} \Big/ r.$$

Для второго случая оно принимает вид

$$\left(\frac{i_1}{i}\right)_{x_0+\Delta x} = \int_{x_0+\Delta x}^{L} \frac{dt}{\sigma(t)} \Big/ r.$$

Отсюда имеем

$$\left(\frac{i_1}{i}\right)_{x_0} - \left(\frac{i_1}{i}\right)_{x_0+\Delta x} = \int_{x_0}^{x_0+\Delta x} \frac{dt}{\sigma(\,)} \Big/ r = \frac{\Delta r}{r}.$$

Таким образом, изменение тока на одном из концов печатного проводника при перемещении источника тока из сечения $x=x_0$ в сечение $x=x_0+\Delta x$ характеризует сопротивление Δr участка проводника, расположенного между указанными сечениями, что может быть использовано для решения поставленной задачи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Гринберг Г. А.** Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. — М.: Изд. АН СССР, 1948.

2. **Эльсгольц Л. Э.** Дифференциальные уравнения и вариационное исчисление. — М.: Наука, 1965.

[19.08.82]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Расчет внутреннего сопротивления электрохимических аккумуляторов на высоких частотах

ГОЛОЩАПОВ С. С., ОЗЕРОВ Л. А.

Челябинск

Известно, что в области высоких частот (десятки герц и выше) внутреннее сопротивление электрохимических аккумуляторных батарей (АБ) имеет активно-индуктивный характер, который обусловлен поверхностным эффектом, возникающим при прохождении переменной составляющей тока через металлические детали АБ [1]. Представляет определенный практический интерес аналитическое описание внутреннего сопротивления АБ с учетом поверхностного эффекта, удобное для расчета переходных процессов при работе АБ в системе электропитания. Используемое в известных работах (например в [2]) приближенное выражение вида

$$Z(j\omega)=R_0+j\omega L, \qquad (1)$$

где $Z(j\omega)$ — комплексное внутреннее сопротивление; ω — угловая частота переменной составляющей напряжения; R_0, L — постоянные величины, является весьма грубым и применимо лишь для сравнительно низких частот.

Авторами было проведено экспериментальное исследование зависимости внутреннего сопротивления от частоты для некоторых типов АБ. Результаты измерений приведены на рис. 1, где $|Z|$ — модуль полного внутреннего сопротивления АБ; $A=20\lg|Z|$. Как видно из приведенных графиков, на низших частотах внутреннее сопротивление мало зависит от частоты и его можно считать активным. На достаточно высоких частотах сопротивление увеличивается пропорционально $\sqrt{\omega}$ (наклон характеристики 10 дБ/дек). Согласно [1] подобные свойства подтверждаются также для щелочных железо-никелевых и кадмиево-никелевых аккумуляторов.

Характер полученных для АБ зависимостей вполне согласуется с аналогичной зависимостью для массивного проводника при наличии поверхностного эффекта. Например, для круглого цилиндрического проводника на низких частотах сопротивление является практически активным $Z=R_0$, а на достаточно высоких частотах описывается асимптотическим выражением:

$$Z(j\omega)=R+j\omega L, \qquad (2)$$

где R, L — активное сопротивление и индуктивность проводника, зависящие от частоты, причем

$$R=\omega L=a\sqrt{\omega} \qquad (3)$$

(здесь a — некоторый коэффициент [3])

Выражение (2) с учетом соотношения (3) можно записать в виде

$$Z(j\omega)=a\sqrt{\omega}(1+j)=a\sqrt{2j\omega}. \qquad (4)$$

Аппроксимируем зависимость сопротивления от частоты суммой двух асимптот с учетом выражения (4):

$$Z(j\omega)=R_0+a\sqrt{2j\omega}. \qquad (5)$$

Коэффициент a находим из условия

$$R_0=a\sqrt{2\omega_0}, \qquad (6)$$

где ω_0 — точка пересечения двух асимптот (см. рис. 1).

Перепишем выражение (5) с учетом условия (6):

$$Z(j\omega)=R_0+\frac{R_0}{\sqrt{\omega_0}}\sqrt{j\omega}. \qquad (7)$$

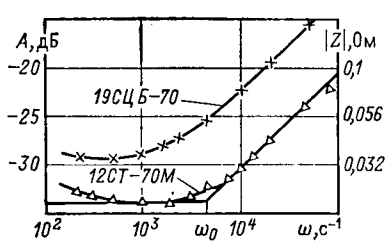


Рис. 1. Частотные характеристики полного внутреннего сопротивления аккумуляторных батарей

Полученное выражение не содержит частотозависимых параметров и поэтому может быть использовано для расчета переходных процессов традиционными методами, например, с помощью преобразований Лапласа. Максимальная ошибка аппроксимации, достигаемая при $\omega=\omega_0$, составляет около 50%, однако, как показывают примеры расчета, интегральная ошибка расчетного переходного процесса оказывается приемлемой и уменьшается при сдвиге рассматриваемого частотного диапазона в сторону больших частот.

Рассмотрим пример расчета переходного процесса по напряжению на зажимах АБ в конкретном реальном случае. На рис. приведены осциллограммы тока $i(t)$ и отклонения напряжения $\Delta u(t)$ для АБ 12СТ-70М при отключении нагрузки. Для простоты расчета будем полагать, что ток в процессе коммутации меняется линейно со скоростью $k=i_0(t_2-t_1)$. Воспользуемся методом преобразований Лапласа. В соответствии с законом Ома в операторной форме

$$\Delta u(p)=-\Delta i(p)Z(p), \qquad (8$$

где $\Delta u(p)$, $\Delta i(p)$ — изображения по Лапласу отклонений напряжения и тока; $Z(p)$ — внутреннее сопротивление АБ в операторной форме, полученное в соответствии с выражением (7);

$$Z(p)=R_0+\frac{R_0}{\sqrt{\omega_0}}\sqrt{p}. \qquad (9$$

С учетом сделанного выше допущения отклонение тока $\Delta i(t)=i(t)-i_0$ можно представить в виде суммы двух линейных функций, «включающихся» соответственно в моменты времени t_1 и t_2:

$$\Delta i(t)=-k(t-t_1)|_{t\geqslant t_1}+k(t-t_2)|_{t\geqslant t_2}.$$

С помощью таблиц преобразований Лапласа [4] и теорем смещения находим изображение $\Delta i(t)$:

$$\Delta i(p)=\frac{k}{p^2}(-e^{-pt_1}+e^{-pt_2}). \qquad (1$$

Запишем выражение (8) с учетом (9, 10):

$$\Delta u(p)=\left[kR_0\left(1+\frac{\sqrt{p}}{\sqrt{\omega_0}}\right)\frac{1}{p^2}\right](e^{-pt_1}-e^{-pt_2}). \qquad (1$$

Найдем функцию, соответствующую изображению в квадратных скобках:

$$u_1(t)=kR_0\left(t+2\sqrt{\frac{t}{\pi\omega_0}}\right). \qquad (1$$

Окончательно функцию отклонения напряжения, соответствующую изображению (11), находим как разность функций (12), смещенных по оси t соответственно на t_1 и t_2

$$\Delta u(t)=u_1(t-t_1)|_{t\geqslant t_1}-u_1(t-t_2)|_{t\geqslant t_2}. \qquad (1$$

Коэффициенты R_0, ω_0 входящие в (12), находим, как указано ранее, по частотной характеристике внутреннего сопротивления (рис. 1, кривая *1*): $R_0=0{,}018$ Ом; $\omega_0=5000$ 1/с. Коэффициент k находим из рис. 2: $k=0{,}5\cdot10^6$ А/с.

График $\Delta u(t)$, построенный по (12)—(13) приведен на рис. 2 (кривая 2), здесь же (кривая *3*) нанесен график отклонения напряжения, построенный в соответствии с выражением (1). В последнем случае при расчете было принято $R_0=0{,}018$ Ом, $L=R_0/\omega_0=3{,}6\cdot10^{-6}$ Гн.

Из полученных результатов следует, что кривая $\Delta u(t)$, определенная в соответствии с предложенной зависимостью $Z(i\omega)$, (7) достаточно хорошо соответствует реальному переходному процессу. Определенное отличие реальной кри-

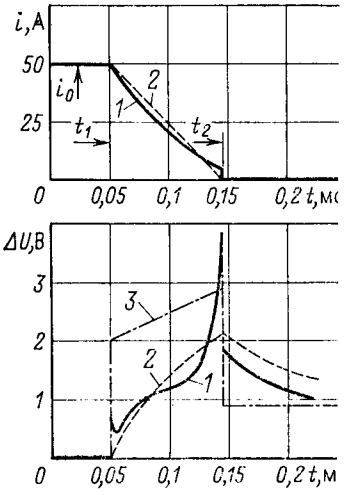


Рис. 2. Экспериментальные (*1*) расчетные (*2*, *3*) зависимости тока и напряжения АБ 12СТ-70 от частоты

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Сообщения

УДК 621.311.2.004.6:65.012.2

Метод планирования ремонтов оборудования электростанций

РЕЗНИЦКИЙ А. И., БОРДЮГОВ В. М., ШТИЛЬМАН Б. М.

Москва

Составление плана ремонтов основного оборудования электростанций в масштабах объединенной энергосистемы (ОЭС) водится к решению переборной задачи большой размерности а основе полученных заявок и заданных ограничений. Заявка арактеризуется мощностью ремонтируемого агрегата y, продолжительностью ремонта x, рангом r, определяющим приоритетность заявки, и некоторыми другими параметрами. Задаются ограничения на период выполнения ряда заявок, а также на возможность одновременного проведения нескольких ремонтов на одной лектростанции. Суммарная мощность агрегатов, ремонтируемых дновременно, ограничивается сверху функцией $P(t)$. Фигура, асположенная под кривой $P(t)$ на рис. 1, называется ремонтной лощадкой. Как правило, размеры ремонтной площадки не позволяют включить в план все заявки. Критерий оптимальности пределяется суммарной мощностью агрегатов, отремонтированных за месяц, причем в план должны быть включены заявки анболее высоких рангов.

Расчетный интервал планирования равняется одному дню, оличество заявок изменяется в зависимости от времени года т 100 до 400. Как показали расчеты, число возможных вариантов плана для различных исходных данных колеблется в пределах от 10^{50} до 10^{300}, т. е. поставленная задача планирования опадает в класс «неточных переборных задач» [1]. Для такой адачи может быть построена переборная модель, однако, громадное число вариантов не позволяет сформировать дерево перебора полностью и получить точное решение. Поэтому приходится идти на усечение дерева перебора и ориентироваться на оиск приближенного (неточного) решения.

В [2] указано на наличие двух подходов к решению переорных задач. Первый из них основан на анализе всех возможных вариантов перебора (на фиксированную глубину), второй остоит в анализе лишь некоторых вариантов, имеющих смысл. качестве модельной задачи было предложено использовать игру шахматы. Исследования велись в обоих направлениях. Наибольшие практические успехи достигнуты по методу полного перебора (в том числе в создании шахматных программ). В простых случаях, когда решение может быть найдено путем построения «неглубокого» дерева, сокращение перебора по методу ветвей и границ обычно позволяет находить это решение. Однако в более сложных случаях для нахождения решения оказывается необходимым рассмотреть «глубокие» варианты; тогда метод полного перебора бессилен. Принципиальный недостаток полного перебора заключается в экспоненциальном росте числа вариантов с увеличением глубины расчета; ресурсов устройства переработки информации недостаточно для формирования и изучения такого «глубокого» дерева. В то же время во многих практических переборных задачах большой размерности необходим поиск «глубоких решений». Это обстоятельство и определяет актуальность метода «Пионер» [3], который представляет альтернативу методу полного перебора. Метод «Пионер» разработанный под руководством М. М. Ботвинника, использован при составлении программы ПИОНЕР-2 для месячного планирования ремонтов основного оборудования электростанций. Главное преимущество метода «Пионер» состоит в том, что он позволяет резко сократить коэффициент ветвления и приблизить его значение к единице. При этом появляется возможность вести целенаправленный поиск оптимального варианта и получать «глубокие» решения, что достигается за счет усложнения модели задачи.

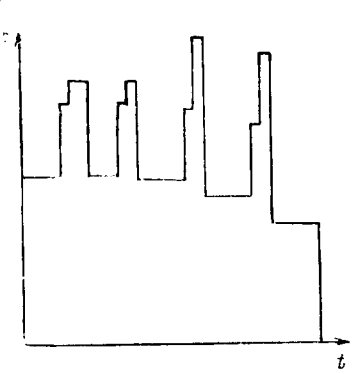


Рис. 1. Ремонтная площадка

Поиск решения по методу «Пионер» [3] рассматривается как управление сложной системой. Система состоит из элементов, правила ее функционирования определяются условиями задачи. В процессе построения вариантов перебора система переходит в различные состояния. В системе может быть (а может и отсутствовать) точная цель; однако для эффективного управления перебором вводится другая, приближенная (неточная) цель. Эта цель определяется с таким расчетом, что некоторые элементы системы оказываются «мишенями» (элементарными целями), которые можно «атаковать» в процессе перебора. Устанавливается «горизонт», ограничивающий предельное время достижения элементарной цели — это сокращает число «мишеней». Элементарная цель является основой для формирования многоступенчатой структуры системы. При наличии противодействия и необходимости поддержки достижения элементарной цели создаются ступени более высокого уровня. Каждая ветвь в дереве перебора определяет, таким образом, управление некоторой ступенью или совокупностью ступеней.

Оценочная функция содержит в общем случае две составляющие: материальную и позиционную. Первая оценивает достижение неточной цели в пределах построенного варианта, вторая прогнозирует достижение этой цели в будущем. Вариант «обрывается» ранее предельной длины, при достижении цели или выяснении того, что цель недостижима. Особый «обрыв» связан с так называемой процедурой «псевдоперебора». Если выясняется, что дальнейшее продвижение по варианту не имеет смысла из-за того, что ранее не была включена в перебор некоторая ступень, вариант «обрывается» без оценки, и производится подъем до узла, где возможно своевременное включение данной ступени. Пройденная на подъеме ветвь стирается в памяти ЦВМ, а новый вариант строится с учетом того, что должно быть «исправлено».

Отсечение ветвей производится, если они не могут улучшить оценку уже полученного на данной стадии перебора текущего оптимального варианта. Важнейший критерий отсечения основан на обследовании ранее построенного поддерева — «движении по рельсам».

Особую важность в методе играет тщательно разработанный приоритет. Определяется общий приоритет включения ступеней

ой отклонения напряжения от расчетной на начальном участке ереходного процесса объясняется нелинейным характером тока отличие от линейной модели $\Delta i(t)$, принятой при расчете.

Отклонение реальной кривой напряжения от расчетной в конце переходного процесса $i(t)$ обусловлено неучетом резкого спада тока на этом участке переходного процесса.

Преимущество предложенного описания внутреннего сопротивления АБ проявляется в большей степени при рассмотрении олее высокочастотных процессов. В частности, увеличение скорости изменения тока k приводит, согласно выражениям (1) и 3), к росту скачка напряжения в момент времени t_1 (рис. 2), огласно же выражениям (12) и (13), это приводит лишь к возстанию скорости роста напряжения, что соответствует результатам наблюдений реальных процессов.

Таким образом, предложенный способ расчета может быть полезным для расчета переходных процессов и оценки фильтрующих свойств АБ в области высоких частот.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Романов В. В., Хашев Ю. М.** Химические источники тока. — М.: Советское радио, 1978.

2. **Голощапов С. С., Кулик А. Н., Яковлев В. С.** К расчету выбросов напряжения в автономной системе электроснабжения с транзисторным регулятором напряжения. — Электричество, 1977, № 4.

3. **Теоретические** основы электротехники/ Г. И. Атабеков, С. Д. Купалян, А. Б. Тимофеев, С. С. Хухриков. М.—Л.: Энергия, 1966.

4. **Корн Г., Корн Т.** Справочник по математике для научных работников и инженеров. — М.: Наука, 1970.

[07.04.82]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

з перебор, а также отклонения от него, учитывающие специфические ситуации, возникающие в исследуемой задаче.

Элементы метода «Пионер» и разработанной на его базе модели планирования ремонтов представлены ниже. Отметим особенности модели планирования.

Общий метод „Пионер“	Планирование ремонтов
Элементы сложной системы	Агрегаты
Элементарное изменение состояния системы	Ремонт одного или нескольких агрегатов в течение одного временно́го интервала в соответствии с заданной системой ограничений
Точная цель управления	Отсутствует
Неточная цель управления	Ремонт заявленной мощности
Число управляющих сторон	Одна
Единица измерения времени	День
Предельная длина варианта	Заданная величина — месяц
Форма элементарной цели	Агрегат
Стоимость элементарной цели	Мощность агрегата
Первая ступень системы	Ремонт конкретного агрегата
Горизонт	Предельная продолжительность ремонта
Противодействие функционированию первой системы	Ограничение по ремонтной площадке
Вторая ступень системы — первая ступень с учетом противодействия и поддержки	Ремонт агрегата с учетом дефицита резерва мощности
Третья ступень — частичная совокупность вторых ступеней (формируется при возможности одновременного включения в перебор этой совокупности)	Группа агрегатов, одновременно выводимых в ремонт
Высшая ступень — математическое отображение	Совокупность агрегатов, разрешенных для включения в план в текущий момент перебора
Материальная составляющая оценочной функции (оценка достижения неточной цели)	Суммарная величина отремонтированной мощности
Позиционная составляющая оценочной функции (прогноз достижения неточной цели)	Отсутствует
Триединый принцип надежды, своевременности и наибольшего выигрыша	То же
Обрыв варианта при достижении цели или невозможности ее достижения	Окончание ремонта всех агрегатов или невозможность продолжения ремонтов
Общий приоритет включения ступеней в перебор	Обратно пропорционален продолжительности ремонта
Отклонения от приоритета	Учет формы ремонтной площадки, обязательных заявок, ограничений на сроки ремонтов
Псевдоперебор	Предпринимается для включения в план заявок более высокого ранга
Движение по рельсам (обследование нижележащего построенного поддерева)	Изучаются возможные перестановки агрегатов с целью включения агрегатов дополнительно
Пересчет оптимального варианта при изменении состояния системы	Отсутствует

Элементами сложной системы являются агрегаты. Планирование ремонтов является «односторонней игрой». Точная цель (аналогичная мату в шахматах) отсутствует, поскольку планирование — это бесконечный процесс, не прекращающийся при достижении какой-либо ситуации. Однако основа метода «Пионер» — неточная цель — имеется и формулируется как ремонт агрегатов заявленной мощности. Первой ступени системы соответствует ремонт конкретного агрегата.

Оценка достижения неточной цели производится по суммарной мощности отремонтированных за месяц агрегатов. Позиционная составляющая оценочной функции не используется, поскольку мы не прогнозируем достижение неточной цели за пределами построенного дерева (в следующем месяце). Оптимальный вариант плана не пересчитывается в течение месяца, так как непрерывное планирование ремонтов не предусмотрено в традиционном методе и требует изменения организации планирования.

Согласно алгоритму ПИОНЕР-2 перебор ведется по схеме «сначала вглубь». Вершина (исходный узел) дерева перебора соответствует исходной ситуации в системе. Глубина t в дереве отсчитывается по дням месяца. В вершине полагаем $t=0$. При спуске по варианту в узел, находящийся на глубине t, записывается «ход» — список агрегатов, которые выводятся в ремонт в день t. Эта информация сохраняется в узле до окончания перебора. Указанной информации (с учетом непрерывности ремонтов) достаточно для того, чтобы каждый вариант однозначно характеризовал некоторый план.

В каждом узле ход формируется за несколько последовательных «тактов». Элементарный такт состоит во включении в перебор одного агрегата, выведении его в ремонт в текущий день. При этом очередной агрегат выбирается по определенному алгоритму из числа еще не включенных в план. Для данного агрегата производится проверка выполнения всевозможных ограничений, начиная с текущего дня и кончая днем, соответствующим заявленной продолжительности ремонта. В том случае, если ограничения удовлетворяются, агрегат присоединяется к списку агрегатов, ранее включенных в перебор в данный день. В противном случае программа переходит к следующему такту. Попытки включения агрегатов в перебор производятся до тех пор, пока не исчерпан резерв мощности в текущий день. Таким образом, программа в каждом временном интервале стремится наиболее полно использовать высоту ремонтной площадки.

В некоторых ситуациях может быть принято решение о целесообразности вывода агрегатов в ремонт не в текущий день, а позднее (ниже по варианту). Такие «заготовки» для будущих ходов заносятся в специальный список, а включение этих агрегатов в перебор производится лишь в соответствующем узле. Данный способ резервирования агрегатов назовем «псевдоремонтом».

Для удобства вместо функции $P(t)$ используется функция $P(t, \tau)$, определяющая резерв мощности в системе в текущий момент перебора $\tau \geqslant 0$,

$$\widetilde{P}(t,\tau) = P(t) - \sum_{i=1}^{m} y_i, \qquad (1)$$

где y_i — мощность i-го агрегата, который находится в ремонте в день t в соответствии с вариантом плана, построенным к моменту τ. При $\tau=0$ $\widetilde{P}(t, \tau)=P(t)$. Синхронно с каждым элементарным тактом — выводом агрегата в ремонт (псевдоремонт) — на спуске изменяется ситуация в системе: пересчитывается функция $P(t, \tau)$ и отмечается включение агрегата в план в списке заявок. На подъеме осуществляются обратные изменения.

В каждом узле проверяются критерии обрыва (на спуске) и отсечения (на подъеме). В конечном узле оценка варианта производится по значению оценочной функции; выбор оптимального варианта происходит по ее наибольшему значению.

В процессе экспериментов с шахматной программой ПИОНЕР-1 было установлено важнейшее значение приоритета для получения узкого и «глубокого» дерева перебора. Уже первый построенный вариант (приоритетный) должен давать хорошее приближение к оптимальному варианту. Для этого приоритет включения ступеней системы в перебор должен соответствовать неточной цели. В алгоритме ПИОНЕР-2 в качестве основы приоритета используется функция $1/X$, где X — продолжительность ремонта. Поскольку суммарная мощность агрегатов, находящихся в ремонте в каждый день месяца, лимитируется высотой ремонтной площадки, приоритет $1/X$ позволяет ремонтировать максимальную мощность в единицу времени. Доказано, что при условии плотного заполнения ремонтной площадки и выполнении ограничений задачи приоритет $1/X$ позволяет сформировать оптимальный вариант. Однако, как правило, эти условия не выполняются. Для получения приоритетного варианта высокого качества в алгоритме предусмотрены поправки к приоритету $1/X$.

Прежде всего учитываются ранги заявок. Составим список заявок, упорядоченный по возрастанию ранга r, а при равных рангах — по возрастанию продолжительности ремонта X. Определим площадь заявки как произведение XY, где Y — мощности ремонтируемых агрегатов. Выделим из указанного списка первые k заявок, суммарная площадь которых не превышает площади ремонтной площадки $S_{\text{р.п}}$,

$$\sum_{i=1}^{k} X_i y_i \leqslant S_{\text{р.п}}.$$

Назовем эту часть общего упорядоченного списка заявок приоритетным списком. Только заявки, вошедшие в этот список, разрешено включать в перебор при построении приоритетного варианта. Агрегаты первого ранга с жестко заданными сроками

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

проведения ремонта заранее выводятся в псевдоремонт. Затем в каждом узле на спуске предпринимаются попытки включения агрегатов в перебор в той последовательности, в которой они хранятся в приоритетном списке. Если некоторый агрегат в текущем узле не может быть выведен в ремонт из-за различных ограничений, попытка его включения повторяется в следующем, более низком узле. Указанная последовательность может быть преднамеренно нарушена в целях более эффективного использования ремонтной площадки (например, в процедуре «заполнения зубцов», описанной далее), но во всех случаях в перебор поступают лишь агрегаты из приоритетного списка. При такой методике появляется вероятность, что в приоритетный вариант плана войдут агрегаты наивысших рангов, а суммарная отремонтированная мощность будет близка к максимально возможной. Можно показать, что сумма мощностей агрегатов, вошедших в приоритетный список, является верхней границей оценок вариантов дерева перебора; эта величина используется для оценки качества плана, составленного программой.

Очевидно, что приоритет $1/X$ в общем случае не обеспечивает плотного заполнения ремонтной площадки. Главной помехой к этому являются отрицательные перепады значений функции резерва мощности $P(t, \tau)$ — «зубцы» ремонтной площадки. Если же эта функция становится монотонно неубывающей при $t_0 \leqslant t \leqslant T$, где t_0 — текущий день, ситуация упрощается: выполнение условия $y_1 \leqslant P(t_0, \tau)$ гарантирует выполнение аналогичного условия и при $t > t_0$. Заметим, что свойство монотонности функции $\bar{P}(t, \tau)$ является устойчивым при $t \geqslant t_0$, если придерживаться описанной ранее техники перебора. Для того, чтобы обеспечить плотное заполнение ремонтной площадки на тех участках, где нарушены условия монотонности $\bar{P}(t, \tau)$, а также для получения свойства монотонности этой функции разработана специальная процедура «заполнения зубцов».

Пусть в текущий момент перебора τ_0 на глубине t_0 функция $\bar{P}(t, \tau_0)$ не является монотонно неубывающей. Построим монотонно неубывающую функцию $\bar{P}'(t, \tau_0)$ со значениями $\bar{P}'(t, \tau_0) = \min(P(t_1, \tau_0);\ t \leqslant t_1 \leqslant T)$. Зубцами будем называть участки ремонтной площадки, расположенные между графиками функции $\bar{P}$, $\bar{P}'$ (рис. 2). Для их заполнения подбираются агрегаты, ремонт которых может быть начат в точках положительного перепада ординаты ремонтной площадки (чтобы не образовывались новые зубцы), а закончен не позднее $t_з$, где $t_з$ — абсцисса правой границы зубца. Для наиболее полного заполнения агрегаты могут группироваться. Различные способы заполнения зубцов показаны на рис. 3. Отметим, что в этой процедуре участвуют агрегаты только из приоритетного списка.

Подчеркнем, что в отличие от большинства эвристических методов, применяемых в аналогичных задачах составления расписаний [4], тщательно разработанный приоритет включения возможностей в перебор не является в методе «Пионер» единственным инструментом поиска решения. Приоритетный вариант является, вообще говоря, лишь основой для построения узкого и «глубокого» дерева.

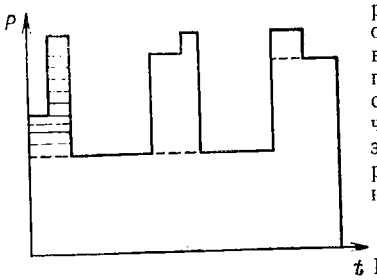


Рис. 2. Зубцы ремонтной площадки

Как уже отмечалось, при построении приоритетного варианта может быть нарушена очередность включения заявок в план в соответствии с рангом. Для того, чтобы соблюсти соотношение рангов включенных и невключенных в план заявок, используется процедура псевдоперебора. Пусть в некоторый момент перебора

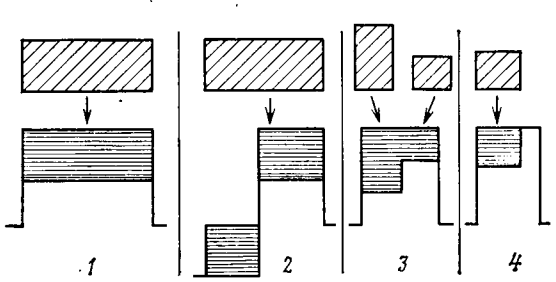


Рис. 3. Заполнение зубцов ремонтной площадки

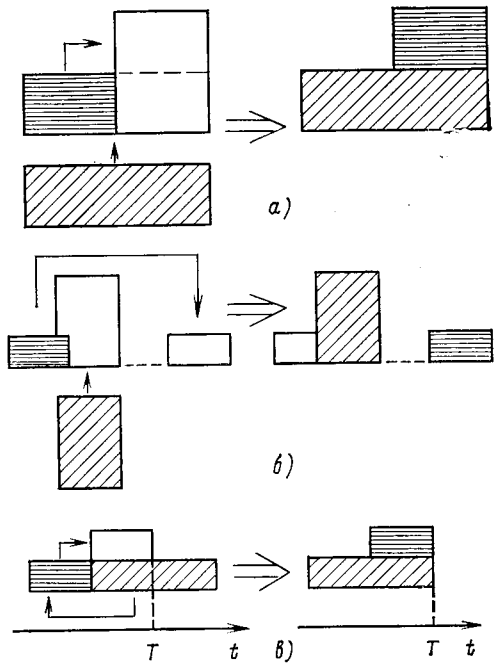


Рис. 4. Перестановка агрегатов в процедуре «движение по рельсам»

до конца периода планирования остается t дней и выясняется, что некоторый агрегат ранга r_1 с заявленной продолжительностью ремонта X, равной t, не может быть выведен в ремонт. В то же время ранее были включены в план агрегаты более низкого ранга. Тогда вариант «обрывается» без оценки, и начинается подъем по варианту, сопровождающийся постепенным исключением из плана агрегатов более низкого ранга до тех пор, пока не удается включить в план необходимый агрегат. Затем спуск по варианту возобновляется.

Процедура «движения по рельсам» используется в алгоритме для проверки возможности улучшения оценки текущего оптимального варианта с помощью заполнения пустот, образовавшихся в ремонтной площадке при спуске по одному из вариантов расположенного ниже поддерева. При решении этой сложной задачи сделаны некоторые упрощения. Принято, что новый вариант должен содержать все агрегаты, что и ранее построенный. Разрешено лишь изменение сроков некоторых ремонтов. Назовем такое изменение сроков ремонта перестановкой агрегата. Чтобы не нарушить ограничения по ремонтной площадке, перестановка возможна лишь в пустоту ремонтной площадки, размеры которой не меньше размеров агрегата. Если к переставляемому агрегату примыкает другая пустота, она укрупняется при перестановке и тем самым может быть использована для дополнительного включения какого-либо агрегата из числа невключенных (рис. 4). При этом может быть построен вариант с более высокой оценкой. Оценку нового варианта легко вычислить заранее, используя принятую оценочную функцию.

При «движении по рельсам» определяется наиболее выгодная перестановка. Если с помощью данной перестановки и дополнительного включения некоторого нового агрегата можно превысить оценку текущего оптимального варианта, производится построение нового варианта. В противном случае происходит подъем по варианту.

На базе изложенного алгоритма планирования была составлена программа ПИОНЕР-2. Программа написана на языке ФОРТРАН-IV, содержит 2000 строк, требует около 100 килобайт оперативной памяти. Эксперименты по составлению плана проводились на базе заявок, поступающих от энергосистем. Количество заявок менялось от 118 до 405. Среднее время счета равнялось 1 мин. Число вариантов в построенных деревьях перебора не превышало 4, число узлов — 167. Фактор эффективного ветвления (по [5]) изменялся в диапазоне от 1 до 1,06.

Для оценки качества работы программы рассчитан коэффициент использования ремонтной площадки $k_и = M_{опт}/M_{sup}$, где $M_{опт}$ — оценка оптимального варианта плана; M_{sup} — верхняя граница оценок (определяемая суммой мощностей агрегатов приоритетного списка). Значение $k_и$ менялось от 0,91 до 0,99. Производилось сравнение планов, получаемых программой, с ре-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

шениями, принимаемыми технологами, использующими общепринятую методику. Оказалось, что в среднем программа включает в план ремонтов на 18% больше мощности, чем технолог.

Программу ПИОНЕР-2 приняло для использования ЦДУ ЕЭС СССР. В настоящее время разрабатывается программа ПИОНЕР-3, которая будет составлять годовой план ремонтов в масштабе ЕЭС СССР.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ботвинник М. М.** О кибернетической цели игры. — М.: Советское радио, 1975.

2. **Шеннон К.** Работы по теории информации и кибернетике.- М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1963.

3. **Ботвинник М. М.** О решении неточных переборных з дач. — М.: Советское радио, 1979.

4. **Конвей Р. В., Максвелл В. А., Миллер Л. В.** Теория ра писаний. — М.: Наука, 1975.

5. **Нильсон Н.** Искусственный интеллект. — М.: Мир, 1973.

[02.10.8

УДК 621.314.224.8.018.782.3.001.24

Анализ переходных процессов в цепях с трансформаторами тока

ФАРХИ С. Л., ВИЧЕВ С. Т., кандидаты техн. наук, ТАГАРОВ К. Д., инж.

София

Исследование переходных процессов в цепях с трансформаторами тока представляет большой интерес при анализе работы релейных защит и других связанных с ними устройств. Однако такое исследование связано со значительными трудностями, вызванными нелинейностью и многозначностью характеристик применяемых ферромагнитных материалов [1—3]. Особо актуальными становятся эти проблемы в случае определения режима при резких изменениях и произвольно заданной форме входных сигналов. В таком случае приходится из-за небольших потерь в промежуточных устройствах проводить исследование на достаточно большом интервале времени. При этом проблема численной устойчивости используемого метода приобретает особое значение и рекомендуется применять неявные методы численного интегрирования [4 и 5].

В статье предлагается решение проблемы нахождения мгновенных значений выходного сигнала при заданном сигнале на входе системы из двухобмоточных трансформаторов при помощи неявных методов интегрирования. Для этой цели использованы преимущества дискретных расчетных резисторных моделей двухобмоточных трансформаторов, основанных на Т-образной схеме замещения, содержащей неприведенные величины. В частности, для системы из трансформаторов тока можно получить решение при большом насыщении и произвольных по форме входных сигналах. Программы расчетов переходных процессов в цепях с трансформаторами тока необходимы для математического моделирования в цепях с трансформаторами тока необходимы для математического моделирования работы релейных защит и особенно таких защит, поведение которых зависит от мгновенных значений входного тока.

Дискретные резисторные модели цепей с двухобмоточными трансформаторами. Рассмотрим двухобмоточный трансформатор (рис. 1), переходные процессы в котором описываются системой:

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= R_1 i_1 + L_{p1}\frac{di_1}{dt} + w_1 s_м \frac{dB}{dt};\\ -u_2 &= R_2 i_2 + L_{p2}\frac{di_2}{dt} - w_2 s_м \frac{dB}{dt};\\ w_1 i_1 &- w_2 i_2 = Hl;\\ B &= B(H). \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

Дифференцируем третье уравнение системы (1), и на основании зависимости

$$\frac{dB}{dt} = \frac{dB}{dH}\frac{dH}{dt} = \mu_д \frac{dH}{dt},$$

где $\mu_д(H) = dB/dH$ — дифференциальная абсолютная магнитная проницаемость, находим:

$$\frac{dB}{dt} = \mu_д \frac{w_1}{l}\frac{di_1}{dt} - \mu_д \frac{w_2}{l}\frac{di_2}{dt}.$$

Подставив это выражение в первые два уравнения системы (1), после преобразований получаем:

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= R_1 i_1 + (L_{p1} + L_{д1})\frac{di_1}{dt} - M_д \frac{di_2}{dt};\\ -u_2 &= R_2 i_2 + (L_{p2} + L_{д2})\frac{di_2}{dt} - M_д \frac{di}{dt}. \end{aligned}\right\}$$

В систему (2) входят дифференциальные индуктивности

$$L_{д1} = \frac{w^2_1 \mu_д s_м}{l}, \quad L_{д2} = \frac{w^2_2 \mu_д s_м}{l}, \quad M_д = \frac{w_1 w_2 \mu_д s_м}{l},$$

которые, являясь функциями напряженности магнитного по H, зависят также и от режима.

Нетрудно установить [6], что системе (2) после добавл ния нулевой суммы

$$M_д \frac{di_1}{dt} - M_д \frac{di_1}{dt} \quad \text{и} \quad M_д \frac{di_2}{dt} - M_д \frac{di_2}{dt}$$

соответствует схема замещения, показанная на рис. 2, приче участвующие величины и параметры не приведены.

Необходимо отметить, что при применении схем замещени с неприведенными величинами разность токов $i_1 - i_2$ не соотве ствует физическому смыслу тока намагничивания. При этом дл определения ошибки необходимы вычисления с бо́льшим число значащих цифр. С другой стороны, первичный и вторичный то определяются непосредственно, без дополнительных вычислени что существенно облегчает составление схем замещения слож ных соединений трансформаторов. Неприведенные схемы имек преимущества и при определении начальных значений по обо щенным правилам коммутации, которые применяются, напр мер, при подключении идеализированных индуктивных элемент к источнику тока.

При применении схем замещения, содержащих приведе ные величины, также можно составить соответствующие рез сторные модели. Но они не имеют описанных выше преиму ществ схем с неприведенными величинами.

При исследовании переходных процессов в одном еди ственном трансформаторе тока к первичной стороне включает идеальный источник тока. В таком случае параметры первично стороны R_1, $L_{p1}+L_{д1}-M_д$ не оказывают существенного влияни на переходный процесс. Однако при исследовании каскадно соединения трансформаторов тока необходимо применять по ную схему замещения на рис. 2. Эта схема применяется и пр составлении дискретной резисторной модели двухобмоточно трансформатора.

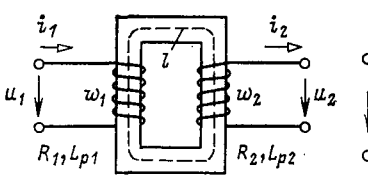


Рис. 1.

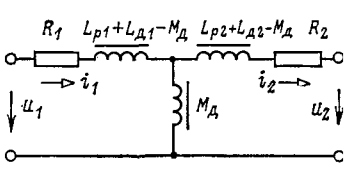


Рис. 2.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Как известно, решение дифференциального уравнения

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t)$$

многошаговым неявным методом вычисления порядка p имеет вид:

$$x_{n+1} = b_{-1}Tf(x_{n+1}, t_{n+1}) + \sum_{k=0}^{p} [a_k x_{n-k} + b_k T f(x_{n-k}, t_{n-k})],$$

где a_k, b_k и b_{-1} — коэффициенты; T — шаг интегрирования, $t_{n+1}=t_n+T$.

Применяя эту процедуру к зависимости $u_s = L_{дs}(H)\frac{di_s}{dt}$ для $s=1, 2, 3$, получаем

$$i_{s,\,n+1} = b_{-1}T\frac{u_{s,\,n+1}}{L_{дs}(H_{n+1})} + \sum_{k=0}^{p}\left[a_k i_{s,\,n-k} + \frac{b_k T u_{s,\,n-k}}{L_{дs}(H_{n-k})}\right].$$

Обозначим:

$$\hat{i}_s = \sum_{k=0}^{p}\left[a_k i_{s,\,n-k} + \frac{b_k T u_{s,\,n-k}}{L_{дs}(H_{n-k})}\right] \qquad (4)$$

и после преобразований получим:

$$\hat{i}_{s,\,n+1} = \left[\frac{L_{дs}(H_{n-k})}{b_{-1}T}\right]^{-1} u_{s,n+1} - \hat{i}_s \qquad (5)$$

или

$$u_{s,\,n+1} - \hat{u}_s = \frac{L_{дs}(H_{n+1})}{b_{-1}T} i_{s,\,n+1} = R(H_{n+1})\, i_{s,\,n+1}, \qquad (6)$$

где

$$\hat{u}_s = \hat{u}_s(H_{n+1}) = \frac{L_{дs}(H_{n+1})}{b_{-1}T} i_s = R(H_{n+1})\,\hat{i}_s. \qquad (7)$$

Уравнению (5) соответствует дискретная резисторная модель нелинейного индуктивного элемента, показанная на рис. 3,*а*, а уравнению (6) — резисторная модель на рис. 3,*б*. В то время, как ток $\hat{i}_s$ источника тока не зависит от номера $n+1$ очередного шага, напряжение $\hat{u}_s$ из-за нелинейности магнитного поля H является нелинейной функцией H_{n+1}. Параметры этой схемы замещения уточняются согласно избранному неявному методу численного интегрирования. Так, при использовании метода трапеций необходимо положить:

$$b_{-1}=0{,}5,\quad a_0=1,\quad b_0=0{,}5,$$

причем остальные коэффициенты a_k и b_k равны нулю.

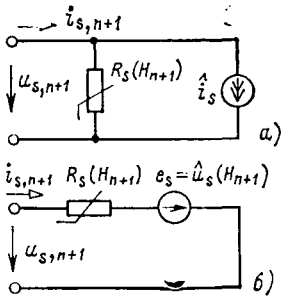


Рис. 3.

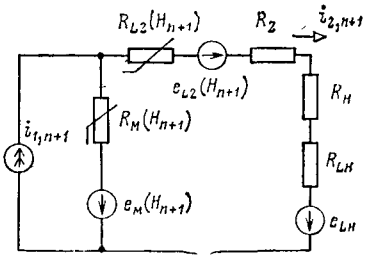


Рис. 4.

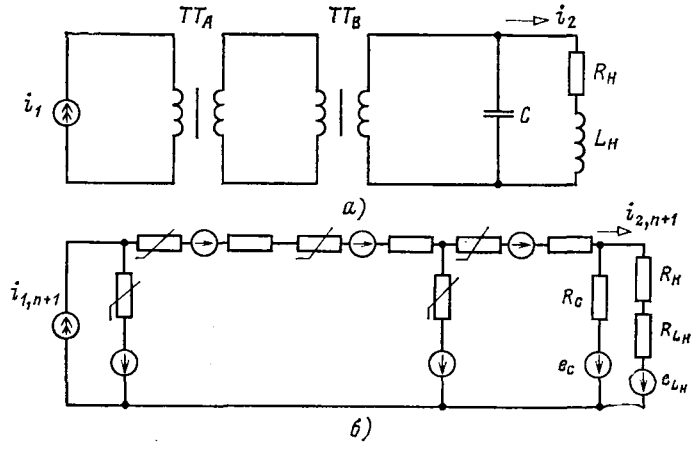


Рис. 5.

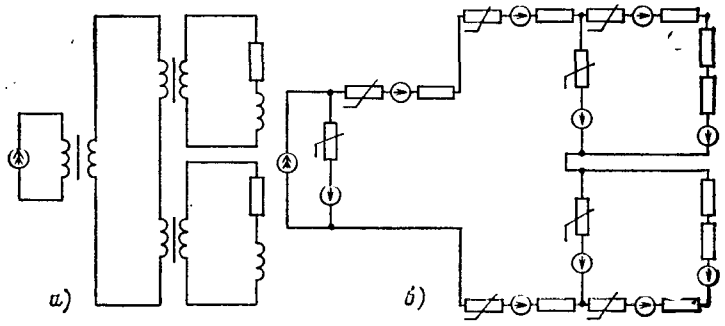


Рис. 6.

На рис. 4 дана дискретная резисторная модель для исследования переходных процессов в трансформаторе тока с активно-индуктивной нагрузкой $R_н$ и $L_н$ при подключении первичной цепи к идеальному источнику тока. В этом случае принимаем следующие обозначения:

$$\left.\begin{aligned}
R_M(H_{n+1}) &= \frac{M_д(H_{n+1})}{b_{-1}T} = \frac{w_1 w_2 \mu_д(H_{n+1})\, s_M}{b_{-1}TL};\\
R_{L2}(H_{n+1}) &= \frac{L_{p2} + L_{l2}(H_{n+1}) - M_д(H_{n+1})}{b_{-1}T} =\\
&= \frac{L_{p2}}{b_{-1}T} + \frac{w_2(w_2 - w_1)\,\mu_д(H_{n+1})\, s_M}{b_{-1}Tl}\\
R_{Lн} &= \frac{L_н}{b_{-1}T};\\
e_M(H_{n+1}) &= R_M(H_{n+1})(\hat{i}_1 - \hat{i}_2);\\
e_{L2}(H_{n+1}) &= R_{L2}(H_{n+1})\,\hat{i}_2;\\
e_{Lн} &= R_{Lн}\hat{i}_2.
\end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

Дискретные резисторные модели можно составить и для более сложных цепей. Так, при каскадном соединении трансформаторов тока (рис. 5,*а*) получается схема, показанная на рис. 5,*б*. На рис. 6,*б* показана резисторная модель, которая соответствует каскадному соединению на рис. 6,*а*.

Особенности расчета. Характерным для данных схем — дискретных резисторных моделей, является то, что некоторые из линейных и нелинейных двухполюсных элементов зависят как от первичного, так и от вторичного токов соответствующего трансформатора. Подобное явление присуще нелинейным четырехполюсникам, что следует учитывать при составлении алгоритма для анализа схемы-модели, который надо применять на каждом временно́м шаге.

Для этого необходимо располагать зависимостью дифференциальной магнитной проницаемости $\mu_д$ от напряженности магнитного поля H. Так как обычно задается кривая намагничивания $B(H)$, искомую зависимость $\mu_д(H)$ можно получить при помощи численного дифференцирования. При этом

$$H = \frac{1}{l}(w_1 i_1 - w_2 i_2). \qquad (9)$$

Задача значительно усложняется при многообмоточных трансформаторах разветвленными магнитопроводами. Такие случаи встречаются например, в дифференциальных защитах с быстронасыщающимися магнитопроводами или с тормозными обмотками. И в этом случае можно ввести дифференциальные собственные и взаимные индуктивности. Достаточно учесть (при пренебрежении рассеянием), что поток, сцепленный с данной об-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

моткой w_r, зависит от токов i_1, i_2, ..., i_N во всех обмотках:

$$\psi_r=\psi_r(i_1, i_2, \ldots, i_N).$$

Вычислив полный дифференциал $d\psi_r$, получим

$$d\psi_r=\sum_{r=1}^{N}\frac{\partial\psi_r}{\partial i_r}di_r. \qquad (10)$$

Обозначим:

$$L_r=\partial\psi_r/\partial i_r,\quad M_{rs}=\partial\psi_r/\partial i_s, \qquad (11)$$

разделив (19) на dt и получим:

$$u_{\psi_r}=\frac{d\psi_r}{dt}=L_r\frac{di_r}{dt}+\sum_{s=1}^{N}M_{rs}\frac{di_s}{dt},\quad s\neq r, \qquad (12)$$

Это выражение для реактивной составляющей напряжения можно использовать в схеме замещения трансформатора, в которой индуктивные связи удалены, а затем перейти к соответствующей дискретной резисторной модели. В таком случае дискретная магнитная проницаемость $\mu_д$ для каждого участка магнитной цепи является функцией токов во всех обмотках, геометрических размеров всех ветвей магнитной цепи, а также и используемого материала. Разумеется, это существенным образом усложняет вычислительную процедуру.

Другая особенность расчета связана с определением начальных значений. Обычно переходные процессы в цепях с трансформаторами тока рассматриваются при включении идеальных источников тока. Так как при коммутации в схеме замещения с идеализированными элементами образуются индуктивные сечения, т. е. постановка определения начальных значений некорректна, приходится использовать обобщенные правила коммутаций. Так, например, надо учесть, что алгебраическая сумма изменений потокосцеплений по замкнутому контуру во время коммутации равна нулю. При включении нагруженного трансформатора тока к идеальному источнику тока $i_з$, получим:

$$\left.\begin{aligned}
&i_1(0+)=i_з(0+);\\
&(L_н+L_{р2})[i_2(0+)-i_2(0-)]+L_{д2}(H_{0+})i_2(0+)-\\
&-L_{д2}(H_{0-})i_2(0-)-[M_д(H_{0+})i_1(0+)-\\
&-M_д(H_{0-})i_1(0-)]=0;\\
&H_{0-}=\frac{1}{l}[w_1i_1(0)-w_2i_2(0-)];\\
&H_{0+}=\frac{1}{l}[w_1i_1(0+)-w_2i_2(0+)].
\end{aligned}\right\} \qquad (13)$$

Если принять, что

$$i_1(0-)=i_2(0-)=0,$$

то для того, чтобы определить величину $i_2(0+)$, требуется решить нелинейную систему (13). Следует отметить, что использование схемы замещения с неприведенными величинами обеспечивает бо́льшую наглядность при вычислении начальных значений.

В принципе, путем ввода дискретных резисторных моделей исследование переходных процессов сводится к анализу постоянных режимов в нелинейных цепях. Для этой цели следует применить подходящие итерационные процедуры, например, последовательные приближения или метод Ньютона. Для улучшения сходимости вычислений рекомендуется начальное приближение для каждого шага прогнозировать, вычисляя его с помощью соответствующего явного метода численного интегрирования. Если для прогноза и коррекции использовать формулы одного и того же порядка, можно оценить сверху ошибки от прерывания на каждом временно́м шаге. Это позволяет сделать вывод об изменении шага T.

При исследовании переходных процессов под влиянием периодического входного сигнала с периодом $2\pi/\omega$, шаг не должен превышать значение

$$T_{max}\leqslant\frac{2\pi}{\omega q},$$

где, например $q>25$. С другой стороны, значительное увеличение T может привести к слишком большому числу итераций. Поэтому целесообразно предварительно задать максимальное

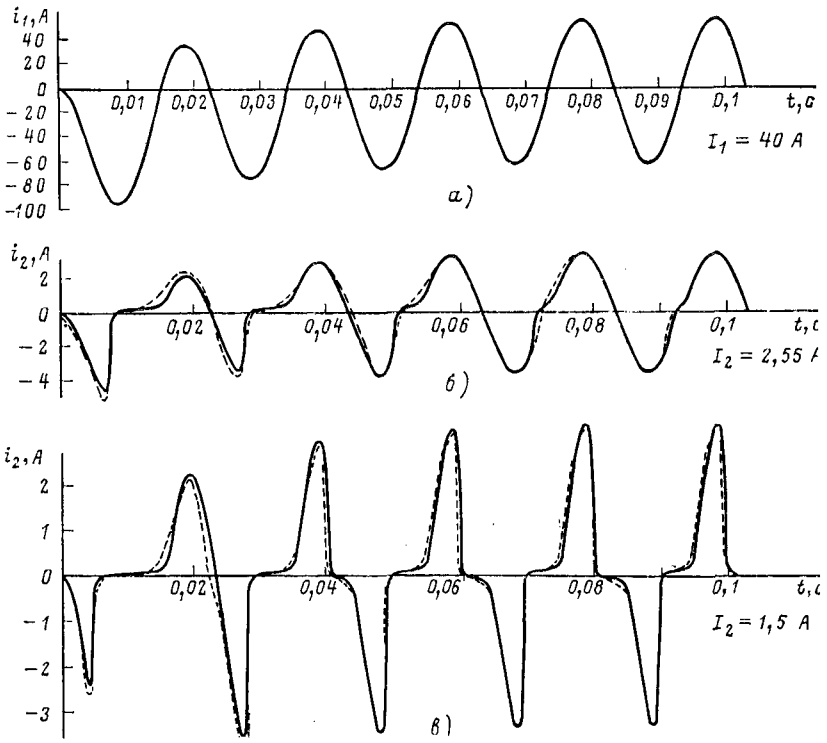


Рис. 7.

число итераций на каждом шаге N_{max}, и при превышении этого числа следует соответствующим образом уменьшить T. В таком случае можно применить и оценки ошибок от прерывания, которые зависят от порядка метода интегрирования. Если значение T станет меньше определенного минимума, следует перейти к методу более высокого порядка.

Пример. Для иллюстрации описанного метода рассмотрим включение реального трансформатора тока среднего напряжения с номинальным соотношением первичного и вторичного токов 75/5 А и номинальной нагрузкой $z_{ном}$=1,2 Ом к идеальному источнику задающего тока вида

$$i_{1з}(t)=I_{1m}[\sin(\omega t+\alpha)-e^{-t/T_1}\sin\alpha].$$

Первичный ток с апериодической составляющей получим на модели линии электропередачи, составленной из активных и реактивных элементов. Требуемые амплитуду тока I_{1m} и постоянную времени T_1 определяют переключением элементов. Включение в сеть 220 В, 50 Гц осуществляется посредством тиристорного ключа, с помощью которого задается угол α. Вторичная нагрузка трансформатора $R_н$ значительно больше номинальной ($R_н$=7,5 и 30 Ом). Таким образом достигается режим насыщения при меньших первичных токах, какие может дать модель линии электропередачи (до 100 А).

Исходные данные: $I_{1m}=40\sqrt{2}$ А, $\omega=314$ с$^{-1}$, $\alpha=\varphi_к=0$ и $\pi/2$, T_1=0,022 с. Магнитопровод тороидальный с сечением $s_м$=1,323·10^{-3} м^2 и длиной средней магнитной линии l=0,36 м выполнен из ферромагнитного материала ARMCO M6T35. Ниже указаны данные о зависимости $\mu_д(H)$, полученные путем численного дифференцирования типовой начальной кривой намагничивания $B=B(H)$.

H, А/м	0,0	0,4	1,2	3,7	7,0	10,0	14,5
$\mu_д$ Гн/м	0,0025	0,0125	0,0280	0,0450	0,0680	0,0855	0,0712

Продолжение

H, А/м	21,0	30,0	50,0	100,0	250,0	500,0	1000,0
$\mu_д$ Гн/м	0,0512	0,0158	0,0037	0,0009	0,0005	0,0002	0,0001

У первичной обмотки w_1 4 кВ витка, у вторичной w_2=60 витков. Сопротивление R_2=0,0962 Ом. Из-за формы магнитопровода индуктивностью рассеяния $L_{р2}$ можно пренебречь ($L_{р2}\approx 0$).

В этом случае дискретная резисторная модель имеет вид, показанный на рис. 4, при условии, что закорочены элементы, которые соответствуют индуктивностям $L_{р2}$ и $L_н$.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Для первых трех шагов для прогноза используется метод Эйлера, а для коррекции — метод трапеций. Для остальных шагов прогноз осуществляется по формуле

$$x_{n+1}^{(0)} = x_{n-2} + \frac{3}{2} T[f(x_n, t_n) + f(x_{n-1}, t_{n-1})],$$

а коррекция — по методу трапеций, с применением метода Ньютона.

На рис. 7 даны графики первичного и вторичного токов, полученные экспериментально и с помощью расчетов. Время счета на ЦВМ IBM 1130 составляет примерно 2 мин за период (0,02 с) входного тока. Графики на рис. 7,*б* получены при $R_н$=7,5 Ом и α—$\varphi_к$=π/2, а на рис. 7,*в* — при $R_н$=30 Ом и том же угле. Непрерывной линией показаны результаты эксперимента, а пунктиром — результаты вычислений.

Удовлетворительное совпадение между теоретическими и экспериментальными данными показывают, что в этом случае нет необходимости учитывать намагничивание по частотным гистерезисным циклам.

Выводы. Использование неприведенной схемы замещения трансформатора тока облегчает определение начальных значений при некорректной постановке, а также составление дискретной резисторной модели.

2. Дискретные резисторные модели цепей с трансформаторами тока позволяют привлечь методы анализа постоянных режимов в нелинейных цепях при исследовании переходных процессов, упрощая таким образом программную реализацию.

3. Нет необходимости составлять систему дифференциальных уравнений, описывающих переходный процесс. При выбранном методе численного интегрирования непосредственно составляются разностные уравнения. Дискретную резисторную модель можно рассматривать как схемное представление (модель) принятого неявного алгоритма интегрирования.

4. Введение неявных методов численного интегрирования позволяет преодолеть численную неустойчивость при исследовании переходных процессов и других режимов релейных защит.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Стогний Б. С.** Анализ и расчет переходных режимов работы трансформаторов тока. — Киев: Наукова думка, 1972.

2. **Дроздов А. Д.** Исследование формы вторичного тока защитных трансформаторов тока в переходных и установившихся режимах. — Электричество, 1971, № 1.

3. **Стогний Б. С.** Анализ и расчет нелинейных трансформаторов тока в переходных режимах. — Электричество, 1971, № 1.

4. **Чуа Л. О., Пен-Мин Лин.** Машинный анализ электронных схем. — М.: Энергия, 1980.

5. **Gear C. W.** Simultaneous numerical solution of differential — algebraic equations. — Trans. IEEE, 1971, vol. CT—18, № 1.

6. **Фархи С. Л.** Теория на електрическите вериги. — София: Техника, 1973.

[07.06.82]

УДК 621.316.176.076.12.026.5.001.24

Компенсация реактивной мощности в электрических сетях с несимметричными нагрузками

КУЗНЕЦОВ В. Г.

Институт электродинамики АН УССР

В последние 10—15 лет большое распространение получили мощные потребители электроэнергии (например, однофазные установки электрошлакового переплава, электровозы переменного тока, индукционные, графитировочные, рудотермические, дуговые сталеплавильные печи), работа которых сопровождается несимметрией, несинусоидальностью, отклонениями и колебаниями напряжения, существенно превышающими допустимые [1], что приводит к значительному экономическому ущербу, а в ряде случаев делает невозможным работу другого электрооборудования, подключенного к данной сети.

Положение усугубляется тем, что в настоящее время проектирование электрических сетей осуществляется в предположении симметричной структуры нагрузок, а в эксплуатации применяются исключительно симметричные средства регулирования напряжения и реактивной мощности. Их использование в условиях несимметричных режимов, улучшая качество электроэнергии по отклонениям напряжения, ухудшает его по симметрии напряжения. Так, подключение симметричных конденсаторных батарей в узлах с несимметричными нагрузками приводит к уменьшению эквивалентных узловых проводимостей и, следовательно, увеличению напряжений обратной последовательности.

В настоящей статье рассматривается аналитический метод расчета компенсирующих устройств (КУ) в электрических сетях с несимметричными нагрузками, позволяющий в отличие от известных [2, 3 и др.] производить выбор схем, параметров и мест установки КУ с учетом допустимых показателей качества электроэнергии и заданного баланса реактивной мощности в сети при одно- и многократной несимметрии нагрузок.

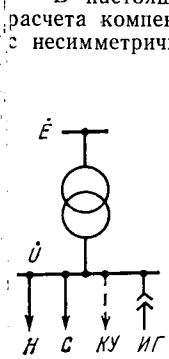


Рис. 1.

Необходимо отметить, что, изменяя соответствующим образом структуру КУ, можно при одном и том же значении реактивной мощности без дополнительного увеличения капитальных затрат по сравнению с симметричным режимом, существенно расширить функциональные возможности устройства. При таком подходе КУ следует рассматривать не как специальные устройства, а как источники реактивной мощности, предназначенные для работы в сетях с несимметричными нагрузками, затраты на которые определяются в соответствии с оптимальным балансом реактивной мощности сети.

Предположим, что к сборным шинам подстанции с напряжением $\dot{U}$, получающей питание от системы с напряжением $\dot{E}$ (рис. 1), подключены несимметричная H и симметричная C нагрузки. Запишем связь между узловыми токами и напряжениями прямой $\dot{I}'$, $\dot{U}'$ и обратной $\dot{I}''$, $\dot{U}''$ последовательностей в месте подключения нагрузок:

$$\left\| \begin{matrix} \dot{I}' \\ \dot{I}'' \end{matrix} \right\| = \begin{matrix} Y'_c + Y^s_{22н} & Y^s_{23н} \\ Y^s_{32н} & Y''_c + Y^s_{22н} \end{matrix} \cdot \left\| \begin{matrix} \dot{U}' \\ \dot{U}'' \end{matrix} \right\|, \qquad (1)$$

где для элементов несимметричной нагрузки, соединенных в треугольник,

$$\left. \begin{aligned} Y^s_{22н} &= \sum_{j=1,2,3} Y_{jн};\ Y^s_{2н} = Y_{1н} e^{-j\frac{\pi}{3}} - Y_{2н} + Y_{3н} e^{j\frac{\pi}{3}}; \\ Y^s_{32н} &= Y_{1н} e^{j\frac{\pi}{3}} - Y_{2н} + Y_{3н} e^{-j\frac{\pi}{3}}. \end{aligned} \right\} \qquad (2)$$

Здесь и в дальнейшем индекс j=1, 2, 3 относится к элементам, подключенным соответственно на линейные напряжения $\dot{U}_{12}$, $\dot{U}_{23}$ и $\dot{U}_{31}$; Y'_c и Y''_c — проводимости прямой и обратной последовательности симметричной нагрузки.

С другой стороны,

$$\dot{U}' = \dot{E}' - \dot{I}'Z;\ \dot{U}'' = \dot{E}'' - \dot{I}''Z, \qquad (3)$$

где $\dot{E}'$, $\dot{E}''$ — напряжения прямой и обратной последовательности системы; Z — сопротивление системы.

Подставив (1) в (3), получим

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}' &= \frac{\dot{E}'Y\,(Y + Y''_c + Y^s_{22н}) - \dot{E}''YY^s_{23н}}{\dot{M}}; \\ \dot{U}'' &= \frac{-\dot{E}'YY^s_{32н} + \dot{E}''Y\,(Y + Y'_c + Y^s_{22н})}{\dot{M}}, \end{aligned} \right\} \qquad (4)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

где

$$\dot{M} = (Y + Y'_{\text{с}} + Y^{s}_{22\text{н}})\,(Y + Y''_{\text{с}} + Y^{s}_{22\text{н}}) - Y^{s}_{23\text{н}} Y^{s}_{32\text{н}};\quad Y = \frac{1}{Z}.$$

Полагая, что $\dot{E}''=0$ и используя (4), запишем выражение для коэффициента несимметрии напряжений на вторичных шинах подстанции:

$$\varepsilon_u = \frac{\dot{U}''}{\dot{U}_{\text{ном}}} = \frac{(1+\delta U)\,(a^2 \overset{*}{S}_{1\text{н}} + \overset{*}{S}_{2\text{н}} + a\overset{*}{S}_{3\text{н}})}{\overset{*}{S}_{\text{к}} - \overset{*}{S}''_{\text{с}} + \sum\limits_{j=1,\,2,\,3} \overset{*}{S}_{j\text{н}}}, \qquad (5)$$

где $\overset{*}{S}_{j\text{н}}$, $\overset{*}{S}_{\text{к}}$, $\overset{*}{S}''_{\text{с}}$ — сопряженные комплексы кажущихся мощностей соответственно j-го элемента несимметричной нагрузки, короткого замыкания системы, обратной последовательности симметричной нагрузки $(\overset{*}{S}''_{\text{с}} = 3U_{\text{ном.ф}} Y''_{\text{с}})$; $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$; δU — отклонение напряжения прямой последовательности от номинального (в относительных единицах).

Обычно при определении несимметрии напряжений вводится допущение о постоянном значении обобщенного сопротивления обратной последовательности [2]. Однако, как показано в [4], значения модуля и аргумента этого сопротивления существенно зависят от состава потребителей. В отличие от известных выражение (5) позволяет определить ε_u с учетом реального состава нагрузочного узла.

Отметим, что вращающаяся нагрузка имеет проводимость обратной последовательности в 6—8 раз больше прямой. Поэтому даже при симметричной системе напряжений узла, содержащего несимметричную нагрузку и двигатели, по обмоткам последних могут протекать значительные токи обратной последовательности, вызывающие ухудшение режима их работы и сокращение срока службы. Исходя из этих соображений, а также принимая во внимание, что $|\overset{*}{S}_{\text{к}}| >> \left|\overset{*}{S}''_{\text{с}} + \sum\limits_{j=1,\,2,\,3} \overset{*}{S}_{j\text{н}}\right|$, в ряде случаев для расчета ε_u может быть использована упрощенная формула, вытекающая из (5):

$$\varepsilon_u = (1+\delta U)\,\frac{\sqrt{\alpha^2+\beta^2}}{S_{\text{к}}}\, e^{j\psi''}, \qquad (6)$$

где

$$\alpha = 0{,}866\,(P_{1\text{н}} - P_{3\text{н}}) - 0{,}5\,(Q_{1\text{н}} + Q_{3\text{н}}) + Q_{2\text{н}};$$

$$\beta = -0{,}5\,(P_{1\text{н}} - P_{3\text{н}}) - 0{,}866\,(Q_{1\text{н}} - Q_{3\text{н}}) + P_{2\text{н}}.$$

Здесь через $P_{j\text{н}}$ и $Q_{j\text{н}}$ обозначены активная и реактивная мощности j-го элемента несимметричной нагрузки, а аргумент напряжения обратной последовательности ψ'' определяется следующим образом: $\left(\gamma = \operatorname{arctg}\frac{|\beta|}{|\alpha|}\right)$:

α	+	+	−	−
β	+	−	+	−
ψ''	γ	$-\gamma$	$180° - \gamma$	$\gamma - 180°$

В тех случаях, когда найденные с помощью (5) или (6) значения ε_u превышают допустимые стандартом ($\varepsilon_{u\,\text{доп}}=0{,}02$), необходимо устанавливать КУ (рис. 1). При подключении реактивных элементов последнего в треугольник выражения для напряжений прямой и обратной последовательностей принимают вид:

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}' &= \frac{\dot{E}'Y\,(Y + Y''_{\text{с}} + Y^{s}_{22\text{н}} + Y^{s}_{22\text{у}}) - \dot{E}''Y\,(Y^{s}_{23\text{н}} + Y^{s}_{23\text{у}})}{\dot{K}}; \\ \dot{U}'' &= \frac{-\dot{E}'Y\,(Y^{s}_{32\text{н}} + Y^{s}_{32\text{у}}) + \dot{E}''Y\,(Y + Y'_{\text{с}} + Y^{s}_{22\text{н}} + Y^{s}_{22\text{у}})}{\dot{K}}, \end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

где

$$\dot{K} = (Y + Y'_{\text{с}} + Y^{s}_{22\text{н}} + Y^{s}_{22\text{у}})\,(Y + Y''_{\text{с}} + Y^{s}_{22\text{н}} + Y^{s}_{22\text{у}}) - (Y^{s}_{23\text{н}} + Y^{s}_{23\text{у}})\,(Y^{s}_{32\text{н}} + Y^{s}_{32\text{у}}).$$

Здесь $Y^{s}_{22\text{у}}$, $Y^{s}_{23\text{у}}$, $Y^{s}_{32\text{у}}$ — обобщенные параметры проводимостей элементов КУ, определяемые аналогично (2).

Выразим левые части (7) через допустимые показатели качества электроэнергии — отклонение и несимметрию напряжений

$$\frac{\varepsilon_{u\text{доп}} e^{j(\psi''-\psi')}}{1+\delta U} =$$

$$= \frac{-\dot{E}'(Y^{s}_{22\text{н}} + Y^{s}_{32\text{у}}) + \dot{E}''(Y + Y'_{\text{с}} + Y^{s}_{22\text{н}} + Y^{s}_{22\text{у}})}{E'(Y + Y''_{\text{с}} + Y^{s}_{22\text{н}}) - \dot{E}''(Y^{s}_{23\text{н}} + Y^{s}_{23\text{у}})}, \qquad (8$$

где ψ' и ψ'' — фазы напряжения прямой и обратной последовательностей, определяемые из (4).

Комплексное уравнение (8) может быть разложено на два алгебраических, из решения которых определяются параметры КУ. Если режим узла сети ограничен заданным значением реактивной мощности Q, то при определении параметров КУ необходимо принимать во внимание еще одно алгебраическое уравнение:

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{Q + \sum\limits_{j=1,\,2,\,3} Q_{j\text{н}}}{\sum\limits_{j=1,\,2,\,3} P_{j\text{н}}} = -\frac{\operatorname{Im}[Y^{s}_{22\text{н}} + Y^{s}_{22\text{у}}]}{\operatorname{Re}[Y^{s}_{22\text{н}} + Y^{s}_{22\text{у}}]}. \qquad (9$$

Из решения (8) и (9) после несложных преобразований получаем:

$$\left.\begin{aligned} Q_{1\text{у}} &= -j\frac{1}{3}\,[\sqrt{3}C - D - Q\,(1 - A - \sqrt{3}B)]; \\ Q_{2\text{у}} &= -j\frac{1}{3}\,[2D - Q\,(1 + 2A)]; \\ Q_{3\text{у}} &= j\frac{1}{3}\,[\sqrt{3}C + D + Q\,(1 - A + \sqrt{3}B)], \end{aligned}\right\} \qquad (10$$

где

$$A = \frac{\varepsilon_{u\text{доп}}}{1+\delta U}\cos(\psi'' - \psi');\qquad B = \frac{\varepsilon_{u\text{доп}}}{1+\delta U}\sin(\psi'' - \psi');$$

$$\psi'' - \psi' = \arg\left[\frac{a^2 \overset{*}{S}_{1\text{н}} + \overset{*}{S}_{2\text{н}} + a\overset{*}{S}_{3\text{н}}}{\overset{*}{S}}\right];$$

$$\overset{*}{S} = \overset{*}{S}_{\text{к}} + \overset{*}{S}''_{\text{с}} + \sum_{j=1,\,2,\,3} \overset{*}{S}_{j\text{н}};$$

$$C = A\operatorname{Re}[\overset{**}{S}] + B\operatorname{Im}[\overset{**}{S}] + S_{1\text{н}}\cos\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_{1\text{н}}\right) + S_{2\text{н}}\cos\left(\frac{\pi}{3} + \varphi_{3\text{н}}\right);$$

$$D = B\operatorname{Re}[\overset{**}{S}] - A\operatorname{Im}[\overset{**}{S}] + S_{1\text{н}}\sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_{1\text{н}}\right) - S_{2\text{н}}\sin(\pi + \varphi_{2\text{н}}) - S_{3\text{н}}\sin\left(\frac{\pi}{3} + \varphi_{3\text{н}}\right).$$

Выражения (10) дают возможность производить оптимальный выбор схем и параметров КУ в зависимости от параметров нагрузки, допустимых значений несимметрии и отклонений напряжений сети при заданном балансе ее реактивной мощности (при этом j-й элемент КУ в общем случае может быть как индуктивным, так и емкостным).

В условиях, когда несимметричные нагрузки подключены к ряду узлов сети, задача выбора параметров КУ с учетом допустимого режима напряжения сети является достаточно сложной и рассмотрена лишь для частного случая схемы КУ, состоящей из емкостных элементов [2, 3 и 5], хотя последняя не всегда является оправданной по балансу реактивной мощности сети.

Рассмотрим алгоритм поэтапной оптимизации режима, позволяющий существенно упростить и ускорить поиск структур корректирующих устройств и мест их установки при допустимых значениях δU и ε_u и заданном балансе реактивной мощности в узлах сети с несимметричными нагрузками.

В общем случае узел «КУ — несимметричная нагрузка» можно рассматривать как узел, содержащий симметричную нагрузку с определенным коэффициентом мощности (симметрированная

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

нагрузка). При таком подходе процесс оптимизации структур и мест установки КУ может быть осуществлен в два этапа. Этап «внешней» оптимизации заключается в наивыгоднейшем распределении источников реактивной мощности в узлах сети, содержащих симметричные и симметрированные нагрузки (в соответствии с известными методами оптимального распределения реактивных мощностей в сетях с симметричными нагрузками, основанными на процессе минимизации целевой функции при заданных ограничениях по режиму напряжений прямой последовательности). По найденным параметрам симметричных источников реактивной мощности и реальным нагрузкам узлов с помощью (4) определяются модули и фазы напряжений прямой и обратной последовательностей во всех точках сети. В тех узлах, где значения этих напряжений превышают допустимые, элементы КУ должны выбираться в соответствии с (10) (этап «внутренней» оптимизации).

По описанному алгоритму в Институте электродинамики АН УССР на языке ФОРТРАН разработана программа оптимального выбора параметров, схем и мест установки КУ при одно- и многократной несимметрии нагрузки.

В том случае, когда в системе электроснабжения циркулируют токи высших гармоник, они могут вызывать перегрузку конденсаторных батарей в резонансных режимах. Следует отметить, что известные публикации по данному вопросу [6, 7 и др.] посвящены исследованиям симметричных режимов на высших гармониках. Ниже рассматривается метод расчета, позволяющий выявить, проанализировать и при необходимости устранить резонансные явления на частотах высших гармоник в сетях, содержащих несимметричные структуры КУ.

Предположим, что к шинам подстанции с напряжением $\dot{U}$ (рис. 1) подключены несимметричная H и симметричная C нагрузки, источник гармоник $ИГ$ и корректирующее устройство $КУ$. Схема замещения рассматриваемого узла для высших гармоник представлена на рис. 2, где

$$Y_{j\nu} = Y_{j\text{н}\nu} + Y_{j\text{у}\nu};\ Y_{\Sigma\nu} = Y_{\text{с}\nu} + Y_{\nu}. \qquad (11)$$

Здесь Y_{ν} — фазная проводимость системы; $\dot{I}_{j\nu}$ — токи $ИГ$.

Запишем в матричном виде обобщенное уравнение связи между токами $ИГ$ и узловыми потенциалами:

$$\|\dot{I}\|_{\nu} = \|Y\|_{\nu}\,\|\dot{U}\|_{\nu}, \qquad (12)$$

где $\|Y\|_{\nu}$ — квадратная матрица узловых проводимостей рассматриваемого узла сети.

В общем случае резонансы напряжений соответствуют нулям функций элементов инверсии матрицы $\|Y\|_{\nu}$, а резонансы токов — полюсам. Последние имеют место, если определитель укороченной матрицы $\|Y\|_{\nu}$ равен нулю, т. е.

$$\Delta_{\nu} = \det\|Y\|_{\nu} = 0. \qquad (13)$$

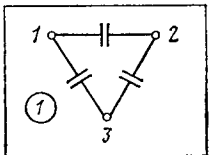
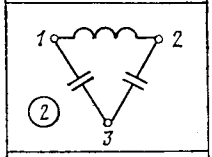
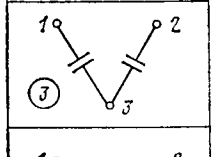
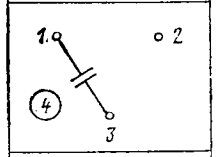
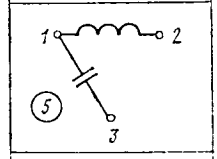
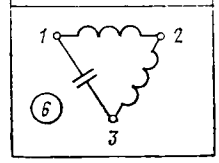
Для рассматриваемой схемы замещения матрица $\|Y\|_{\nu}$ имеет вид (за базисный принят узел 3):

$$\|Y\|_{\nu} = \begin{Vmatrix} Y_{1\nu}+Y_{2\nu}+Y_{3\nu} & -Y_{1\nu} & -Y_{\Sigma\nu} \\ -Y_{1\nu} & Y_{1\nu}+Y_{2\nu}+Y_{3\nu} & -Y_{\Sigma\nu} \\ -Y_{3\nu} & -Y_{2\nu} & 3Y_{\Sigma\nu} \end{Vmatrix}. \qquad (14)$$

Полагая активные сопротивления элементов сети и $КУ$ на частотах высших гармоник пренебрежимо малыми по сравнению с индуктивными, из (13) и (14) найдем условие резонанса токов:

$$Y^2_{\Sigma\nu} + 2Y_{\Sigma\nu}\sum_{j=1,2,3} Y_{j\nu} + 3\sum_{\substack{i,\ j=1,2,3 \\ (i\neq j)}} Y_{i\nu}Y_{j\nu} = 0. \qquad (15)$$

Возможные схемы подключения реактивных элементов $КУ$ и соответствующие им резонансные частоты, найденные с помощью (15), приведены в таблице. Из рассмотрения табличных выражений следует, что при использовании структур $КУ$, содержащих более одного емкостного элемента с пофазно различными параметрами, резонанс токов возникает на двух частотах (при симметричной структуре $КУ$ он имеет место на одной частоте).

Схема КУ	Порядковый номер резонансной гармоники
	$\nu_{1,2} = \sqrt{\dfrac{S_{\text{к}}\left[Q_{1\text{у}}+Q_{2\text{у}}+Q_{3\text{у}} \pm \sqrt{Q^2_{1\text{у}}+Q^2_{2\text{у}}+Q^2_{3\text{у}}-(Q_{1\text{у}}Q_{2\text{у}}+Q_{2\text{у}}Q_{3\text{у}}+Q_{3\text{у}}Q_{1\text{у}})}\right]}{3(Q_{1\text{у}}Q_{2\text{у}}+Q_{2\text{у}}Q_{3\text{у}}+Q_{3\text{у}}Q_{1\text{у}})}}$
	$\nu_{1,2} = \sqrt{\dfrac{(2S_{\text{к}}+3Q_{1\text{у}})(Q_{2\text{у}}+Q_{3\text{у}}) \pm \sqrt{(2S_{\text{к}}+3Q_{1\text{у}})^2(Q_{2\text{у}}+Q_{3\text{у}})^2 - 12Q_{2\text{у}}Q_{3\text{у}}S_{\text{к}}(2Q_{1\text{у}}+S_{\text{к}})}}{6Q_{2\text{у}}Q_{3\text{у}}}}$
	$\nu_{1,2} = \sqrt{\dfrac{S_{\text{к}}(Q_{2\text{у}}+Q_{3\text{у}}) \pm \sqrt{Q^2_{2\text{у}}+Q^2_{3\text{у}}+Q_{2\text{у}}Q_{3\text{у}}}}{3Q_{1\text{у}}Q_{3\text{у}}}}$
	$\nu_1 = \sqrt{\dfrac{S_{\text{к}}}{2Q_{3\text{у}}}}$
	$\nu_1 = \sqrt{\dfrac{S_{\text{к}}(S_{\text{к}}+2Q_{1\text{у}})}{Q_{3\text{у}}(2S_{\text{к}}+3Q_{1\text{у}})}}$
	$\nu_1 = \sqrt{\dfrac{S_{\text{к}}(S_{\text{к}}+2Q_{1\text{у}})+Q_{2\text{у}}(2S_{\text{к}}+3Q_{1\text{у}})}{Q_{3\text{у}}[2S_{\text{к}}+3(Q_{1\text{у}}+Q_{2\text{у}})]}}$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

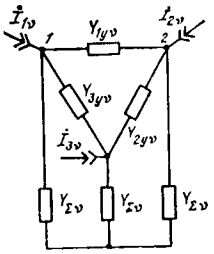


Рис. 2.

При этом с увеличением проводимостей емкостных элементов значения резонансных частот уменьшаются, а при уменьшении проводимостей сети и индуктивных элементов *КУ* — увеличиваются.

Рассмотрим частотные характеристики несимметричных КУ. Токи симметричных составляющих, обусловленные *КУ*, на частоте ν-й гармоники

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}'_{y\nu} &= Y^s_{22y\nu}\dot{U}'_\nu + Y^s_{23y\nu}\dot{U}''_\nu; \\ \dot{I}''_{y\nu} &= Y^s_{32y\nu}\dot{U}'_\nu + Y^s_{22y\nu}\dot{U}''_\nu, \end{aligned}\right\} \qquad (16)$$

где при соединении элементов *КУ* в треугольник

$$\left.\begin{aligned} Y^s_{22y\nu} &= \sum_{j=1,\,2,\,3} Y_{jy\nu};\ Y^s_{23y\nu} = Y_{1y\nu}e^{\mp j\frac{\pi}{3}} + Y_{3y\nu}e^{\pm j\frac{\pi}{3}}; \\ Y^s_{32y\nu} &= Y_{1y\nu}e^{\pm j\frac{\pi}{3}} + Y_{3y\nu}e^{\mp j\frac{\pi}{3}}. \end{aligned}\right\} \qquad (17)$$

Здесь верхние знаки относятся к гармоникам, имеющим прямой порядок следования фаз, а ниже — обратный. Используя (16) и (17), найдем выражения для функции входных сопротивлений прямой $Z'_{y\nu}$ и обратной $Z'_{y\nu}$ последовательностей:

$$\left.\begin{aligned} Z'_{y\nu} &= \frac{\dot{U}'_\nu}{\dot{I}'_\nu} = \frac{Y^s_{22y\nu} - \dot{\beta}'Y^s_{23y\nu}}{(Y^s_{22y\nu})^2 - Y^s_{23y\nu}Y^s_{32y\nu}}; \\ Z''_{y\nu} &= \frac{\dot{U}''_\nu}{\dot{I}''_\nu} = \frac{Y^s_{22y\nu} - \dot{\beta}''Y^s_{32y\nu}}{(Y^s_{22y\nu})^2 - Y^s_{23y\nu}Y^s_{32y\nu}}, \end{aligned}\right\} \qquad (18)$$

где

$$\dot{\beta}' = \frac{e^{\pm j\frac{2\pi}{3}}\left(1 + \dot{\alpha}e^{\mp j\frac{\pi}{3}}\right)}{1 + \dot{\alpha}e^{\pm j\frac{\pi}{3}}};$$

$$\dot{\beta}'' = \frac{e^{\pm j\frac{2\pi}{3}}\left(1 + \dot{\alpha}e^{\pm j\frac{\pi}{3}}\right)}{1 + \dot{\alpha}e^{\mp j\frac{\pi}{3}}};$$

$$\dot{\alpha} = \frac{Y_{1y\nu} + Y_{2y\nu}}{Y_{1y\nu}} = \frac{Y_{1y\nu}}{Y_{1y\nu} + Y_{3y\nu}};$$

$$Z'_{y\nu} = \frac{1}{Y'_{y\nu}};\quad Z''_{y\nu} = \frac{1}{Y''_{y\nu}}.$$

Частотные характеристики узла, содержащего *КУ* (Z'_ν, Z''_ν могут быть оценены с помощью (18), где $Y^s_{23y\nu}$ и $Y^s_{32y\nu}$ определяются из (17), а $Y^s_{22y\nu}$ — из выражения

$$Y^s_{22y\nu} = \sum_{j=1,\,2,\,3} Y_{jy\nu} + Y_{\Sigma y\nu}.$$

При симметричной системе векторов ν-й гармоники источника тока имеем

$$Z'_\nu,\ Z''_\nu = \frac{Y^s_{22\nu}}{(Y^s_{22\nu})^2 - Y^s_{23\nu}Y^s_{32\nu}} = Z_\nu. \qquad (1$$

Очевидно, что нули Z_ν соответствуют резонансам напряжений, а полюсы — резонансам током. Из (18) и (19) следует, что резонанс токов имеет место, если

$$(Y^s_{22\nu})^2 - Y^s_{23\nu}Y^s_{32\nu} = 0, \qquad (2$$

что совпадает с условием (15).

Выражения (18)—(20) позволяют произвести корректную оценку частотных свойств несимметричных цепей *КУ*, определить собственные частоты контура «сеть — КУ» при различных схемах последнего и путем соответствующего изменения параметров контура исключить резонансы токов на нежелательных частотах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Жежеленко И. В.** Показатели качества электроэнергии в промышленных предприятиях. — М.: Энергия, 1977.

2. **Мельников Н. А.** Электрические сети и системы. — М.: Энергия, 1975.

3. **Мельников Н. А., Тимофеев Д. В., Вайнштейн Л. М.** Симметрирование режимов работы электрических систем. — Электричество, 1966, № 2.

4. **Жуков В. В., Неклепаев Б. Н.** Эквивалентное сопротивление обратной последовательности узлов комплексной нагрузки. — Электричество, 1975, № 10.

5. **Жуков Л. А.** Выбор мощности устройств поперечной компенсации, используемых для симметрирования режима электрической системы. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 196 № 3.

6. **Жежеленко И. В.** Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий. — М.: Энергия, 1974.

7. **Федоров А. А., Ристхейн Э. М.** Электроснабжение промышленных предприятий. — М.: Энергия, 1981.

[07.05.8

УДК 62-83:621.313.2.012.1.02.001.24

Выбор оптимальной по нагреву диаграммы тока якоря двигателя постоянного тока

КОЖЕВНИКОВ К. И., канд. техн. наук

Ростов-на-Дону

Рассмотрим позиционный привод, перемещающий рабочий орган приводного механизма из одного фиксированного положения в другое. Применяется компенсированный двигатель постоянного тока независимого возбуждения с питанием обмотки якоря от управляемого вентильного преобразователя; частота вращения изменяется посредством изменения напряжения якоря при номинальном магнитном потоке. Высокая производительность установки определяет напряженный динамический режим двигателя, поэтому передаточное число редуктора и диаграмма тока якоря $I(t)$ выбираются из условия обеспечения необходимой надежности работы с учетом нагрева и степени искрения под щетками двигателя. К числу рассматриваемых относится, например, привод перестановки верхнего валка обжимного прокатного стана.

В статье показано, что применение оптимальной по нагреву диаграммы тока якоря [1] вместо лучшей по степени искрения или лучшей по нагреву прямоугольных диаграмм сопровождается существенным уменьшением степени искрения и нагрева двигателя. Предпосылки к применению более сложного алгоритма регуляторов создаются элементами УБСР, построенными на интегральных микросхемах; вариант регуляторов привода, реализующих оптимальную по нагреву диаграмму тока якоря, описан в [2].

В рассматриваемых приводах статический момент создается только небольшими силами трения в кинематических звеньях механизма, а двигатель развивает значительный динамический момент, поэтому влияние статического момента на работу двигателя можно не учитывать.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Введем следующие обозначения:

$$B_{\text{н.д}} = \frac{\delta_{\text{м}} J_{\text{я}} n_{\text{н}}}{9{,}55 M_{\text{н}}}; \quad (1)$$

$$u_0 = \sqrt{\frac{J_{\text{м}}}{\delta_{\text{м}} J_{\text{я}}}}; \quad (2)$$

$$\nu_{\text{т1}} = \frac{120 u_0 s_{\text{р}}}{n_{\text{н}} k_{\text{сп}} t_{\text{р}}}; \quad (3)$$

$$i_{\text{т1}} = \frac{240 u_0 B_{\text{н.д}} s_{\text{р}}}{n_{\text{н}} k_{\text{сп}} t^2_{\text{р}}}, \quad (4)$$

где $B_{\text{н.д}}$ — механическая постоянная времени двигателя с редуктором, с; u^*_0 — передаточное число редуктора, минимизирующее нагрев двигателя [3]; $\nu_{\text{т1}}$, $i_{\text{т1}}$ — константы в формулах для уставок регуляторов привода; $s_{\text{р}}$, $t_{\text{р}}$ — перемещение (мм) рабочего органа приводного механизма и время (с) отработки этого перемещения; $n_{\text{н}}$, $M_{\text{н}}$ — номинальная частота вращения (об/мин) и номинальный момент (Н·м) двигателя; $J_{\text{я}}$, $J_{\text{м}}$ — моменты инерции якоря двигателя и приводного механизма, приведенные к тихоходному валу редуктора, кг·м²; $\delta_{\text{м}}$ — коэффициент, учитывающий маховой момент редуктора и его соединительных муфт; $k_{\text{сп}}$ — спрямляющее число — отношение перемещения рабочего органа механизма к углу поворота тихоходного вала редуктора (мм/об).

Степень искрения под щетками двигателя определяется по экспериментально найденному графику [4], который связывает степень искрения (СИ) с фактором искрения [1]

$$\Phi_{\text{и}} = c \left(\frac{40}{D_{\text{к}}}\right)^{1,5} \frac{i^2_{\text{к}} L_{\text{с}} v_{\text{к}}}{2\beta_{\text{к}} L_{\text{щ}}}, \text{ Вт/см}. \quad (5)$$

Режим работы выбранного двигателя влияет на окружную скорость коллектора $v_{\text{к}}$ и на средний за период коммутации добавочный ток $i_{\text{к}}$, но не влияет на диаметр коллектора $D_{\text{к}}$, коллекторное деление $\beta_{\text{к}}$, суммарную длину щеток одного щеткодержателя $L_{\text{щ}}$ и на индуктивность коммутируемой секции $L_{\text{с}}$. Применив кусочную аппроксимацию магнитной характеристики добавочных полюсов с учетом того, что при номинальном режиме ($I_{\text{н}}$, $n_{\text{н}}$) среднее значение коммутирующей и реактивной э. д. с. уравновешивают друг друга, преобразуем формулу (5) к виду:

$$\Phi_{\text{и}} = \Phi_{\text{и.н}} \begin{cases} \nu^3 i^4 F_{\text{щ}}, & i < 1; \\ \nu^3 i^4 F_{\text{щ}} F_{\mu 2}, & i \geqslant 1, \end{cases} \quad (6)$$

где $\Phi_{\text{и.н}}$ — фактор искрения при номинальном режиме, Вт/см; $\nu = \frac{n}{n_{\text{н}}}$, $i = \frac{I}{I_{\text{н}}}$ — абсолютные значения частоты вращения тока якоря, отн. ед; $F_{\text{щ}}$, $F_{\mu 2}$ — коэффициенты, учитывающие характер вольт-амперной характеристики щеточного контакта и магнитной характеристики добавочных полюсов

$$F_{\text{щ}} = \left(\frac{\Delta u_{\text{н}}}{\Delta u}\right)^2; \quad F_{\mu 2} = \left[\frac{(k_{\mu 2} - 1)(i - 1)}{k_{\text{г}}[(k_{\mu 2} - 1)(i - 1) + 1]} + 1\right]^2. \quad (7)$$

Здесь $k_{\mu 2}$ — коэффициент насыщения магнитопровода добавочных полюсов при $I = 2I_{\text{н}}$ [5]; $k_{\text{г}}$ — коэффициент для расчета некомпенсируемой части реактивной э. д. с., [4]; Δu, $\Delta u_{\text{н}}$ — сумма падений напряжения под парой щеток разной полярности при токах якоря I и $I_{\text{н}}$.

Степень искрения под щетками оценивается по пику фактора искрения $\Phi_{\text{им}}$, который возникает при токе якоря $i_{\text{п}}$ и частоте вращения $\nu_{\text{п}}$. Для двигателей рассматриваемых приводов $i_{\text{п}} \geqslant 1$, поэтому согласно (6)

$$\Phi_{\text{им}} = \Phi_{\text{и.н}} \nu^3_{\text{п}} i^4_{\text{п}} (F_{\text{щ}} F_{\mu 2})_{\text{п}}. \quad (8)$$

Существенное упрощение алгоритма минимизации пика фактора искрения посредством предварительной оценки численных значений оптимальных параметров привода достигается применением линейной аппроксимации:

$$(F_{\text{щ}} F_{\mu 2})_{\text{п}} = a i_{\text{п}} - b, \quad (9)$$

которая в диапазоне токов якоря $1 \leqslant i_{\text{п}} \leqslant 3{,}8$ имеет погрешность не выше 9%. Оптимальные параметры, рассчитанные с применением (9), обычно не нуждаются в уточнении, так как пик фактора искрения вблизи его минимума изменяется медленно (рис. 1), а допустимая погрешность вычислений соизмерима с погрешностью, вносимой (9).

Совместный выбор диаграммы тока якоря и передаточного числа редуктора выполняется в результате анализа зависимости степени искрения под щетками и нагрева двигателя от передаточного числа редуктора для следующих диаграмм тока якоря: оптимальной по нагреву и прямоугольных — лучшей по степени искрения и лучшей по нагреву. Объективность оценки эффективности принятых решений обеспечивается фиксированием параметров двигателя, приводного механизма и технологического процесса. Сравнение коэффициентов нагрузки двигателя по нагреву, рассчитанных по методу средних потерь, сведено к сравнению количества тепла, выделенного в обмотке якоря за время работы.

Оптимальная по нагреву диаграмма тока якоря. Переходные процессы привода описываются уравнениями [1] (рис. 2):

$$\nu = 4\nu_{\text{м}} \Theta (1 - \Theta); \quad (10)$$

$$i = i_{\text{м}} (1 - 2\Theta), \quad (11)$$

где все величины измеряются в отн. ед; $\theta = \frac{t}{t_{\text{р}}}$ — текущее время; $\nu_{\text{м}}$, $i_{\text{м}}$ — уставки регуляторов привода:

$$\nu_{\text{м}} = 0{,}75 \nu_{\text{т1}} \sigma; \quad (12)$$

$$i_{\text{м}} = 1{,}5 i_{\text{т1}} \frac{\sigma^2 + 1}{\sigma}; \quad (13)$$

$\sigma = \frac{u}{u_0}$ — передаточное число редуктора.

Воспользовавшись (8)—(11), находим уравнение, описывающее изменение фактора искрения во времени (рис. 2):

$$\Phi_{\text{и}} = \text{const}\, \Theta^3 (1 - \Theta)^3 (1 - 2\Theta)^4 \frac{(\sigma^2 + 1)^4}{\sigma} \times \left[1{,}5 a i_{\text{т1}} \frac{\sigma^2 + 1}{\sigma} (1 - 2\Theta) - b\right], \quad (14)$$

откуда следует, что при заданном передаточном числе σ пик фактора искрения возникает в момент времени $\theta_{\text{п}}$, который определяется из уравнения

$$g_{\text{и}} \frac{\sigma}{\sigma^2 + 1} = 1{,}5 (1 - 2\Theta_{\text{п}}) \frac{3 - 22\Theta_{\text{п}} (1 - \Theta_{\text{п}})}{3 - 20\Theta_{\text{п}} (1 - \Theta_{\text{п}})}; \quad (15)$$

$$g_{\text{и}} = \frac{b}{a i_{\text{т1}}}. \quad (16)$$

Результаты [2] решения (15):

* Дополнительный индекс «о», расположенный внизу или вверху символа, относит его к минимуму нагрева или к минимуму степени искрения под щетками двигателя.

[1] Оценка степени искрения под щетками только по величине реактивной э. д. с. может оказаться неверной [5].

[2] Погрешность линейной интерполяции данных не превышает ±1%.

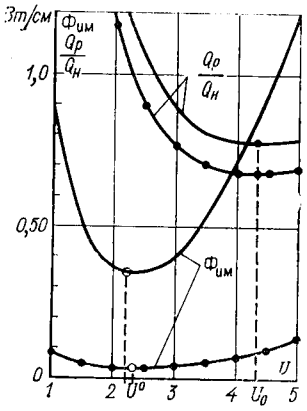
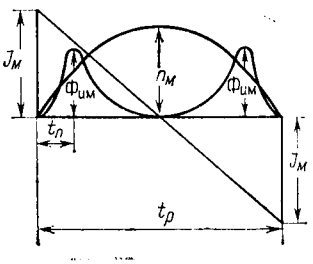


Рис. 2. Оптимальная по нагреву двигателя диаграмма тока якоря

Рис. 1. Зависимость пика фактора искрения $\Phi_{\text{и.м}}$ и количества тепла, выделенного в обмотке якоря $Q_{\text{р}}$ от передаточного числа редуктора u:
—·—·— — оптимальная по нагреву;
——— — лучшая по степени искрения прямоугольная диаграммы тока якоря



Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$g_и \frac{\sigma}{\sigma^2+1}$	0,00	0,15	0,30	0,50	0,70
$\Theta_п$	0,162	0,160	0,156	0,148	0,136

Зависимость пика фактора искрения от передаточного числа редуктора рассчитывается по (7), (8), (10)—(13) с использованием приведенных данных.

Согласно [3] зависимость количества тепла, выделенного в обмотке якоря за время работы, от передаточного числа редуктора определяется по формуле

$$Q_р = Q_{р.о}\left(\frac{\sigma^2+1}{2\sigma}\right)^2; \qquad (17)$$

$$Q_{р.о} = 3i^2_{т1}\frac{t_р}{t_р+t_{пз}}Q_н, \qquad (18)$$

где $Q_{р.о}$ — количество тепла в обмотке якоря за время работы при оптимальной по нагреву диаграмме тока и передаточном числе редуктора $u=u^0$; $Q_н$ — количество тепла в обмотке якоря за время цикла $t_ц=t_р+t_{пз}$ при номинальном токе ($t_{пз}$ — время паузы).

Лучшая по степени искрения под щетками прямоугольная диаграмма тока якоря. В этой диаграмме (рис. 3) время ускорения $t_у$ равно времени замедления $t_з$, и пики фактора искрения, возникающие в конце ускорения и в начале замедления, одинаковы [5]. Подставив в (8) $\nu_п=\nu_м$ и $i_п=i_м$, получим

$$\Phi_{им} = \Phi_{и.н}\nu^3_м i^4_м (F_щ F_{м2})_м, \qquad (19)$$

где $\nu_м$, $i_м$ — уставки регуляторов частоты вращения и тока якоря, определяемые по формулам [2] и [3]

$$\nu_м = \nu_{т1}\frac{\sigma}{1+y}; \qquad (20)$$

$$i_м = i_{т1}\frac{\sigma^2+1}{\sigma(1-y^2)}; \qquad (21)$$

$y = \frac{t_с}{t_р}$ — продолжительность установившегося движения, отн. ед.

Как видно из (18)—(20), пик фактора искрения является функцией двух независимых переменных σ и y, поэтому зависимость пика фактора искрения $\Phi_{им}$ от передаточного числа редуктора σ рассчитывается для каждого значения σ с такой продолжительностью установившегося движения y^0, которая минимизирует пик фактора искрения.

Применив (9), (19) и (20), найдем:

$$\Phi_{им} = \Phi_{и.н}\nu^3_{т1}i^4_{т1}\frac{(\sigma^2+1)^4}{(1+y)^3(1-y^2)^4\sigma}\left[ai_{т1}\frac{\sigma^2+1}{(1-y^2)\sigma}-b\right], \qquad (22)$$

откуда следует, что при заданном передаточном числе σ пик фактора искрения становится минимальным, если продолжительность установившегося движения y^0 соответствует уравнению

$$g_и\frac{\sigma}{\sigma^2+1} = \frac{3-13y^0}{(3-11y^0)(1-y^{02})}. \qquad (23)$$

Результаты решения (22):

$g_и \frac{\sigma}{\sigma^2+1}$	0,00	0,25	0,45	0,60	0,70
y^0	0,231	0,220	0,207	0,192	0,174

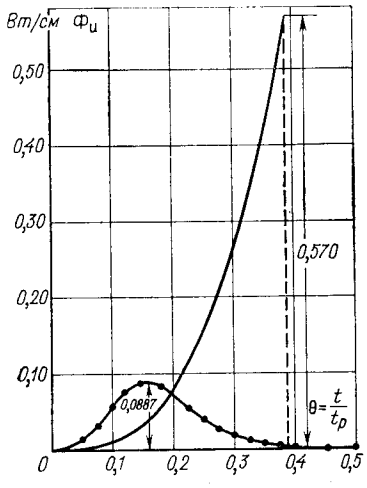
Зависимость пика фактора искрения от передаточного числа редуктора рассчитывается по (7), (19)—(21) с использованием приведенных данных.

Согласно [3] зависимость количества тепла, выделенного в обмотке якоря за время работы, от передаточного числа редуктора определяется по формуле

$$Q_р = Q_{р.о}\frac{1}{3(1-y^0)(1+y^0)^2}\left(\frac{\sigma^2+1}{\sigma}\right)^2. \qquad (24)$$

Лучшая по нагреву прямоугольная диаграмма тока якоря. В этой диаграмме (рис. 3), также как и в предыдущей, время ускорения равно времени замедления, пики фактора искрения, возникающие в конце ускорения и в начале замедления, одинаковы, однако продолжительность установившегося движения фиксирована и равна $y_0=1/3$ [1], поэтому зависимости пика фактора искрения и количества тепла, выделенного в обмотке якоря,

Рис. 3. Прямоугольная диаграмма тока якоря



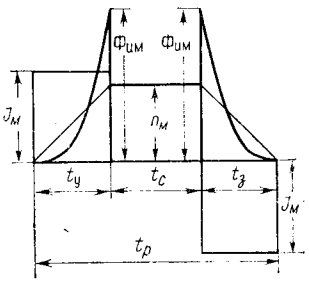


Рис. 4. Изменение фактора искрения $\Phi_и$ во времени t при рациональных передаточных числах редуктора (табл. 2): -·-·-·- — оптимальная по нагреву, ——— — лучшая по степени искрения прямоугольная диаграммы тока якоря

рассчитываются по (7), (19)—(21) и (24) при $y_0=1/3$. Из (24)

$$Q_р = Q_{р.о}\frac{9}{32}\left(\frac{\sigma^2+1}{\sigma}\right)^2 \qquad (25)$$

Оценим соотношение между передаточными числами редуктора, минимизирующими степень искрения под щетками и нагрев двигателя $\sigma^0=u^0:u_0$. Воспользовавшись (14), (28) с учетом (15), (23), получим уравнения для определения σ^0 для рассматриваемых диаграмм тока якоря.

Оптимальная по нагреву диаграмма

$$g_и\frac{\sigma^0}{\sigma^{02}+1} = 1{,}5(1-2\Theta_п)\frac{8\sigma^{02}-2}{\sigma^0(7\sigma^{02}-1)} = 1{,}5(1-2\Theta_п)\frac{3-22\Theta_п(1-\Theta_п)}{3-20\Theta_п(1-\Theta_п)}; \qquad (26)$$

лучшая по степени искрения прямоугольная диаграмма

$$g_и\frac{\sigma_0}{\sigma^{02}+1} = \frac{2(4\sigma^{02}-1)}{(7\sigma^{02}-1)(1-y^{02})} = \frac{3-13y^0}{(3-11y^0)(1-y^{02})}; \qquad (27)$$

лучшая по нагреву прямоугольная диаграмма

$$g_и\frac{\sigma^0}{\sigma^{02}+1} = \frac{2{,}25(4\sigma^{02}-1)}{7\sigma^{02}-1}. \qquad (28)$$

Результаты расчета по (26)—(28) приведены в табл. 1.

Таблица 1

Оптимальная по нагреву диаграмма тока якоря			Прямоугольная диаграмма тока якоря				
			лучшая по степени искрения			лучшая по нагреву	
$g_и$	σ^0	$\theta_п$	$g_и$	σ^0	y^0	$g_и$	σ^0
0	0,500	0,162	0	0,500	0,231	0	0,500
0,30	0,513	0,160	0,40	0,515	0,224	0,40	0,515
0,70	0,534	0,154	0,70	0,529	0,218	0,70	0,530
1,00	0,556	0,150	1,00	0,563	0,210	1,00	0,550

Как видно из табл. 1, передаточное число u^0, минимизирующее степень искрения под щетками, почти в два раза меньше передаточного числа u_0, минимизирующего нагрев двигателя. Поэтому выбор рационального передаточного числа редуктора $u_{рц}$, которое обеспечивает максимальную надежность работы двигателя, состоит в отыскании компромиссного решения $u^0 \leqslant u_{рц} \leqslant u_0$ на основании анализа рассмотренных выше зависимостей степени искрения под щетками и нагрева двигателя от передаточного числа редуктора.

Пример. Выбрать рациональное передаточное число редуктора и рациональную диаграмму тока якоря и оценить их эффективность для привода перестановки верхнего валка блуминга

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

1150. Рассматривается отработка перемещения $s_р$=140 мм за время $t_р$=1,52 с с паузой $t_{пз}$=3,6 с. Исходные данные двухдвигательного привода, отнесенные к одному двигателю; $P_н$==360 кВт; $n_н$=920 об/мин; $I_н$=975 А; $Ф_{и.н}$=0,05 Вт/см; $J_я$==23,7 кг·м²; $k_{µ2}$=1,1; k_r=0,1; $j_{ш.н}$=8,5 А/см² (щетки ЭГ2а), $k_{еп}$=48 мм; $J_м$=447 кг·м²; $δ_м$=1,0; $j_{щ.н}$ — номинальная плотность тока под щетками.

Необходимая надежность работы двигателя обеспечивается при $Q_р$=0,80 $Q_н$ и степени искрения под щетками СИ-2 и e**.

Постоянные коэффициенты в (9): a=1,57; b=0,57. По (1)—(4), (16), (18): $B_{н.д}$=0,61 с; u_0=4,34; $ν_{т1}$=1,085; $i_{т1}$=0,871; $g_и$=0,418; $Q_{р.о}$=0,676 $Q_н$. Степень искрения определяется по графику СИ ($Ф_и$), приведенному в [4], с усредненными ординатами.

В результате анализа зависимости пика фактора искрения и количества тепла, выделенного в обмотке якоря за время работы, от передаточного числа редуктора (рис. 1) составлена табл. 2 с данными, характеризующими эффективность рационального передаточного числа и рассмотренных диаграмм тока якоря.

Эффективность оптимального по нагреву двигателя диаграммы тока якоря и рационального числа редуктора определяется следующими факторами.

1. Применение оптимальной по нагреву вместо лучших прямоугольных диаграмм тока якоря при рациональных передаточных числах редуктора сопровождается не только уменьшением количества тепла в обмотке якоря на 15% и температуры изоляции примерно на 10°С, но и понижением степени искрения под щетками на 2—3 балла (с 2 и e до 1 $\frac{1}{4}$ и b); в результате этого достигается существенное увеличение надежности работы двигателя. Рис. 4 иллюстрирует изменение мгновенного значения фактора искрения во времени для периода разгона привода.

2. Рациональное передаточное число $u_{рц}$ при всех рассматриваемых диаграммах тока обеспечивает допустимую нагрузку двигателей; между тем в приводе с лучшими прямоугольными диаграммами тока замена рационального на оптимальное по степени искрения передаточное число вызывает увеличение количества тепла в обмотке якоря почти в 1,5 раза, а замена рационального на оптимальное по нагреву передаточное число сопровождается увеличением степени искрения на один балл дифференцированной шкалы, в обоих случаях двигатели окажутся перегруженными.

** Степень искрения измеряется по шкале ГОСТ 183-74 и по более дифференцированной шкале 5 и 6.

Таблица 2

Диаграммы тока якоря		Параметр: u	$Ф_{им}$, Вт/см	$СИ_м$	$\frac{Q_р}{Q_н}\cdot 100$, %	$n_м$, об/мин	$I_м$, А
Оптимальная по нагреву		u^0 = 2,30	0,0367	1 и a	98,4	—	—
		u_0=4,34	0,0887	$1\frac{1}{4}$ и b	67,6	—	—
		$u_{рц}$=4,34	0,0887	$1\frac{1}{4}$ и b	67,6	746	2560
Прямоугольная	Лучшая по степени искрения	u^0=2,24	0,345	2 и d	117	—	—
		u_0=4,34	0,871	2 и f	77,6	—	—
		$u_{рц}$=3,60	0,570	2 и e	80,0	680	1810
	Лучшая по нагреву	u^0=2,24	0,391	2 и e	114	—	—
		u_0=4,34	0,886	2 и f	76,0	—	—
		$u_{рц}$=3,40	0,570	2 и e	80,0	590	1970

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Кожевников К. И.** Диаграмма тока двигателя вспомогательных механизмов прокатных станов. — Электричество, 1956, № 6.

2. **Кожевников К. И., Коцегуб П. Х.** Системы управления, реализующие режим двигателя, близкий к оптимальному. — Изв. вузов. Электромеханика, 1970, № 4.

3. **Кожевников К. И.** Выбор передаточного числа редуктора приводов вспомогательных механизмов прокатных станов. — Электричество, 1957, № 7.

4. **Иоффе А. Б.** Тяговые электрические машины. — М.: Энергия, 1965.

5. **Кожевников К. И.** Уставки регуляторов позиционного привода, минимизирующие степень искрения под щетками выбранного двигателя постоянного тока. — Изв. вузов. Электромеханика, 1980, № 10.

6. **Вешеневский С. Н.** Характеристики двигателей в электроприводе. — М.: Энергия, 1977.

[29.12.81]

УДК 621.314.572.001.5

Аппроксимация моногармонического сигнала по минимуму искажений

МЫЦЫК Г. С., канд. техн. наук, **ШЕВЯКОВА Н. Б.**, инж.

Московский энергетический институт

Аппроксимация (А) аналоговых сигналов импульсами с дискретно изменяющимися параметрами широко используется при передаче, воспроизведении и преобразовании информации в ряде областей техники и является эффективным средством обеспечения высоких технических и энергетических показателей средств реализации управляющих, информационных и силовых функций. Одной из основных задач, которую приходится решать на начальных этапах синтеза такого рода технических средств, является задача выбора наиболее целесообразных параметров квантования и рациональной степени отклонения технически реализуемого закона модуляции этих параметров от заданного идеального или оптимального закона.

При исходной сети постоянного тока алгоритм преобразования энергетического потока строится на основе использования двух основных видов А сигналов: широтно-импульсной модуляции (ШИМ), характеризуемой модуляцией длительностей импульсов при неизменной их амплитуде, и амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) 1-го рода (согласно терминологии [1]), при которой модулируют амплитуду импульсов, составляющих аппроксимированный сигнал, а в общем случае и их длительность. Оба вида А сигналов в настоящее время находят достаточно широкое применение в различных областях техники, зачастую выступая как конкурирующие альтернативные варианты при решении одной и той же задачи.

Настоящая статья посвящена рассмотрению случая А сигналов по заранее заданному известному закону, имеющего преимущественное значение для преобразовательной техники — случаю моногармонического А сигнала посредством АИМ 1-го рода, которая с целью упрощения ниже обозначена так же, как ступенчатая аппроксимация (АС).

Решение этой задачи при различных критериях оптимизации и различных подходах к решению рассмотрено в [2—5]. Однако полученные здесь результаты не исчерпывают того многообразия реальных случаев АС, которые уже используются или могут использоваться в перспективе в практических схемотехнических решениях. Кроме того, практическое отсутствие в настоящее время единой методологии синтеза квазисинусоидальных сигналов с АИМ 1-го рода, параметры квантования которых выбраны из условия минимума искажений (характеризуемых здесь коэффициентом гармоник $K_{г(и)}$) при ограничениях по числу уровней квантования N, затрудняет инженерное и оперативное решение задачи выбора наиболее целесообразного закона квантования этих параметров в конкретном случае применения. Излагаемая статья в значительной мере призвана устранить этот пробел.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

С целью систематизации решения поставленной задачи в качестве исходного рассмотрим наиболее общий случай — случай оптимальной АС, характеризуемой изменением двух параметров аппроксимирующего сигнала — его уровней квантования A_i и интервалов квантования θ_i (рис. 1). Найдем из условия минимума $K_{г(и)}$ оптимальные значения амплитуд аппроксимирующих импульсов A_i и их начальных координат θ_i для двух практических случаев АС: с паузой (АСП) — рис. 1,*а* и без паузы (АСБП) — рис. 1,*г* в области значений аппроксимируемого сигнала, определяемых углами $\delta\pi$, где δ — целое число ($\delta=\overline{0, \infty}$).

Воспользовавшись известной формулой

$$K_{г(и)} = \sqrt{\frac{2U^2_д}{U^2_{1m}} - 1} \qquad (1)$$

и определив действующее значение аппроксимирующего сигнала $U_д$ и амплитуду его основной гармоники U_{1m}

$$U_д = \sqrt{\frac{2}{\pi} B}; \qquad (2)$$

$$U_{1m} = \frac{4}{\pi} C_1, \qquad (3)$$

для удобства записи в последующем обозначено

$$B = \frac{\pi}{2} - \sum_{i=1}^{N} (A^{*2}_i - A^{*2}_{i-1})\, \theta_l; \qquad (4)$$

$$C_{2k-1} = \frac{1}{2k-1} \sum_{i=1}^{N} (A^*_i - A^*_{i-1}) \cos (2k-1)\, \theta_l; \qquad (5)$$

C_{2k-1} — коэффициент для $(2K-1)$-й гармоники АС-сигнала, из которого коэффициент C_1 для основной гармоники определяется при $K=1$, причем K — целое число ($k=\overline{1, \infty}$) после подстановки значений (2), (3) в (1) получим:

$$K_{г(и)} = \sqrt{\frac{\pi B}{4C^2_1} - 1}, \qquad (1а)$$

здесь N — число уровней (ступеней) квантования АС-сигнала на четверти периода (без учета нулевой паузы при АСП); $A^*_i = A_i/A_N$ — относительный уровень его i-й ступени; A_N — уровень наибольшей ступени, принимаемый здесь и далее за единицу; индекс $l=i$ при АСП; $l=i-1$ при АСБП.

Заметим, что при $i=1$ параметр $A_{|i-1=0|}=0$, а при $l=0$ (для случая АСБП) параметр $\theta_{|l=0|}=0$.

Искомые параметры A^*_i, θ_i определяются из двух групп систем уравнений, составленных путем взятия частных производных:

по интервалам квантования θ_i

$$\frac{\partial K_{г(и)}}{\partial \theta_i} = 0, \qquad (6)$$

где $i=\overline{1, N}$ для АСП; $i=\overline{1, N-1}$ для АСБП,

и по уровням квантования A^*_i

$$\frac{\partial K_{г(и)}}{\partial A^*_i} = 0, \qquad (7)$$

где $i=\overline{1, N-1}$ для АСП и АСБП.

После раскрытия (6), (7) и ряда упрощений получим:

для случая АСП

$$\left.\begin{aligned} 2B \sin\theta_1 &= A^*_1 C_1; \\ \sin\theta_1 &= \frac{A^*_1}{A^*_i + A^*_{i-1}} \sin\theta_i, \end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

где $i=\overline{2, N}$;

$$\left.\begin{aligned} B(\cos\theta_2 - \cos\theta_1) + A^*_1(\theta_2 - \theta_1) C_1 &= 0; \\ \frac{\cos\theta_2 - \cos\theta_1}{\cos\theta_i - \cos\theta_{i-1}} &= \frac{A^*_1(\theta_2 - \theta_1)}{A^*_{i-1}(\theta_i - \theta_{i-1})}, \end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

где $i=\overline{3, N}$, т. е. систему из $(2N-1)$ уравнений с $(2N-1)$ неизвестными;

для случая АСБП

$$\left.\begin{aligned} 2B \sin\theta_1 &= (A^*_1 + A^*_2) C_1; \\ \sin\theta_1 &= \frac{A^*_1 + A^*_2}{A^*_i + A^*_{i-1}} \sin\theta_{i-1}, \end{aligned}\right\} \qquad (10)$$

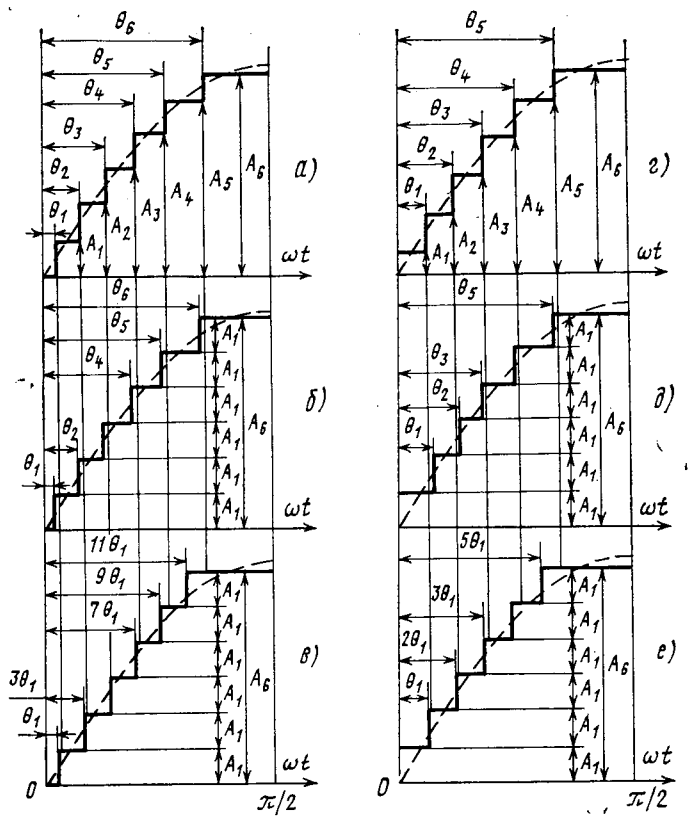


Рис. 1. Примеры оптимальной (*а* — при АСП, *г* — при АСБП) и квазиоптимальной (*б*, *д*, *в*, *е*) аппроксимации моногармонических сигналов при шести уровнях квантования ($N=6$): АСП и АСБП с РУИК (*б*, *д* соответственно), АСП и АСБП с РУИК и РВИК (*в*, *е* соответственно)

где $i=\overline{3, N}$;

$$\left.\begin{aligned} B(\cos\theta_1 - 1) + A^*_1 \theta_1 C_1 &= 0; \\ \frac{\cos\theta_1 - 1}{\cos\theta_{i-1} - \cos\theta_{i-2}} &= \frac{A^*_1 \theta_1}{A^*_{i-1}(\theta_{i-1} - \theta_{i-2})}, \end{aligned}\right\} \qquad (11)$$

где $i=\overline{3, N}$,

т. е. систему из $(2N-2)$ уравнений с $(2N-2)$ неизвестными.

Полученные системы трансцендентных уравнений в аналитическом виде относительно A^*_i и θ_i неразрешимы. Поэтому задача решалась численными методами с помощью ЭЦВМ ЕС-1033. Использовалась стандартная программа ДОС ЕС, основанная на методе Зейделя. Для задания вектора начальных приближений в машину вводились значения, близкие к корням системы уравнений. Такими данными послужили результаты оптимизации сигналов с АИМ 1-го рода с равновременными интервалами квантования (РВИК), приведенные в [5]. Результаты решения (8)—(11) представлены в табл. 1 и 2. Относительная погрешность вычислений устанавливалась равной 10^{-5}. Численные результаты решения задачи совпадают с более ограниченными данными, полученными в [3].

Приведенная оптимизация является полной и дает представление о теоретически предельно достижимых минимальных искажениях при выбранном типе АС и числе уровней квантования N.

На практике оптимальная АС-сигналов обычно не используется ввиду сложности ее реализации, хотя микропроцессорная техника управления в принципе уже снимает эти трудности. Практически наибольшее значение имеют все же случаи квазиоптимальной АС, т. е. АС при различных целенаправленных отклонениях параметров квантования от их оптимальных значений.

Случай квазиоптимальной АС с ограничениями по уровням квантования (АС с РУИК) характеризуется тем, что относительный уровень i-й ступени АС-сигнала берется кратным (наименьшему) уровню первой ступени A^*_1 (рис. 1,*б*, *д*):

$$A^*_i = iA^*_1, \qquad (12)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Таблица 1

N	$K_{г(н)}$	U_{1m}	i	1	2	3	4	5	6	7	8
2	0,1638	1,0942	A_i	0,5288							
			θ_i	13°27′	42°40′						
3	0,1147	1,0638	A_i	0,3549	0,6958						
			θ_i	9°29′	29°10′	51°53′					
4	0,0883	1,0477	A_i	0,2688	0,5315	0,7802					
			θ_i	7°19′	22°16′	38°24′	57°28′				
5	0,0718	1,0377	A_i	0,2167	0,4301	0,6364	0,8300				
			θ_i	5°58′	18°04′	30°45′	44°40′	61°18′			
6	0,0605	1,0310	A_i	0,1816	0,3612	0,5366	0,7051	0,8624			
			θ_i	5°02′	15°12′	25°43′	36°52′	49°14′	64°09′		
7	0,0523	1,0262	A_i	0,1559	0,3106	0,4627	0,6107	0,7524	0,8845		
			θ_i	4°21′	13°08′	22°08′	31°30′	41°33′	52°46′	66°21′	
8	0,0461	1,0227	A_i	0,1368	0,2728	0,4070	0,5385	0,6661	0,7879	0,9012	
			θ_i	3°50′	11°32′	19°22′	27°28′	36°00′	45°11′	55°29′	68°03′

Таблица 2

N	$K_{г(н)}$	U_{1m}	i	1	2	3	4	5	6	7
2	0,2089	1,1219	A_i	0,3480						
			θ_i	35°09′						
3	0,1349	1,0763	A_i	0,2126	0,6269					
			θ_i	22°31′	47°56′					
4	0,0998	1,0551	A_i	0,1535	0,4561	0,7442				
			θ_i	16°38′	34°11′	54°57′				
5	0,0792	1,0422	A_i	0,1202	0,3584	0,5898	0,8078			
			θ_i	13°11′	26°53′	41°47′	59°32′			
6	0,0657	1,0341	A_i	0,0988	0,2952	0,4879	0,6735	0,8474		
			θ_i	10°56′	22°09′	34°00′	47°04′	62°48′		
7	0,0561	1,0285	A_i	0,0839	0,2510	0,4157	0,5763	0,7304	0,8742	
			θ_i	9°20′	18°51′	28°44′	39°17′	51°03′	65°16′	
8	0,0490	1,0244	A_i	0,0729	0,2183	0,3621	0,5033	0,6403	0,7714	0,8935
			θ_i	8°09′	16°25′	24°55′	33°50′	43°26′	54°10′	67°10′

где $i=\overline{1, N}$.

В этом случае

$$A^*_1=1/N \tag{13}$$

и как следствие имеем:

$$A^*_i - A^*_{i-1} = A^*_1; \tag{14}$$

$$A^{*2}_i - A^{*2}_{i-1} = A^{*2}_1 (2i-1); \tag{15}$$

$$A^*_i + A^*_{i-1} = A^*_1 (2i-1). \tag{16}$$

Тогда с учетом (12)—(15)

$$B = \frac{\pi}{2} - A^{*2}_1 \sum_{i=1}^{N} (2i-1)\,\theta_i; \tag{4a}$$

$$C_1 = A^*_1 \sum_{i=1}^{N} \cos\theta_i. \tag{5a}$$

Оптимизационная задача АС с РУИК описывается лишь одной группой систем уравнений (8) и (10) — соответственно для АСП и АСБП, и сводится к определению лишь интервалов квантования θ_i.

Каждая из систем уравнений (8) и (10) после модификации ее в соответствии с условиями и равенствами (12)—(16), (4а), (5а) приводилась к одному трансцендентному уравнению и решалась на малой ЭЦВМ «Наири-2» методом последовательных приближений с относительной точностью 10^{-3}. Часть результатов вычислений представлена в табл. 3 и 4.

Таблица 3

N	θ_i		$K_{г(н)}$	U_{1m}
2	θ_1	12°51′	0,1642	1,095
	θ_2	41°50′		
3	θ_1	8°53′	0,1153	1,065
	θ_2	27°37′		
	θ_3	50°34′		
4	θ_1	6°47′	0,0890	1,049
	θ_2	20°46′		
	θ_3	36°14′		
	θ_4	55°51′		
5	θ_1	5°30′	0,0726	1,0394
	θ_2	15°41′		
	θ_3	28°35′		
	θ_4	42°04′		
	θ_5	59°28′		

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Таблица 4

N	θ_i		$K_{г\,(и)}$	U_{1m}
2	θ_1	38°58′	0,2339	1,1316
3	θ_1 θ_2	26°52′ 48°53′	0,1505	1,0821
4	θ_1 θ_2 θ_3	20°31′ 35°14′ 54°50′	0,1102	1,0581
5	θ_1 θ_2 θ_3 θ_4	16°34′ 28°22′ 41°41′ 58°45′	0,0866	1,0451

Случай квазиоптимальной АС с ограничениями по интервалам квантования (АС с РВИК) характеризуется тем, что интервалы квантования ($2\theta_1$ при АСП и θ_1 при АСБП) задаются равными между собой, причем полупериод аппроксимируемого сигнала должен быть кратен этому интервалу квантования, т. е. должны выполняться условия:

$$\text{для АСП} \begin{cases} \theta_i - \theta_{i-1} = 2\theta_1; & (17) \\ \dfrac{\pi}{2\theta_1} = a; & (17а) \end{cases}$$

$$\text{для АСБП} \begin{cases} \theta_i - \theta_{i-1} = \theta_1 & (18) \\ \dfrac{\pi}{\theta_1} = a, & (18а) \end{cases}$$

где a — целое число.

Как следствие здесь имеем

для АСП

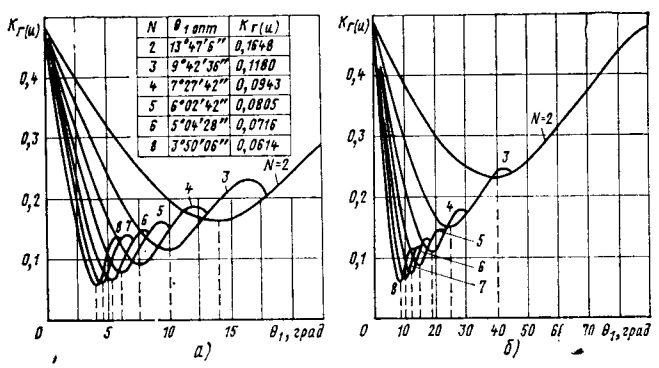
$$\theta_i = (2i-1)\theta_1; \quad (19)$$

для АСБП

$$\theta_i = i\theta_1. \quad (20)$$

Данная задача сводится к определению относительных уровней квантования A^*_i. Для ее решения используются другие группы систем уравнений (9), (11). Учитывая условия (17), (18) системы уравнений (9), (11) в данном случае могут быть решены аналитически. Решив их, придем к результатам, приведенным в [5].

Случай квазиоптимальной АС с двумя ограничениями — по уровням и по интервалам квантования (АС с РУИК и РВИК — рис. 1,*в*, *е*) сводится к определению одного интервала квантования ($2\theta_1$ или θ_1 для АСП и АСБП соответственно) и является наиболее простым как с точки зрения математического решения оптимизационной задачи, так и в части практической его реализации. Вместе с этим относительно искомого параметра θ_1 задача в аналитическом виде решения не имеет. В каждом из двух случаев (при АСП и АСБП) решение задачи приводит к одному трансцендентному уравнению, представляющему собой многоэкстремальную функцию. Для определения ее наименьших минимумов здесь должны применяться (и применялись в случае АСП, см. рис. 2,*а*) специальные численные методы решения [6].



N	θ_1 опт	$K_{г(и)}$
2	13°47′5″	0,1648
3	9°42′36″	0,1180
4	7°27′42″	0,0943
5	6°02′42″	0,0805
6	5°04′28″	0,0716
8	3°50′06″	0,0614

Рис. 2. Зависимость коэффициента гармоник АС сигнала $K_{г(и)}$ от длительности интервала квантования θ_1 при равноуровневых и равновременных интервалах квантования (РУИК и РВИК) для различного числа уровней квантования N (*а* — при АСП; *б* — при АСБП)

Более целесообразным, однако, с точки зрения удобства использования полученных результатов в этом случае является прямой путь решения задачи, состоящей в непосредственном вычислении функции $K_г = f(\theta_1)$, которую предварительно запишем в компактной форме.

С учетом имеющих здесь место условий (12), (17), (18) и следствий (13)—(16), (19), (20) коэффициенты B и C_1 принимают вид:

$$\text{для АСП} \begin{cases} B = \dfrac{\pi}{2} - A_1^{*2}\,\theta_1 \sum\limits_{i=1}^{N} (2i-1)^2; & (4б) \\ C_1 = A^*_1 \sum\limits_{i=1}^{N} \cos\,(2i-1)\,\theta_1; & (5б) \end{cases}$$

$$\text{для АСБП} \begin{cases} B = \dfrac{\pi}{2} - A_1^{*2}\,\theta_1 \sum\limits_{i=2}^{N} (2i-1)\,(i-1) = \\ = \dfrac{\pi}{2} - A_1^{*2}\,\theta_1 \left\{ 2\sum\limits_{i=2}^{N} i^2 - 3\sum\limits_{i=2}^{N} i + N - 1 \right\}; & (4в) \\ C_1 = A^*_1 \left[1 + \sum\limits_{i=2}^{N} \cos\,(i-1)\,\theta_1 \right]. & (5в) \end{cases}$$

Вычислим в этих выражениях значения конечных сумм

$$\left.\begin{aligned} &\sum_{i=1}^{N} (2i-1)^2 = \frac{1}{3} N\,(4N^2-1), \\ &\sum_{i=2}^{N} i^2 = \frac{1}{6}\,[N\,(N+1)\,(2N+1)] - 1, \\ &\sum_{i=2}^{N} i = \frac{1}{2}\,[N\,(N+1)] - 1 \end{aligned}\right\} \text{согласно [7]}; \quad (21)$$

$$\left.\begin{aligned} &\sum_{i=1}^{N} \cos\,(2i-1)\,\theta_1 = \frac{\sin 2N\theta_1}{2\sin\theta_1}; \\ &\sum_{i=2}^{N} \cos\,(i-1)\,\theta_1 = \frac{\cos\frac{1}{2}N\cdot\theta_1 \sin\frac{1}{2}(N-1)\,\theta_1}{\sin\frac{1}{2}\theta_1}, \end{aligned}\right\} \text{согласно [8]} \quad (22$$

где последняя сумма определена с использованием очевидного равенства

$$\sum_{i=2}^{N} \cos\,(i-1)\,\theta_1 = \sum_{i=1}^{N-1} \cos i\theta_1,$$

после подстановки полученных значений B и C_1 в (1,*б*) и соответствующих преобразований и упрощений получим:

для АСП

$$K_{г\,(и)} = \sqrt{\frac{\pi N \sin^2\theta_1\,[3\pi N - 2\theta_1\,(4N^2-1)]}{6\sin^2 2N\theta_1} - 1}; \quad (23$$

для АСБП

$$K_{г\,(и)} = \sqrt{\frac{\pi N\,[3\pi N - \theta_1\,(4N^2-3N-1)]}{6\left(\sin N\theta_1\,\operatorname{ctg}\frac{\theta_1}{2} - \cos N\theta_1 + 1\right)^2} - 1}. \quad (24$$

Результаты вычисления функций (23), (24) представлены на рис. 2,*а*, *б*.

Как видно из графиков, оптимальные значения углов (θ_1 получаются дробными, хотя в некоторых случаях отклонение их от целых чисел и незначительно. На практике из соображени

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

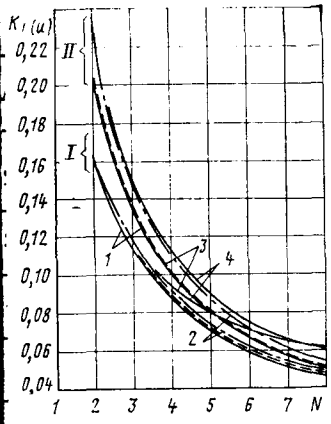


Рис. 3. Зависимости коэффициента гармоник АС сигнала $K_{г(и)}$ от числа уровней квантования N при АСП (*I*) и при АСБП (*II*):

1 — оптимальная аппроксимация (АС); *2* — квазиоптимальная АС с равноуровневыми интервалами квантования — РУИК; *3* — квазиоптимальная АС с равновременными интервалами квантования — РВИК (на основании результатов [5]); *4* — квазиоптимальная АС с равноуровневыми и равновременными интервалами квантования РУИК и РВИК

упрощения схемотехнической реализации аппроксимирующих устройств углы θ_1 выбирают, как правило, из условия кратности полупериода аппроксимируемого сигнала углу $2\theta_1$ при АСП и углу θ_1 при АСБП. Полученные графики позволяют в этом случае оценить отклонение $K_{г(и)}$ от теоретически минимально возможного его значения. В этом, в частности, преимущество такого графоаналитического метода решения рассмотренной оптимизационной задачи.

Выполненный анализ позволяет сделать следующие выводы. Проведенная оптимальная аппроксимация моногармонических сигналов посредством модификаций АИМ 1-го рода (с АСП и АСБП) по минимуму $K_{г(и)}$ позволила выявить предельно достижимые значения этого показателя при заданном числе уровней квантования сигнала N.

Для каждой из модификаций проанализированы три более простых в реализации варианта квазиоптимальной аппроксимации (АС с РУИК, АС с РВИК, АС с РУИК и РВИК одновременно), которые в математическом описании представлены как частные случаи оптимальной АС. Важным при этом является единство методологии анализа для всех модификаций и вариантов АС.

Для удобства сопоставления проанализированных видов АС на рис. 3 для каждого из них представлена зависимость $K_{г(и)}=f(N)$. Рассмотрение графиков приводит к следующим выводам:

при равных условиях по N АСП с точки зрения $K_{г(и)}=f(N)$ лучше, чем АСБП; различие $K_{г(и)}$ при этих модификациях уменьшается с ростом числа N (для оптимальной АС с 1,275 раза при $N=2$ до 1,063 при $N=8$);

квазиоптимальная АСП с равноуровневыми интервалами квантования (РУИК) практически не отличается от квазиоптимальной АСП с РВИК;

отклонение $K_{г(и)}$ в случае квазиоптимальной АСП с РУИК и РВИК от оптимальной АСП незначительно лишь до $N=4$ и становится заметным при $N>4$: при $N=5$ $K_{г(и)}$ с такой АСП сравнивается с $K_{г(и)}$ при АСБП и РВИК, при $N=6$ он становится равным $K_{г(и)}$ сигналов с АСБП и РВИК, а при $N=8$ $K_{г(и)}$ АС-сигнала уже больше $K_{г(и)}$ сигнала при оптимальной АСП в 1,33 раза;

квазиоптимальная АСБП с РУИК хуже по искажениям, чем оптимальная АСБП в 1,12 раза при $N=2$ и в 1,08 раза при $N=7$;

квазиоптимальная АСБП с РВИК практически совпадает по искажениям с оптимальной АСБП и, следовательно, лучше, чем АСБП с РУИК;

квазиоптимальная АСБП с РУИК и РВИК уступает квазиоптимальной АСП и РУИК и РВИК лишь до значения $N=8$.

Проведенное исследование позволяет в каждом конкретном случае применения АС обоснованно выбирать наиболее целесообразную ее модификацию и создает основу для оптимального синтеза аппроксимирующих устройств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Цыпкин Я. З.** Теория линейных импульсных систем. — М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит-ры, 1963.—968 с.

2. **Тонкаль С. С.** К гармоническому анализу ступенчатой функции, аппроксимирующей синусоидальное напряжение. — В кн.: Проблемы технической электродинамики, вып. 24. — Киев: Наукова думка, 1970, с. 37—42.

3. **Азаров А. М., Бирюков В. Р., Хасаев О. И.** Гармонический анализ многоступенчатой формы выходного напряжения преобразователя. — Изв. Томского политехнич. ин-та, 1975, т. 301, с. 113—120.

4. **Тонкаль В. Е.** Синтез автономных инверторов модуляционного типа. — Киев: Наукова думка, 1979.—207 с.

5. **Мыцык Г. С., Пикулин В. П., Шевякова Н. Б.** Анализ и оценка форм выходного напряжения преобразователей с амплитудно-импульсной модуляцией. — Электричество, 1979, № 11, с. 25—30.

6. **Стронгин Р. Г.** Численные методы в многоэкстремальных задачах. — М.: Наука, 1978.—239 с.

7. **Бронштейн И. Н., Семендяев К. А.** Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. — М.: Наука, 1964.—608 с.

8. **Двайт Г. Б.** Таблицы интегралов и другие математические формулы. — М.: Наука, 1973.—228 с.

[19.02.82]

НОВАЯ КНИГА

Поступила в продажу и высылается наложенным платежом (без задатка) книга:

Советов Б. Я., Стах В. М. Построение адаптивных систем передачи информации для автоматизированного управления. — Энергоиздат, 1982—120 с., ил. — 45 к.

Содержание: Принципы адаптации как основной признак автоматизированной системы управления. Математические основы построения адаптивных систем передачи информации. Расчет основных показателей адаптивных систем передачи информации. Системные методы построения адаптивных систем передачи информации. Принцип построения и расчета основных показателей адаптивной системы передачи информации.

Заказы направляйте по адресу:
103031 Москва, Петровка, 15
Магазин № 8 «Техника».
Отдел «Книга — почтой»

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Дискуссии

УДК 621.311.019.3.003.12

Приведенные затраты и надежность энергосистем

(статья Смирнова Э. П., «Электричество», 1978, № 8)
Ответ автора

Замечания одного из участников дискуссии («Электричество», 1980, № 3) Д. В. Холмского — следствие иного, чем в обсуждаемой статье, понимания экономического смысла нормирования надежности.

Перед обсуждением позиций сторон необходимо пояснить термин «объект», поскольку в статьях и отклике Д. В. Холмского он по значению совпадает с термином «система». В статье под объектом понимается такая часть производственной системы, к которой применяется критерий приведенных затрат. В статьях оппонента выбор средств обеспечения надежности производится путем минимизации затрат по данному объекту с соблюдением ограничений по надежности, относящихся к этому объекту и только к нему. В обсуждаемой же статье ограничения заданы для «выходов» системы.

Это отличие влечет другое. Если относящиеся только к объекту ограничения существенны, то в составе затрат показатели надежности не нужны для отбора вариантов объекта. В конечном счете, в работах оппонента ограничения как раз и оказались существенными. Действительно, за основную принята задача минимизации затрат, не содержащих ущерба, но с ограничениями (задача Б—II в [1]). Поэтому оценка ограничений в этих работах фигурирует только в промежуточных рассуждениях, на наш взгляд, излишних. В обсуждаемой же статье оценка ограничения является основной составляющей цены ненадежности в приведенных затратах для отбора вариантов.

Третье существенное отличие обнаруживается также в [1], где будто бы доказано совпадение двух задач минимизации затрат — с ограничениями без ущерба и с ущербом потребителю, но без ограничений. Из этого видно, что оппонент понимает цену ненадежности исключительно как удельный ущерб потребителю.

Попутно отметим, что по ходу этого доказательства в [1] в затратах, содержащих и ущерб, и ограничения, множители Лагранжа приравниваются нулю. Однако это равносильно снятию ограничений и, следовательно, ликвидации первоначальной задачи [$\mu_j=0$, откуда выведено (11), подставляемое затем в (10) с целью получения (12)].

В обсуждаемой статье рассматривается законченная производственная система, состоящая из множества объектов, а ограничения по надежности, за небольшими исключениями, относятся не к отдельным объектам, а к «выходам» системы в целом, со всеми ее «иерархическими уровнями». Ненадежность же объектов не задается, а выбирается с помощью цены ненадежности. Последняя призвана обеспечить соблюдение суммарного нормативного объема на «выходе» производственной системы и оптимальное распределение этого объема по объектам внутри системы. На этапе применения приведенных затрат эта цена предполагается известной.

Сказанное означает, что в обсуждаемой статье и в работах оппонента задача учета фактора надежности в приведенных затратах и, как следствие, смысл цен ненадежности понимаются совсем по-разному.

Содержание цены ненадежности в статье определяется тем, что ненадежность представляется как ограниченный внешний универсальный ресурс, подобный капиталу и живому труду. Внешний — значит не производимый системой по крайней мере в рассматриваемом цикле производства. Универсальный — значит вкладываемый во все без исключения объекты. Этим представлением учитывается, что ненадежность (если она не слишком велика, иначе, если она ограничена так, чтобы государственный производственный план выполнялся при соблюдении требований по качеству продукции с практической уверенностью) — благо. При надежности, бесконечно близкой к 100%-ной, национальный доход не создавался бы. Из наличного капитала ничего бы не оставалось на экономию предметов труда и на техническую вооруженность живого труда.

Основная составляющая цены ненадежности входит в глобальное оптимизирующее уравнение для национального дохода

$$n=\alpha K+\beta L+\gamma Q, \qquad (1)$$

где γ — суммарная цена ненадежности по всем «выходам» системы; Q — нормированный показатель ненадежности по всем «выходам». Таким образом, цена ненадежности отражает эффективность ненадежности как ресурса, а указанная ее составляющая — коэффициент эффективности этого ресурса, подобный коэффициенту эффективности капиталовложений.

Уравнение (1) служит основой для совместного выбора оптимизирующих цен внешних ресурсов. Согласно этому уравнению условие оптимальности производственной системы — касание гиперплоскости, проходящей через начало координат, функции национального дохода как раз в точке заданных объемов внешних ресурсов. Варьируя масштаб производственной системы и степень укрупненности мощностей и концентрации производств (рис. 2 обсуждаемой статьи) в принципе можно обеспечить указанное условие касания. И наоборот, выбирая цены ресурсов из этого условия и последовательно применяя оптимизирующие цены в приведенных затратах, можно «втягивать» производственную систему в оптимум.

Раз можно выполнить (1), коэффициенты эффективности внешних ресурсов всегда больше нуля. Этим математически выражается тот факт, что объемы внешних ресурсов не бывают излишними. А это значит, что ограничения по ненадежности всегда принципиально существенны.

Перенос ограничений с «выходов» производственной системы на все отдельные объекты внутрь системы, как в [1 и 2], означает отказ от ненадежности по системе.

Другое дело, что в целях внедрения теории цены ненадежности в практику, с учетом реальных организационных возможностей, приходится перенести ограничения по ненадежности с «выходов» народного хозяйства на «выходы» энергосистем, иначе — на «входы» потребителей энергии, но не на «выходы» объектов внутри энергосистем, как в [1 и 2]. Это снижает упомянутый эффект, но сохраняет его большую долю.

Что же касается понимания коэффициентов при показателях ненадежности в затратах как удельных ущербов потребителя, то оно оказалось самым трудным барьером при внедрении теории оптимизирующей цены ненадежности.

Представляется, что метод учета надежности с помощью ущерба потребителям, включенного в приведенные затраты к отдельному объекту энергосистемы, не столько обоснован, сколько привычен. Он не укладывается в строгие условия применимости критерия минимума приведенных затрат. Во-первых, свободное варьирование недоотпуска равносильно такому же варьированию выпуска продукции, а это грубое нарушение сопоставимости вариантов. Второе нарушение выявляется на следующем примере. Учет ущерба потребителю при игнорировании у него дополнительной производственной мощности малосодержателен, так как и этот ущерб, и эта мощность порождены переходом от одного варианта построения энергосистемы к другому. Обобщая этот пример, заметим, что на ущерб потребителю влияет не только решение по данному объекту, но и решение по потребителю. Далее, каждый потребитель зависит от надежности множества элементов энергосистемы. В результате через ущербы и требителям энергосистема в целом и все ее потребители связываются воедино, в один объект. Задача становится неразрешимой, а деление ее на подзадачи некорректно.

Нормативы надежности на «выходах» энергосистемы (они же «входы» потребителей) разрывают этот порочный круг. Ущерб потребителю для всех вариантов энергосистемы становятся одинаковыми и поэтому выпадают из состава затрат по объекта. При этом, как уже отмечалось, нормативы принципиально существенны, т. е. определяют цену ненадежности.

Добавим к этому, что все попытки калькулировать впрямую бесчисленные и неясные составляющие ущерба потребителю никому еще не приносили и не могли принести удовлетворения, а нередко приводят к курьезам. Но эта калькуляция и не нужна, так как содержательны только объективно обусловленные оценки ограничений по ненадежности.

Следует впрочем признать, что читателя обсуждаемой статьи может ввести в заблуждение появление ущерба в составе цен ненадежности при переходе от глобального критерия оптимальности к локальным затратам. В связи с этим в статье приведено доказательство возможности выражения затрат в форме, не содержащей ущерба в явном виде, а содержащей цену ненадежности, определяемую сразу формулой (23). Отмеченный ущер

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ходящий в (23) в неявном виде, — это не ущерб потребителю. Он имеет местное происхождение.

В свете сказанного большая часть замечаний Д. В. Холмского отпадает. Остановимся на некоторых замечаниях.

1. Вывод локального критерия из глобального в [3] дан, в отличие от обсуждаемой статьи, не в предположении заданного плана выпуска продукции по объектам, а напротив, для задачи выбора оптимального плана. Поэтому локальный критерий в [3] не сводится только к затратам. Он включает в себя выбираемый объем продукции.

В литературе можно найти немало доказательств соответствия глобального и локального критериев оптимальности. Дело в том, что они могут различаться по существу, в зависимости от постановки задачи, от особенностей модели производственной системы.

Особенность оптимизационной модели в статье в том, что она отражает реальную практику балансового метода планирования и применение критерия минимума приведенных затрат, связывая эти явления. Впервые в доказательстве соответствия глобального и локального критериев учтена ненадежность как экономический ресурс. Получено выражение (23) для цены ненадежности, структура которого является общей для цены любого ресурса. Исходя из уравнения (1), определены поправки к коэффициентам эффективности капитала и живого труда, необходимые в связи с включением в (1) ненадежности наряду с другими внешними ресурсами (этот вопрос, впрочем, в статье не освещен). Раскрыт смысл цен в затратах для внешних ресурсов, в том числе ненадежности, и установлено, что эти цены состоят из двух слагающих: позитивной и негативной. Установлен принцип оптимальности распределения заданного ресурса ненадежности, как и других ресурсов, по объектам.

Известно, что единственным случаем внедрения объективно обусловленных оценок в практику является применение замыкающих затрат на топливо и энергию [3]. Применение цены ненадежности могло бы быть вторым таким случаем.

2. Уже по внешнему виду формулы

$$\lambda_i = -\frac{\partial \mathcal{Z}}{\partial H_{0i}} \text{ из [2] и } \gamma_l = -(\alpha + a)\frac{\partial K_l}{\partial \omega_l}$$

из статьи никак нельзя признать «почти полностью» повторяющими друг друга. Очевидно, они различаются структурами.

Смысл оценок λ_i и γ_l в конце различен. Показатель ненадежности H_0 задан своим значением, а ω выбирается. Величина λ_i может от объекта к объекту изменяться, а цена γ_l одинакова для всех объектов. Так как ограничение, которое оценивается λ_i, существенно, то введение λ_i в приведенные затраты, в отличие от γ_l, не требуется.

Но даже если не заметить этих смысловых различий λ_i и γ_l, от первой формулы ко второй надо еще перейти. Формулу статьи можно получить только после подстановки в затраты дополнительного ограничения, а именно — взаимозависимости («эластичности») ресурсов. Оппонентом оно не учитывалось, раз в λ_i входят потери электроэнергии. Учет этих потерь в γ_l означал бы нарушение правил определения частных производных.

Сказанное выше о методе ущерба потребителю и об экономическом смысле ненадежности как ресурса является одновременно и ответом на замечания Б. Н. Ванеева. Заметим также, что представление ресурса ненадежности как реального капитала порождено неверным истолкованием взаимозаменяемости ресурсов, возможной в некоторой ограниченной окрестности «рабочей» точки. Формула (23) обсуждаемой статьи может быть получена для любого ресурса, а не только для ненадежности. Но тогда по Б. Н. Ванееву любой ресурс — капитал, с чем нельзя согласиться.

На базе модели, описанной в статье, ее автором разработаны предложения по типовым значениям цены ненадежности. Рассмотрены некоторые примеры применения цены ненадежности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Холмский Д. В.** Принципы нормирования надежности электроснабжения потребителей. — В кн.: Методические вопросы исследования надежности больших систем энергетики. Надежность при проектировании электроэнергетических систем. — Сыктывкар: Изд. Коми филиала АН СССР, 1975.

2. **Учет** надежности при выборе вариантов энергоснабжения/ В. А. Веников, Д. В. Холмский, В. Г. Бебко, Г. Л. Васерман. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1970, № 5.

3. **Оптимальный** план отрасли/ Под ред. И. Я. Бирмана. — М.: Экономика, 1970.

От редакции

Статья Э. П. Смирнова содержала предложения автора о новом подходе к учету надежности в частном критерии оптимальности. Вместо ущерба потребителю в затраты включается цена ненадежности, при помощи которой ненадежность оценивается как экономический ресурс, ограниченный нормированием на выходах производственной системы.

Следует отметить, что статья несмотря на наличие спорных вопросов не вызвала широкого резонанса. Это, по-видимому, объясняется отсутствием в ней ясных указаний на пути решения конкретных задач предлагаемым методом.

Читательская конференция журнала «Электричество»

2 ноября 1982 г. в Ереване состоялась читательская конференция журнала «Электричество», организованная АН АрмССР, Республиканским Советом НТО Армении, Ереванским политехническим институтом, РП НТО энергетики и электротехнической промышленности, Домом техники РСНТО.

В конференции приняли участие более 60 специалистов — работников вузов, НИИ, промышленных предприятий Еревана.

Конференцию открыл вступительным словом председатель ее оргкомитета, академик-секретарь АН АрмССР **Адонц Г. Т.** Затем слово было предоставлено главному редактору журнала, д. т. н. **Мамиконянцу Л. Г.**, который в своем докладе осветил деятельность журнала в последнем пятилетии, рассказал о порядке работы редколлегии, о подготовке материалов к 60-летию образования СССР, ответил на многочисленные вопросы собравшихся.

В прениях по докладу главного редактора выступили т. **Сааков В. И.** (Армэнергосетьпроект), **Бохян С. К.** (ВНИИКЭ), **Погосян Г. С.** (Армглавэнерго), **Саркисян К. Б.** (Армэнерго), **Бояджян С. Г.** (Армглавэнерго), **Арешян Г. Л.** (ЕрПИ), **Оганян Р. В.** (ВНИИКЭ), **Айрапетян Г. А.** (ВНИИэнергетики), **Быков В. А.** (ВИНИТИ) и др. Они отметили высокий научный уровень журнала, его авторитет в Советском Союзе и за рубежом, высказали предложения по улучшению работы журнала, которые редакция и редколлегия постараются учесть в своей работе.

На конференции присутствовали члены редколлегии журнала «Электричество» д. т. н. **Иванов-Смоленский А. В.**, д. т. н. **Шакарян Ю. Г.**, зам. главного редактора **Евсеев Б. Н.**, сотрудники редакции, представители Всесоюзного института научной и технической информации.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество» выражают сердечную благодарность оргкомитету (зам. председателя **Читечян В. И.**) за прекрасную организацию работы конференции и досуга ее участников.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Хроника

Всесоюзное научно-техническое совещание «Повышение надежности электроснабжения сельского хозяйства»

(28 сентября — 2 октября 1982 г., Москва)

Главный инженер Управления электрификации сельского хозяйства Минэнерго СССР КОМАРОВ Д. Т.

В совещании, организованном Министерством энергетики и электрификации СССР и павильоном «Электрификация СССР» ВДНХ СССР, приняли участие ответственные работники энергосистем, предприятий электрических сетей, строительно-монтажных трестов и проектных институтов Минэнерго СССР, а также предприятий, учреждений и организаций Минсельхоза СССР, Минэлектротехпрома, Госкомсельхозтехники СССР. Участвовали в работе совещания представители ЦК КПСС, Госплана СССР, Госплана РСФСР, Госснаба СССР.

Совещание открыл вступительным словом первый заместитель министра А. Н. Макухин. Были заслушаны доклады: «О состоянии и задачах дальнейшего развития электрификации сельского хозяйства и мерах по повышению надежности электроснабжения сельскохозяйственных потребителей в свете решений XXVI съезда КПСС и майского (1982 г.). Пленума ЦК КПСС»— начальник Управления электрификации сельского хозяйства Минэнерго СССР А. И. Орехов; «О мерах по рациональному использованию электроэнергии для механизации процессов сельскохозяйственного производства» — зам. начальника Главного управления механизации и электрификации сельского хозяйства Минсельхоза СССР М. П. Харин; «О развитии научных исследований по электрификации сельского хозяйства» — академик ВАСХНИЛ **И. А. Будзко;** «Задачи организаций и предприятий Госкомсельхозтехники СССР по повышению надежности работы средств электромеханизации животноводства, птицеводства, кормоприготовительных помещений и тепличных комбинатов» — зам. начальника Главмехживэлектро Госкомсельхозтехники СССР **Л. П. Кармановский.** О научно-исследовательской работе в области трансформаторов и приборостроения доложили сотрудники соответствующих НИИ Минэлектротехпрома.

Ниже перечислены темы обобщающих сообщений по тезисам докладов, присланных с мест и опубликованных к совещанию:

создание электрических схем, обеспечивающих надежное электроснабжение сельских потребителей;

опыт проектирования распределительных электрических сетей повышенной надежности;

мероприятия, обеспечивающие повышение надежности электроснабжения сельских потребителей;

совершенствование конструктивных элементов электрических линий и подстанций;

автоматизация и телемеханизация в распределительных электрических сетях;

опыт работы предприятий электрических сетей по повышению надежности электроснабжения потребителей;

новое и модернизированное оборудование для распределительных электросетей;

ремонт и техническое обслуживание электроустановок в сельском хозяйстве.

XXVI съезд КПСС определил основные направления развития сельского хозяйства страны на XI пятилетку и на период до 1990 г.

Со времени мартовского (1965 г.) Пленума ЦК КПСС, знаменовавшего собой крутой поворот в аграрной политике партии, произошел знаменательный скачок в развитии социалистического сельского хозяйства, качественно укреплена его техническая база, произошли заметные социальные преобразования на селе. Последовательная интенсификация сельскохозяйственного производства стала возможной благодаря ускоренным темпами электрификации села в результате успешного развития энергетики в нашей стране.

Сельское хозяйство становится одной из крупных электропотребляющих отраслей народного хозяйства. Удельный вес его в общем потреблении электроэнергии в стране вырос в 1965—1981 гг. более чем в два раза. Три четверти потребляемой сельским хозяйством электроэнергии используется на производственные нужды.

Центральный Комитет КПСС и Совет Министров ССС уделяют большое внимание развитию электрификации сельско хозяйства. Задачи по электрификации села на XI пятилетк определены постановлением ЦК КПСС и Совета Министро СССР «О мерах по дальнейшему развитию электрификации сел ского хозяйства», принятым в январе 1979 г.

Министерством энергетики и электрификации СССР разр ботаны и осуществляются меры по претворению в жизнь это постановления, за их выполнение в коллективах Министерст широко развернулось социалистическое соревнование. За тр года и 9 месяцев, прошедших после принятия постановлени освоено для развития электрификации села только по отрасл «Сельское хозяйство» более 2 млрд. руб. капитальных вложени что позволило построить и ввести в действие свыше 0,5 млн. к линий электропередачи напряжением 110 кВ и ниже для эле троснабжения сельских потребителей, ввести 25 млн. кВ·А мо ности на трансформаторных подстанциях 35—110 кВ, а так выполнен комплекс мер, направленных на повышение надежн сти электроснабжения сельских потребителей. За прошедш период обеспечено резервным питанием 1500 животноводческ комплексов, ферм и птицефабрик. При этом темпы таких раб возрастают.

Ежегодно предприятиями электрических сетей проводит большая работа по обеспечению надежным электроснабжени сельскохозяйственных потребителей, участвующих в уборке ур жая, заготовке и переработке кормов и проведении зимов скота.

Во многих энергосистемах накоплен большой опыт в орган зации прогрессивных методов ремонтно-эксплуатационного с служивания электрических сетей, внедряется комплексное те ническое обслуживание и капитальный ремонт, бригадный подря а также централизация ряда других работ в масштабе пре приятия электрических сетей или всей энергосистемы.

В основу комплексного подхода положен принцип совмещ ния работ по месту и времени, что позволяет: перейти от выб рочных и сезонных работ к планомерному и упорядоченному проведению; повысить производительность труда за счет уме шения числа и длительности отключений потребителей; повыс качество работ и эффективность использования машин и ме низмов.

Однако несмотря на проведенную работу и достигнут положительные результаты уровень надежности электроснаб ния сельского хозяйства далеко не всегда соответствует за чам, стоящим перед сельскохозяйственным производством.

Особенно значительные нарушения электроснабжения се ского хозяйства происходят при стихийных явлениях.

В решении вопросов обеспечения надежного электроснаб ния у энергетиков имеются трудности: недостаточное материа но-техническое обеспечение проводимых работ, отсутствие статочной материально-технической базы в сельских сетях, с бое обеспечение работников предприятий электрических сетей циально-бытовыми условиями, а также оснащение их автотра портом и спецмеханизмами.

Исторические решения майского (1982 г.) Пленума ЦК КП знаменуют собой новый этап в развитии сельского хозяйства связанного с ним агропромышленного комплекса.

В осуществлении аграрной политики партии большое зна ние имеет электрификация — важнейшее средство ускорения т нического прогресса в сельскохозяйственном производстве улучшения культурно-бытовых условий жизни сельского на ления.

Перед коллективами предприятий и организаций Минэне СССР выдвинуты новые, более высокие требования по участ в реализации Продовольственной программы. Главная задача ключается в том, чтобы обеспечить должное развитие энер тики, строительство, реконструкцию и техническое перевоору ние электрических сетей.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

В целях реализации Продовольственной программы Министерством совместно с ЦК профсоюза работников электростанций и электротехнической промышленности разработаны и утверждены мероприятия по выполнению решений майского (1982 г.) Пленума ЦК КПСС. Особое место в мероприятиях занимают вопросы повышения надежности электроснабжения сельских потребителей:

обеспечить резервным питанием и создать 2,6 тыс. двухтрансформаторных подстанций 35—110 кВ;

произвести замену перегруженных трансформаторов на подстанциях 35—110 кВ и ТП 6—20/0,4 кВ общей мощностью 10,2 млн. кВ·А;

оснастить устройствами автоматики (АПВ, АВР) более 8 тыс. фидеров 6—20 кВ;

обеспечить резервным электроснабжением 3600 животноводческих комплексов, птицефабрик и других крупных сельскохозяйственных объектов;

разработать в 1983 г. целевую комплексную программу по сокращению ручного труда при ремонте и техническом обслуживании сельских электрических сетей и ряд других мероприятий.

В разделе мероприятий «Ускорение научно-технического прогресса, совершенствование проектирования и внедрения в строительство сельских электрических сетей эффективных технических решений» записано:

в 1982 г. закончить разработку и утвердить новые нормы технологического проектирования сельских электрических сетей;

в 1985 г. внедрить первую очередь автоматизированной системы проектирования сельских электрических линий;

произвести унификацию и стандартизацию строительных конструкций и их элементов с сокращением количества типоразмеров опор ВЛ на 3% и другие меры.

В мероприятиях предусмотрено увеличение выпуска электротехнических изделий, приборов, аппаратуры и средств автоматизации с конкретными объемами выпуска по годам пятилетки.

В рекомендациях совещание записало: предприятиям и районам электрических сетей, энергосистемам и объединениям, проектным, научно-исследовательским и строительно-монтажным организациям отрасли считать главной задачей в XI и XII пятилетках практическими делами внести свой вклад в выполнение заданий по развитию энергетики, дальнейшему наращиванию объемов строительства, реконструкции и технического перевооружения электрических сетей с тем, чтобы довести потребление электроэнергии сельским хозяйством в количестве, установленном Продовольственной программой, существенно повысить надежность электроснабжения колхозов и совхозов, улучшить качество электроэнергии, отпускаемой сельскохозяйственным потребителям.

НИКОЛАЙ ИВАНОВИЧ СОКОЛОВ

(К 75-летию со дня рождения)

Исполнилось 75 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора Николая Ивановича Соколова.

В 1926 г. Н. И. Соколов окончил Орловский индустриальный техникум, а в 1936 г. — Всесоюзный заочный политехнический институт. В 1946 г. защитил кандидатскую диссертацию, а в 1962 г. — докторскую, после чего ему было присвоено звание профессора. С 1953 г. он работает во ВНИИЭ.

Н. И. Соколов является одним из ведущих советских ученых в области переходных процессов в электрических машинах. Он внес большой вклад в решение проблем, связанных с устойчивостью электрических систем, включая теоретические и экспериментальные исследования характеристик генераторов, дальних электропередач, управляемых источников реактивной мощности, а также регулирования возбуждения синхронных машин.

Н. И. Соколов — один из пионеров применения аналоговой вычислительной техники для исследования переходных процессов в энергосистемах. Разработанные им методы моделирования широко используются на практике и обобщены в ряде работ, в том числе в вышедшей под его редакцией специальной монографии.

Большой цикл исследований выполнен Н. И. Соколовым в области оценки эффективности и выбора параметров регуляторов возбуждения сильного действия, а также использования систем знакопеременного возбуждения синхронных компенсаторов. В последние годы под его руководством разработаны и успешно начали внедряться способы продольно-поперечного регулирования возбуждения синхронных машин с помощью маломощной поперечной обмотки и управления возбуждением синхронных двигателей для обеспечения их ресинхронизации. Н. И. Соколов активно занимается также проблемами передачи энергии по линиям сверхвысокого напряжения, использования электромагнитных накопителей энергии для управления режимами энергосистем и многими другими вопросами.

Н. И. Соколов постоянно уделяет большое внимание подготовке инженерных и научных кадров. Долгое время он совмещал научную деятельность с преподавательской работой на кафедре «Электрические станции» МЭИ, где основал спецкурс «Режимы работы основного оборудования электростанций». Им подготовлено свыше 20 кандидатов технических наук. Он является автором и соавтором более 100 научных работ, ряда изобретений и монографий, многократно выступал с научными докладами на международных и всесоюзных конференциях, является членом многих экспертных комиссий ГКНТ СССР по рассмотрению проектов важнейших энергетических объектов. Систематически оказывает квалифицированную помощь работникам эксплуатирующих и проектных организаций.

Н. И. Соколов ведет большую общественную работу—много лет возглавляет первичную организацию НТОЭ и ЭП ВНИИЭ, является постоянным членом ряда научно-технических и ученых советов.

За заслуги в трудовой деятельности Н. И. Соколов награжден правительственными наградами, знаками «Отличник энергетики», «50 лет ГОЭЛРО», «Почетный энергетик».

Группа товарищей и учеников

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Казанский В. М., Сабинин Ю. А., Малинин Л. И., Петров Б. А. — Анализ требований к электромеханическим модулям постоянного тока промышленных роботов . . 1

Баринов В. А., Совалов С. А. — Анализ статической устойчивости электроэнергетических систем по собственным значениям матриц 8

Веников В. А., Строев В. А., Штробель В. А., Богданова Д. А., Гремяков А. А., Калинин С. Д., Шульженко С. В. — Использование моделирующего комплекса для разработки цифрового АРВ 15

Глазунов А. А., Кузнецова Т. А., Федосеев А. А. — Экономически целесообразные напряжения и мощности глубоких вводов в городах 20

Арцишевский Я. Л., Казанский В. Е. — Особенности релейной защиты с дискретными трансформаторами тока и напряжения 26

Носик Л. П., Ступель А. И., Цфасман Г. М. — Обеспечение надежности системы регулирования выпрямительно-инверторной подстанции 31

Бендик Н. Т., Комиссаржевский Н. Е. — Метод исследования критического тока длинномерных образцов токонесущей системы сверхпроводящего кабеля 35

Вадачкория Г. В. — Оптимальное проектирование двухэлементных параметрических источников тока 40

Бельман М. Х. Расчет переходного процесса в нелинейной цепи при импульсном питании 45

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Либерзон Э. М. — Защита от замыканий на землю линий электропередачи 110—220 кВ 5

Миронов В. Н., Обухов С. Г. — Процедуры тестового диагноза вентильных преобразователей 5

Мейер А. А., Поляков А. В. — Расчет распределения потенциала по поверхности печатных проводников 5

Голощапов С. С., Озеров Л. А. — Расчет внутреннего сопротивления электрохимических аккумуляторов на высоких частотах 5

СООБЩЕНИЯ

Резницкий А. И., Бордюгов В. М., Штильман Б. М. — Метод планирования ремонтов оборудования электростанций 5

Фархи С. Л., Вичев С. Т., Тагаров К. Д. — Анализ переходных процессов в цепях с трансформаторами тока . . 6

Кузнецов В. Г. — Компенсация реактивной мощности в электрических сетях с несимметричными нагрузками . . . 6

Кожевников К. И. — Выбор оптимальной по нагреву диаграммы тока якоря двигателя постоянного тока 6

Мыцык Г. С., Шевякова И. Б. — Аппроксимация моногармонического сигнала по минимуму искажений . . . 7

ДИСКУССИИ . . . . . .

ХРОНИКА . . . . . .

CONTENTS

Analysis of Requirements Imposed on D. C. Electromechanical Modules for Industrial Robots — **V. M. Kazanski, U. A. Sabinin, L. I. Malinin, B. A. Petrov** 1

Analysis of the Steady—State Stability of Power Systems on the Basis of the Eigen—Values of Matrices — **V. A. Barinov, S. A. Sovalov** 8

Employing an Integrated Model System in the Development of Automatic Digital Excitation Control — **V. A. Venikov, V. A. Stroyev, V. A. Shtrobel, D. A. Bogdanova, A. A Gremyakov, S. D. Kalinin, S. V. Shuldjenko** 15

Most Economic Voltages and Capacities for In—City Transmission Systems — **A. A. Glazunov, T. A. Kuznetsova, A. A. Fedoseyev** 20

Special Features of Relay Protection With Discrete Current and Voltage Transformers — **J. L. Artsishevski, V. E. Kazanski** 26

Ensuring Reliability of a Control System for a Rectifying—Inverting Substation — **L. P. Nosik, A. I. Stupel, G. M Tsfasman** 31

A Method for Studying the Critical Current for Long Samples of the Current Carrying System in a Superconducting Cable — **N. T. Bendik, N. E. Komissardjevski** 35

Optimum Design of Two—Element Parametric Current Sources — **G. V. Vadachkoriya** 40

Calculation of Transients in a Non—Linear Circuit for Impulse Perturbations — **M. H. Belman** 45

FROM OPERATING EXPERIENCE

Ground Fault Protection for 110 — 220 kV Transmission Lines — **E. M. Liberson** . . . . . .

Procedures in Test Diagnostics of Electronic Converters — **V. N. Mironov, S. G. Obukhov** . . . . . .

Calculating the Potential Distribution Over the Surface of Printed Conductors — **A. A. Meyer, A. V. Polyakov** . . . .

Calculating the Internal Resistance of Electro—Chemical Storage Cells at High Frequencies — **S. S. Goloschapov, L. A. Ozerov** . . . . . .

REPORTS

A Method for Planning Maintenance Work on Power Station Equipment — **A. I. Reznitski, V. M. Bordiugov, B. M. Shtilman** . . . . . .

Transient Analysis of Current Transformer Circuits — **S. L. Farkhi, S. T. Vitchev, K. D. Tagarov** . . . . . .

Reactive Power Compensation in Networks With Unsymmetrical Loads — **V. G. Kuznetsov** . . . . . .

Selecting the Optimum Armature Current Diagram for a D. C. Motor From the Standpoint of Heating — **K. I. Kodjevnikov**

A Minimum Distortion Approximation of a Monoharmonic Signal — **G. S. Mitsik, N. B. Shevyakova** . . . . . .

DISCUSSION . . . . . .

CHRONICLE . . . . . .

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 007.52:62—83

Анализ требований к электромеханическим модулям постоянного тока промышленных роботов. Казанский В. М., Сабинин Ю. А., Малинин Л. И., Петров Б. А. — «Электричество», 1983, № 2.

На основе анализа технических характеристик промышленных роботов (ПР) сформулированы требования к исполнительным системам. Рассмотрены характеристики типового графика движения звена ПР. Определены области рациональных параметров электродвигателя и редуктора как компонентов исполнительного электромеханического модуля (ЭМ) из условий минимума массо-габаритных показателей ЭМ, максимального быстродействия, оптимального нагрева двигателя и с точки зрения эффективного демпфирования электроприводом упругих колебаний звена.

Проведенный анализ показывает, что требованиям приводов роботов наиболее полно удовлетворяют ЭМ, построенные на базе малоинерционных двигателей с определенными частотами вращения. Рассмотрены особенности применения малоинерционных двигателей постоянного тока различных типов возбуждения в электроприводах ПР. Библ. 16.

УДК 621.311.016.351.001.24

Анализ статической устойчивости электроэнергетических систем по собственным значениям матриц. Баринов В. А., Совалов С. А.— «Электричество», 1983, № 2.

Предложен метод исследования статической устойчивости электроэнергетических систем по величине и оценкам собственных значений матриц с учетом слабой заполненности матрицы коэффициентов системы линеаризованных алгебраических и дифференциальных уравнений возмущенного движения; показана алгоритмическая реализация метода. Библ. 15.

УДК 621.313.322.013.8.078.001.57

Использование моделирующего комплекса для разработки цифрового АРВ. Веников В. А., Строев В. А., Штробель В. А., Богданова Д. А., Гремяков А. А., Калинин С. Д., Шульженко С. В.— «Электричество», 1983, № 2.

Приведены результаты разработки алгоритма цифрового регулятора возбуждения синхронного генератора. Рассмотрены методы проверки модели регулятора на комплексе, включающем физическую модель и управляющую ЦВМ. Библ. 4.

УДК 621.311.1.027.3.001.24

Экономически целесообразные напряжения и мощности глубоких вводов в городах. Глазунов А. А., Кузнецова Т. А., Федосеев А. А. — «Электричество», 1983, № 2.

Предложена методика исследования экономически целесообразных оптимальных параметров систем электроснабжения городов с учетом характеристик основных электрических сетей и опорных подстанций внешнего электроснабжения. Приведены примеры результатов оптимизации данных параметров. Выявлены начальные условия осуществления глубоких вводов по радиальным и магистральным схемам. Библ. 14.

УДК 621.316.925

Особенности релейной защиты с дискретными трансформаторами тока и напряжения. Арцишевский Я. Л., Казанский В. Е.— «Электричество», 1983, № 2.

Рассмотрена релейная защита с дискретными трансформаторами тока в виде сочетания группы магнитных трансформаторов тока и выходного аналого-дискретного преобразователя-усилителя. Оценены погрешности параметра срабатывания защиты, вызываемые магнитными помехами в магнитных трансформаторах тока и погрешностями дискретизации аналого-дискретного преобразователя, и рассмотрены пути снижения этих погрешностей. Библ. 4.

УДК 621.315.212:537.312.62

Метод исследования критического тока длинномерных образцов токонесущей системы сверхпроводящего кабеля. Беидик Н. Т., Комиссаржевский Н. Е. — «Электричество», 1983, № 2.

Проведен анализ влияния внешних факторов на результаты измерений критического тока образцов токонесущих систем сверхпроводящего кабеля (СПК) в переходных режимах короткого замыкания сильноточного источника. Получены выражения для расчета погрешностей измерений, связанных с переходными электромагнитными процессами в подложке СПК и динамическими характеристиками осциллографических гальванометров, используемых для регистрации тока и напряжения. Даны рекомендации по выбору оптимальных (с точки зрения точности измерений) условий проведения экспериментов и проведена оценка точности результатов измерения критического тока на экспериментальном участке однофазного коаксиального СПК. Библ. 8.

УДК 621.372.061.001.2.003.1

К вопросу оптимального проектирования двухэлементных параметрических источников тока. Вадачкория Г. В. — «Электричество», 1983, № 2.

Дан анализ двухэлементарных параметрических источников тока. Рассмотрены вопросы определения расчетной относительной нагрузки. Получены обобщенные расчетные соотношения для преобразователей указанной структуры, позволяющие производить оптимальный выбор той или иной схемы по минимуму приведенной удельной стоимости реактивных элементов, а также по минимуму приведенной удельной стоимости преобразующего дросселя или конденсаторной батареи. Библ. 5.

УДК 621.374.018.782.3.001.24

Расчет переходного процесса в нелинейной цепи при импульсном питании. Бельман М. Х. — Электричество, 1983, № 2.

Предлагается приближенный способ расчета переходного процесса в нелинейной цепи при периодическом импульсном воздействии. Способ основан на экспоненциальной линеаризации нелинейностей при треугольной форме периодической составляющей решения в сочетании с методом средних параметров, используемым для определения гладкой составляющей. Учитывается взаимное влияние периодической гладкой составляющих, свойственное нелинейной цепи. Приводятся примеры расчета переходных процессов в цепях, питаемых от широтно-импульсных преобразователей: включение электрической дуги и пуск двигателя независимого возбуждения. Библ. 7.

УДК 621.316.925.2:621.315.1

Защита от замыканий на землю линий электропередачи 110—220 кВ. Либерзон Э. М. — «Электричество», 1983, № 2.

Рассмотрены фильтровые измерительные органы защиты от замыканий на землю линий электропередачи 110—220 кВ. Показано, что использование этих органов позволит повысить чувствительность защиты линий от замыканий на землю и уменьшить каскадность ее действия по сравнению с токовыми направленными защитами нулевой последовательности. Библ. 3.

УДК 621.3.049.75.004.5

Расчет распределения потенциала по поверхности печатных проводников. Мейер А. А., Поляков А. В. — Электричество», 1983, № 2.

Рассмотрено решение уравнения потенциала для неоднородной проводящей полосы, когда проводимость изменяется вдоль полосы. Библ. 2.

УКД 621.311.2.004.6:65.012.2

Метод планирования ремонтов оборудования электростанций. Резницкий А. И., Бордюгов В. М., Штильман Б. М.—«Электричество», 1983, № 2.

Изложен метод решения сложных переборных задач—метод «Пионер». Рассмотрено применение этого метода для составления алгоритма и программы месячного планирования ремонтов основного оборудования электростанций (ПИОНЕР—2). Приведены характеристики программы и результаты экспериментов, подтверждающие эффективность метода. Библ. 5.

УДК 621.314.224.8.018.782.3.001.24

Анализ переходных процессов в цепях с трансформаторами тока. Фархи С. Л., Вичев С. Т., Тагаров К. Д. — «Электричество», 1983, № 2.

Предложена дискретная резисторная модель двухобмоточного трансформатора тока с неразветвленным магнитопроводом. Модель основана на Т-образной схеме замещения трансформатора без приведения первичных и вторичных величин с использованием неявных методов интегрирования описывающей процессы системы дифференциальных и алгебраических уравнений. Даны расчетные схемы для анализа переходных процессов при каскадном и дифференциальном соединении трансформаторов тока. Библ. 6.

УДК 621.316.176.076.12.026.5.001.24

Компенсация реактивной мощности в электрических сетях с несимметричными нагрузками. Кузнецов В. Г. — «Электричество», 1983, № 2.

Предложен аналитический метод расчета схем, параметров и мест установки компенсирующих устройств (КУ) в электрических сетях с одно- и многократной несимметрией нагрузок, обеспечивающий допустимые отклонения и несимметрию напряжений при заданном балансе реактивной мощности и минимальной установленной мощности КУ. Рассмотрены частотные свойства несимметричных цепей. Получены аналитические выражения, позволяющие определить резонансные частоты на высших гармониках в узлах сети с несимметричными структурами КУ. Библ. 7.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), **Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г.** (главный редактор), **Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.**

Научные редакторы: А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макаршин

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.
101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648
Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор О. Д. Кузнецова

Сдано в набор 14.12.82	Подписано в печать 04.02.83	Т-02971	Формат 60 × 90¹/₈	Печать высокая	Усл. печ. л. 10,0
	Усл. кр.-отт. 10,5	Уч.-изд. л. 13,15	Тираж 5827 экз.	Заказ 3013	

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени Первая Образцовая типография имени А. А. Жданова Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-54, Валовая, 28

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru