

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«РЫБИНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АВИАЦИОННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ П. А. СОЛОВЬЕВА»
(РГАТУ имени П.А. Соловьева)

ОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ПРОГРАММА ПОДГОТОВКИ АСПИРАНТОВ

направление подготовки 09.06.01 Информатика и
вычислительная техника

профиль подготовки 05.13.05 «Элементы и устройства вычислительной
техники и систем управления»

КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ

по дисциплине

Способы и устройства регулирования и стабилизации
переменного напряжения

Разработал: д.т.н. Юдин В. В.

Рыбинск, 2014 г.

Рассматриваются способы регулирования и стабилизации переменного напряжения, изучаются способы регулирования переменного напряжения, типовые структуры регуляторов переменного напряжения, формируются умения выбирать тип регулирующего элемента в зависимости от решаемых задач, производить оценку влияния нестабильности питающей сети на точностные характеристики регуляторов, навыки расчета оптимальных структур цифровых регуляторов переменного напряжения.

Содержание

Лекция 1. Регулируемые элементы с механическим управлением.	4
Лекция 2. Трансформаторно-ключевые регулируемые элементы. Дискретно регулируемые трансформаторы	5
Лекция 3. Регулировочные характеристики.	7
Лекция 4. Формализация процесса управления дискретным регулятором.	15
Лекция 5. Времявариантные регуляторы	19
Лекция 6. Схемы стабилизации. Регулировочные характеристики стабилизаторов.....	22
Лекция 7. Матричные модели коммутационных исполнительных структур.....	26
Лекция 8. Обобщенная модель цифрового регулятора напряжения.	32

Лекция 1. Регулируемые элементы с механическим управлением.

Потенциометрические регуляторы напряжения (ПРН) находят широкое применение в различных устройствах промышленной электроники. С их помощью путем изменения положения подвижного токосъемного контакта переменного резистора, включенного по потенциометрической схеме, осуществляют непрерывное регулирование величины напряжения на нагрузке.

Наиболее важными параметрами ПРН являются диапазон изменения выходного напряжения и реализуемая им функциональная зависимость выходного напряжения U от входного управляющего воздействия, носящая название характеристики управления регулятора.

В качестве управляющего обычно выступает механическое воздействие (угловое или линейное перемещение подвижного токосъемного контакта). Однако находят применение ПРН и с внешними воздействиями другой физической природы (тепловое, световое, магнитное и т.п.).

При анализе схем ПРН удобно использовать относительную характеристику управления, представляющую собой функциональную зависимость $k(x)$ коэффициента передачи напряжения k , определяемого отношением $k = U/E$ (где E – ЭДС источника входного сигнала), от относительного уровня управляющего воздействия x . В соответствии с этим для такой характеристики $k \in [0,1]$, $x \in [0,1]$.

В переменных резисторах с угловым перемещением φ токосъемного контакта параметр $x = \varphi / \varphi_{\max}$, где φ_{\max} – максимальное значение угла поворота. При этом воспроизводимые функциональные характеристики определяются конструктивно – технологическими особенностями их изготовления. Различают переменные резисторы с линейной (группа А), обратно-логарифмической (группа Б) и логарифмической (группа В) функциональными характеристиками.

Функциональная характеристика переменного резистора является основным фактором, определяющим характеристику управления ПРН. В идеальном случае при работе ПРН в режиме холостого хода от источника ЭДС с нулевым внутренним сопротивлением характеристика управления совпадает с функциональной характеристикой переменного резистора. В реальных же схемах вследствие влияния нагрузки и сопротивления источника сигнала наблюдается изменение диапазона регулирования и аналитического вида самой характеристики управления.

Рассмотрим схему ПРН, приведенную на рис. 1

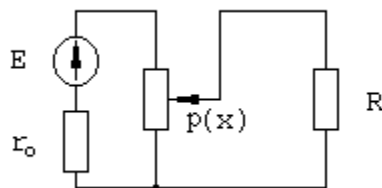


Рис.1. Схема ПРН

Введем обозначение $\rho = \rho(x)$ для функциональной характеристики переменного резистора.

Кроме того, обозначим дополнительно $r_1 = r_0 + (r - \rho)$.

Вспользуемся методом эквивалентного генератора.

Для напряжение холостого хода получим

$$U_{xx} = E \frac{\rho}{r_1 + \rho} = E \frac{\rho}{r_0 + r}$$

Сопротивление короткого замыкания определяется соотношением

$$R_{kz} = \frac{r_1 \rho}{r_1 + \rho} = \frac{(r_0 + r - \rho) \rho}{r_0 + r}$$

Найдем напряжение на нагрузке.

$$U = \frac{U_{xx} R}{R_{kz} + R} = \frac{U_{xx}}{1 + \frac{R_{kz}}{R}} = E \frac{\frac{\rho}{r_0 + r}}{1 + \frac{R_{kz}}{R}} = E \frac{\frac{\rho}{r_0 + r}}{1 + \frac{(r_0 + r - \rho) \rho}{(r_0 + r) R}} =$$

$$= E \frac{\frac{\rho}{r_0 + r}}{1 + \frac{\rho}{r} \frac{r}{R} \left(1 - \frac{\rho}{r_0 + r} \right)} = E \frac{\frac{\rho}{r(1 + r_0/r)}}{1 + \frac{\rho}{r} \frac{r}{R} \left[1 - \frac{\rho}{r(1 + r_0/r)} \right]}$$

С учетом их для коэффициента передачи получим

$$k(x) = \frac{\varphi(x)/(1 + \beta)}{1 + \gamma \varphi(x) / [1 - \varphi(x)/(1 + \beta)]}$$

Лекция 2. Трансформаторно-ключевые регулируемые элементы. Дискретно регулируемые трансформаторы

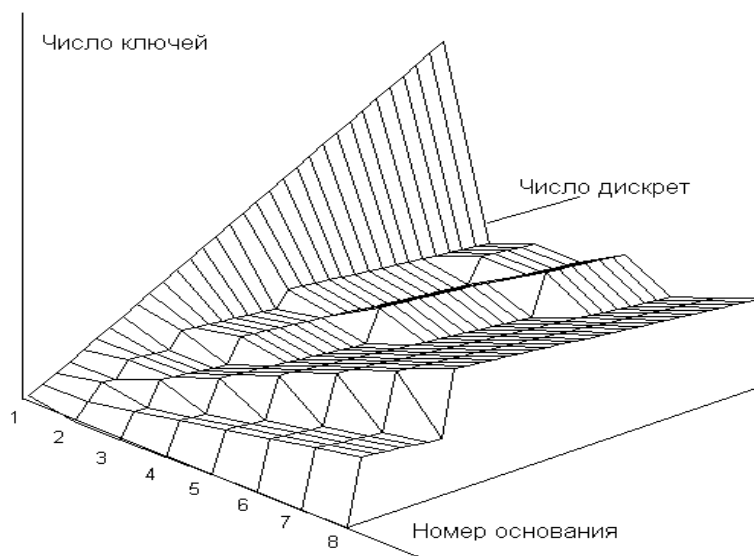
В общем случае ДТР содержит m секций, каждая из которых управляется с помощью n ключей. Определим оптимальное соотношение m и n , которое позволило бы получить по возможности большее число дискретных уровней регулирования (более высокую точность регулирования) при наименьшем числе ключей (минимальной стоимости).

Число ключей в одной секции определяет количество дискретных состояний, в которых эта секция может находиться, то есть каждая секция позволяет получить n дискретных уровней регулирования. Общее число дискретных уровней составляет $P = nm$. В то же время необходимое число ключей равняется $K = nm$. В итоге число ключей выражается в следующей зависимости от числа дискретных уровней

$$K = n \log_n P$$

Задача сводится к отысканию значение n , позволяющего получить минимальное число ключей K при заданном числе дискретных уровней P .

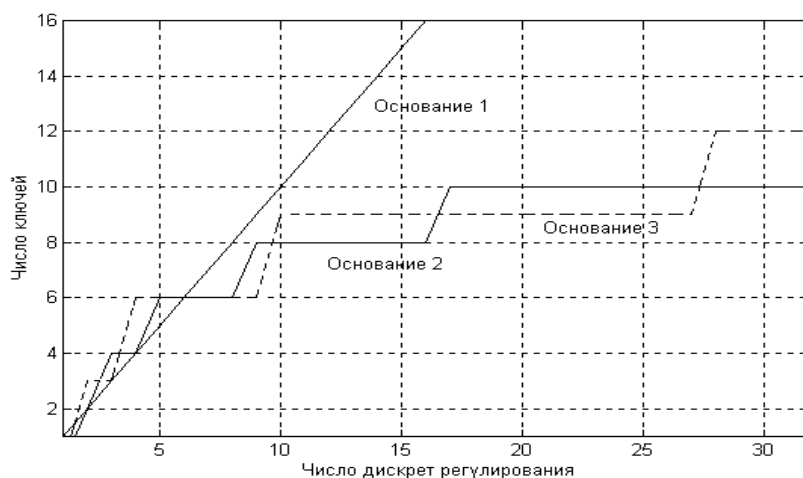
Математическое решение этого уравнения затруднено. Более эффективным является машинный расчет. Результаты расчета представлены на рис.2.19 в виде трехмерной поверхности.



Характеристика уровня сложности реализации

при дискретном регулировании

Из рисунка видно, что с возрастанием номера основания n число ключей имеет тенденцию к возрастанию. В то же время, при $n=1$ число ключей очень сильно возрастает с ростом числа дискретных уровней. Поэтому оптимальными являются основания 2 и 3. При более подробном их рассмотрении, осуществленном с помощью рис.2.20, видно, что они ведут себя примерно одинаково.



Уточненная характеристика уровня сложности реализации при дискретном регулировании

Но, учитывая то обстоятельство, что двоичная логика гораздо более развита, чем троичная, применение основания 2 предпочтительнее. Также при небольших количествах дискретных уровней может найти применение управление по основанию 1 (позиционное управление). Такая организация структуры ДТР позволяет обойтись без гальванической развязки ключей друг от друга, что позволяет значительно упростить всю схему управления.

Лекция 3. Регулировочные характеристики.

Структурные особенности выходного напряжения регулятора

Как показали патентные исследования, выходное напряжение $u_w(t)$ регулятора в общем случае образуется путем суммирования некоторого числа составляющих напряжений, являющихся функцией текущего времени t и некоторых параметров из множества $A = \{a_1, a_2, \dots, a_r\}$. Назовем эти составляющие компонентами выходного напряжения и обозначим $u_k(A, t)$, где $(k = 1, 2, \dots, K)$.

Для выходного напряжения при этом получим

$$u_w(t) = \sum_{k=1}^K u_k(A_k, t), \quad (1)$$

где $A_k \subseteq A$ - подмножество параметров, задающих k -й компонент.

Сведения об основных типах компонентов выходного напряжения приведены в таблице 1

Таблица 1

N	Тип компонента	Его аналитический вид $U_k(A_k, t)$	Параметры A_k
1	Константа	C	C – уровень константы
2	Гармоника	$U \sin\left(\frac{2\pi}{T}t + \varphi\right)$	U – амплитуда, T – период, φ – фаза
3	Импульс	$\begin{cases} 0 & \text{при } 0 + iT_R < t < t_N + iT_R \\ U & \text{при } t_N + iT_R \leq t \leq t_K + iT_R \\ 0 & \text{при } t_K + iT_R < t < t_R + (i+1)T_R \end{cases},$ $i = 0, 1, 2, \dots, \quad 0 \leq t_N \leq t_K \leq T_R$	U – амплитуда, t_N – начало импульса, t_K – его конец, T_R – период
4	Усеченная гармоника	$\begin{cases} 0 & \text{при } 0 + iT_R < t < t_N + iT_R \\ U \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) & \text{при } t_N + iT_R \leq t \leq t_K + iT_R \\ 0 & \text{при } t_K + iT_R < t < t_R + (i+1)T_R \end{cases},$ $i = 0, 1, 2, \dots, \quad 0 \leq t_N \leq t_K \leq T_R, \quad \frac{T_R}{T} = \text{целое}$	U – амплитуда, t_N – начало усечения, t_K – его конец, T – период гармоника, T_R – период усечения

Процесс регулирования напряжения и мощности в известных устройствах обеспечивается за счет изменения под действием цифрового управляющего кода G одного или нескольких параметров в совокупности A

Сказанное поясняется схемой покомпонентного формирования напряжения, приведенной на рис.1. На этой схеме блоками $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_K$ под воздействием компонентов $G_1 \subseteq G$, $G_2 \subseteq G$, ..., $G_K \subseteq G$ управляющего кода G с помощью алгоритмов $\alpha_1(G_1), \alpha_2(G_2), \dots, \alpha_K(G_K)$ осуществляется определение параметров A_1, A_2, \dots, A_K и формирование с их помощью из напряжения сети $e(t)$ соответствующих компонентов выходного напряжения u_1, u_2, \dots, u_K , являющихся функциями времени и зависящих от определяющих их параметров

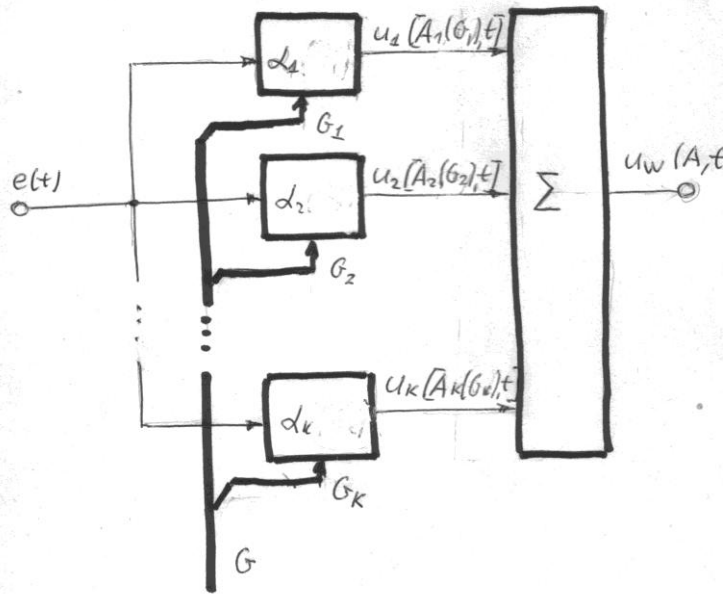
$$\begin{aligned}
 e(t) &\xrightarrow{\alpha_1(G_1)} u_1[A_1(G_1), t], \\
 e(t) &\xrightarrow{\alpha_2(G_2)} u_2[A_2(G_2), t], \\
 &\dots \\
 e(t) &\xrightarrow{\alpha_K(G_K)} u_K[A_K(G_K), t]
 \end{aligned} \tag{2}$$

с последующим их суммированием блоком Σ .

$$u_w[A(G), t] = \sum_{k=1}^K u_k[A_k(G_k), t] \tag{3}$$

где

$$A = \bigcup_{k=1}^K A_k, \quad G = \bigcup_{k=1}^K G_k \tag{4}$$



Для дальнейшего анализа используем то обстоятельство, что в общем случае полная совокупность параметров A , а также совокупность параметров каждого из компонентов A_k ($k=1, 2, \dots, K$) как правило содержит две группы элементов:

параметры, которые в процессе регулирования остаются постоянными,

параметры, за счет которых происходит изменение выходного напряжения.

Назовем параметры первой группы нерегулируемыми и обозначим C и C_k , а параметры второй группы - регулируемыми и обозначим B и B_k ($k=1, 2, \dots, K$).

Для определенных таким образом групп справедливы соотношения

$$A = C \cup B, \quad \forall_{k \in [1, K]} A_k = C_k \cup B_k \tag{5}$$

при этом отдельные компоненты могут вовсе не иметь ни одного нерегулируемого параметра, т.е.

$$\exists_{k \in [1, K]} C_k = 0 \tag{6}$$

В этом случае алгоритмы формирования компонентов преобразуются к виду

$$\begin{aligned}
 e(t) &\xrightarrow{\alpha_1[C_1, B_1(G_1)]} u_1[C_1, B_1(G_1), t], \\
 e(t) &\xrightarrow{\alpha_2[C_2, B_2(G_2)]} u_2[C_2, B_2(G_2), t], \\
 &\dots \\
 e(t) &\xrightarrow{\alpha_K[C_K, B_K(G_K)]} u_K[C_K, B_K(G_K), t]
 \end{aligned} \tag{7}$$

Среди компонентов выходного напряжения в общем случае можно выделить такие, все параметры которых нерегулируемые (имеющие пустые множества B_k). Назовем такие

компоненты нерегулируемыми. Их сумму назовем суммарным регулируемым компонентом и обозначим u_C . Аналогично компоненты, некоторые параметры которых (хотя бы один из параметров) изменяются в процессе регулирования назовем регулируемыми, а их сумму – суммарным регулируемым компонентом и обозначим u_V . В таблице 2 приведены сведения о регулируемых компонентах выходного напряжения, нашедших практическое применение в схемах известных устройств

Таблица 2

N	Регулируемый параметр	Аналитический вид компонента $u_k [C_k, B_k(G_k), t]$	C_k	$B_k(G_k)$
1	Амплитуда гармоники	$U(G_k) \sin\left(\frac{2\pi}{T}t + \varphi\right)$	T, φ	$U(G_k)$
2	Фаза гармоники	$U \sin\left[\frac{2\pi}{T}t + \varphi(G_k)\right] U(G_k)$	U, T	$\varphi_k(G_k)$
3	Амплитуда импульса	$\begin{cases} 0 & \text{при } 0 + iT_R < t < t_N + iT_R \\ U(G_k) & \text{при } t_N + iT_R \leq t \leq t_K + iT_R \\ 0 & \text{при } t_K + iT_R < t < t_R + (i+1)T_R \end{cases}$	TR, tN, tK	$U(G_k)$
4	Начало импульса	$\begin{cases} 0 & \text{при } 0 + iT_R < t < t_N(G_k) + iT_R \\ U & \text{при } t_N(G_k) + iT_R \leq t \leq t_K + iT_R \\ 0 & \text{при } t_K + iT_R < t < t_R + (i+1)T_R \end{cases}$	U, TR, tK	$t_N(G_k)$
5	Конец импульса	$\begin{cases} 0 & \text{при } 0 + iT_R < t < t_N + iT_R \\ U & \text{при } t_N + iT_R \leq t \leq t_K(G_k) + iT_R \\ 0 & \text{при } t_K(G_k) + iT_R < t < t_R + (i+1)T_R \end{cases}$	U, TR, tN	$t_K(G_k)$
6	Длительность импульса	$\begin{cases} 0 & \text{при } 0 + iT_R < t < t_N(G_k) + iT_R \\ U & \text{при } t_N(G_k) + iT_R \leq t \leq [T_R - t_N(G_k)] + iT_R \\ 0 & \text{при } [T_R - t_N(G_k)] + iT_R < t < t_R + (i+1)T_R \end{cases}$	U, TR	$t_N(G_k)$, $t_K = T_R - t_N(G_k)$
7	Период следования импульсов	$\begin{cases} 0 & \text{при } 0 + iT_R(G_k) < t < t_N + iT_R(G_k) \\ U & \text{при } t_N + iT_R(G_k) \leq t \leq t_K + iT_R(G_k) \\ 0 & \text{при } t_K + iT_R(G_k) < t < t_R + (i+1)T_R(G_k) \end{cases}$	U, tN, tK	$T_R(G_k)$
8	Начало усеченной гармоники (тиристорное регулирование)	$\begin{cases} 0 & \text{при } i\frac{T}{2} < t < t_N(G_k) + i\frac{T}{2} \\ U \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) & \text{при } t_N(G_k) + i\frac{T}{2} \leq t \leq t_K + (i+1)\frac{T}{2} \end{cases}$, $i = 0, 1, 2, \dots, \quad 0 \leq t_N \leq t_K = T/2$	U, T, tK	$t_N(G_k)$
9	Конец усеченной гармоники	$\begin{cases} U \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) & \text{при } i\frac{T}{2} < t < t_N(G_k) + i\frac{T}{2} \\ 0 & \text{при } t_N(G_k) + i\frac{T}{2} \leq t \leq t_K + (i+1)\frac{T}{2} \end{cases}$, $i = 0, 1, 2, \dots, \quad 0 \leq t_N \leq t_K = T/2$	U, T, tN	$t_K(G_k)$

1 0	Ширина усеченной гармоники	$\begin{cases} 0 & \text{npu} & i\frac{T}{2} < t < t_N(G_k) + i\frac{T}{2} \\ U \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) & \text{npu} & t_N(G_k) + i\frac{T}{2} \leq t \leq \left[\frac{T}{2} - t_N(G_k)\right] + i\frac{T}{2} \\ 0 & \text{npu} & \left[\frac{T}{2} - t_N(G_k)\right] + i\frac{T}{2} < t < (i+1)\frac{T}{2} \end{cases}$ $i = 0, 1, 2, \dots, \quad 0 \leq t_N \leq t_K = T/2$	U, T	$t_N(G_k)$, $t_K(G_k) = \frac{T}{2} - t_N(G_k)$
1 1	Число полупериод ов сетевого напряжени я (от 0 до M)	$\begin{cases} U \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) & \text{npu} & iM\frac{T}{2} < t < j(G_k)\frac{T}{2} + iM\frac{T}{2} \\ 0 & \text{npu} & j(G_k)\frac{T}{2} + iM\frac{T}{2} \leq t \leq (i+1)M\frac{T}{2} \end{cases}$ $i = 0, 1, 2, \dots, j = 0, 1, 2, \dots, M$	U, T, M	$j(G_k)$
1 2	Число частей полупериод а сетевого напряжени я (от 0 до N в каждом полупериод е) в цикле регулирова ния (длительно стью MT/2)	$\begin{cases} U \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) & \text{npu} & iM\frac{T}{2} < t < j(G_k)\frac{T}{2N} + iM\frac{T}{2} \\ 0 & \text{npu} & j(G_k)\frac{T}{2N} + iM\frac{T}{2} \leq t \leq (i+1)M\frac{T}{2} \end{cases}$ $i = 0, 1, 2, \dots, j = 0, 1, 2, \dots, NM$	U, T, M, N	$j(G_k)$

Обозначим через L и Q соответственно количество нерегулируемых и регулируемых компонентов, при этом $L+Q=K$. Воспользовавшись приведенными выше определениями с учетом того, что множества регулируемых параметров нерегулируемых компонентов, а также множества соответствующих им компонентов управляющего кода пусты, т.е.

$$\forall_{k \in \{1, L\}} B_k = 0, \quad G_k = 0 \quad (8)$$

для компонентов получим следующий вид алгоритмов формирования

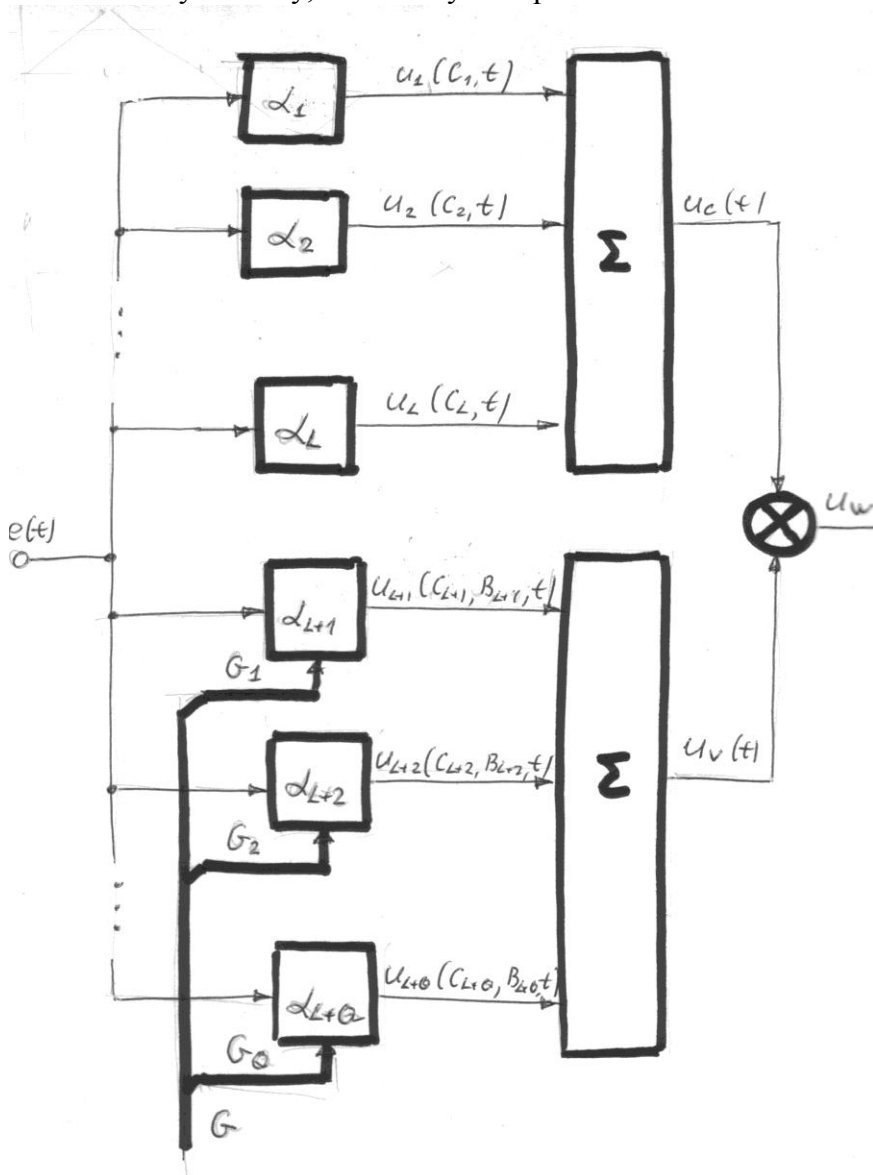
$$\begin{aligned} e(t) &\xrightarrow{\alpha_1(C_1)} u_1(C_1, t), \\ e(t) &\xrightarrow{\alpha_2(C_2)} u_2(C_2, t), \\ &\dots \\ e(t) &\xrightarrow{\alpha_L(C_L)} u_L(C_L, t), \\ e(t) &\xrightarrow{\alpha_{L+1}[C_{L+1}, B_{L+1}(G_{L+1})]} u_{L+1}[C_{L+1}, B_{L+1}(G_{L+1}), t], \\ e(t) &\xrightarrow{\alpha_{L+2}[C_{L+2}, B_{L+2}(G_{L+2})]} u_{L+2}[C_{L+2}, B_{L+2}(G_{L+2}), t], \\ &\dots \\ e(t) &\xrightarrow{\alpha_{L+Q}[C_{L+Q}, B_{L+Q}(G_{L+Q})]} u_{L+Q}[C_{L+Q}, B_{L+Q}(G_{L+Q}), t] \end{aligned} \quad (9)$$

Суммарные компоненты при этом формируются следующим образом

$$u_C(t) = \sum_{k=1}^L u_k(C_k, t)$$

$$u_V(t) = \sum_{k=L+1}^K u_k[C_k, B_k(G_k), t] \quad (10)$$

Из приведенной на рис.1 схемы покомпонентного преобразования получим эквивалентную схему, показанную на рис.2.



Как следует из схемы, выходное напряжение регулятора определяется суммой $u_W(t) = u_C(t) + u_V(t)$. (11)

Спектральный состав напряжения регулятора

Известно, что наибольшую информацию о напряжении можно получить, осуществив его спектральный анализ. Поскольку в общем случае нерегулируемый и регулируемый компоненты имеют разные периоды введем для них обозначения T_V и T_W . Период напряжения сети обозначим T_C ,

Вспользуемся разложением указанных напряжений в ряд Фурье

$$u_C = \frac{a_{C0}}{2} + \sum_{p=1}^{\infty} (a_{Cp} \cos p\omega_C t + b_{Cp} \sin p\omega_C t) \quad (12)$$

где

$$a_{Cp} = \frac{2}{T_C} \int_0^{T_C} u_C \cos p\omega_C t dt, \quad b_{Cp} = \frac{2}{T_C} \int_0^{T_C} u_C \sin p\omega_C t dt, \quad \omega_C = \frac{2\pi}{T_C}; \quad (13)$$

$$u_V = \frac{a_{V0}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_{Vn} \cos n\omega_V t + b_{Vn} \sin n\omega_V t), \quad (14)$$

где

$$a_{Vn} = \frac{2}{T_V} \int_0^{T_V} u_V \cos n\omega_V t dt, \quad b_{Vn} = \frac{2}{T_V} \int_0^{T_V} u_V \sin n\omega_V t dt, \quad \omega_V = \frac{2\pi}{T_V}, \quad (15)$$

и

$$u_W = \frac{a_{W0}}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} (a_{Wm} \cos m\omega_W t + b_{Wm} \sin m\omega_W t), \quad (16)$$

где

$$a_{Wm} = \frac{2}{T_W} \int_0^{T_W} u_W \cos m\omega_W t dt, \quad b_{Wm} = \frac{2}{T_W} \int_0^{T_W} u_W \sin m\omega_W t dt, \quad \omega_W = \frac{2\pi}{T_W}. \quad (17)$$

Назовем отношение периода изменения регулируемого компонента к периоду изменения нерегулируемого компонента частотным фактором регулируемого компонента и обозначим

$$g_V = \frac{T_V}{T_C}. \quad (18)$$

Аналогично отношение периода изменения выходного напряжения к периоду изменения нерегулируемого компонента назовем частотным фактором выходного напряжения и обозначим

$$g_W = \frac{T_W}{T_C}. \quad (19)$$

С учетом (15), (17), (18), (19) из (14) и (16) получим

$$u_V = \frac{a_{V0}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_{Vn} \cos \frac{n\omega_C}{g_V} t + b_{Vn} \sin \frac{n\omega_C}{g_V} t), \quad (20)$$

$$u_W = \frac{a_{W0}}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} (a_{Wm} \cos \frac{m\omega_C}{g_W} t + b_{Wm} \sin \frac{m\omega_C}{g_W} t),$$

Представим частотный фактор варьируемого компонента в виде несократимой дроби

$$g_V = \frac{r}{l}, \quad (21)$$

где r и l – натуральные числа, неравные нулю.

Период выходного напряжения, определяемый компонентом с минимальной ненулевой частотой, равен наименьшему общему кратному периодов нерегулируемого и регулируемого компонентов. В соответствии с этим из (18) и (21) найдем

$$T_W = rT_C = lT_V \quad (22)$$

Из (22) и (19) получим

$$g_W = r. \quad (23)$$

С учетом (23) преобразуем (20) к виду

$$u_V = \frac{a_{V0}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_{Vn} \cos \frac{nl}{r} \omega_C t + b_{Vn} \sin \frac{nl}{r} \omega_C t)$$

$$u_W = \frac{a_{W0}}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} (a_{Wm} \cos \frac{m}{l} \omega_C t + b_{Wm} \sin \frac{m}{l} \omega_C t) \quad (24)$$

С учетом (24) и следующего выражения для выходного напряжения

$$u_w = u_c + u_v \quad (25)$$

получим правила формирования спектра выходного напряжения. Оно содержит правило выбора гармоник

$$n \frac{l}{r} = \frac{m}{r} = p \quad (26)$$

и правило их суммирования

$$\begin{aligned} a_{wm} &= a_{vn} + a_{cp} \\ b_{wm} &= b_{vn} + b_{cp}. \end{aligned} \quad (27)$$

Действующее значение выходного напряжения

Для определения действующее значение выходного напряжения. воспользуемся известным соотношением

$$U_w^2 = \frac{1}{T_w} \int_0^{T_w} u_w^2 dt. \quad (28)$$

С учетом (25) преобразуем (28) к виду

$$U_w^2 = U_c^2 + U_v^2 + 2(u_c, u_v), \quad (29)$$

где U_C и U_V – действующие значения нерегулируемого и регулируемого компонентов, (u_C, u_V) – усредненное скалярное произведение компонентов, для которого справедливо соотношение

$$(u_c, u_v) = \frac{1}{T_w} \int_0^{T_w} u_c u_v dt. \quad (30)$$

В практических схемах регуляторов в качестве нерегулируемого компонента обычно выступает гармоническое напряжение

$$u_c = C \sin \omega_c t, \quad (31)$$

где C – его амплитуда, $\omega_c = \frac{2\pi}{T}$ – частота.

В этом случае для действующего значения и скалярного произведения нерегулируемого компонента получим

$$U_c^2 = \frac{C^2}{2}, \quad (32)$$

$$(u_c, u_v) = \frac{C}{T_w} \int_0^{T_w} u_v \sin \omega_c t dt \quad (33)$$

С учетом (24) из (33) найдем после преобразований

$$(u_c, u_v) = \begin{cases} 0 & \text{при } n \neq (r/l) \\ b_{vn} C / 2 & \text{при } n = (r/l) \end{cases} \quad (34)$$

Поскольку условие $n \neq (r/l)$ в силу целочисленности выполняется лишь при $l = 1$, т. е. при $n = r$, соотношение (34) может быть представлено в виде

$$(u_c, u_v) = \frac{b_{vr} C \xi(l)}{2}, \quad (35)$$

где $\xi(l)$ – функция селекции точки, определенная соотношением

$$\xi(l) = \begin{cases} 0 & \text{при } l \neq 1 \\ 1 & \text{при } l = 1 \end{cases} \quad (36)$$

После подстановки (35) в (29) получим

$$U_w^2 = \frac{C^2}{2} + U_v^2 + b_{vr} C \xi(l) \quad (37)$$

Полученное соотношение (37) позволяет установить зависимость выходного напряжения от параметров регулирования при различных законах изменения во времени регулируемого компонента и способах регулирования.

Искажения выходного напряжения

Для оценки возникающих при регулировании искажений воспользуемся коэффициентом

$$\delta^2 = \frac{U_w^2 - U_{wQ}^2}{U_{wQ}^2}, \quad (38)$$

где U_{wQ} – действующее значение основной гармоники выходного напряжения, в качестве которой целесообразно взять гармонику, соответствующую частоте питающей сети. Для нее $p = 1$, в соответствии с чем из (26) следует

$$m = r. \quad (39)$$

С учетом (39) из (38) получим

$$\delta^2 = \frac{U_w^2 - U_{wr}^2}{U_{wr}^2}, \quad (40)$$

$$U_{wr}^2 = \frac{a_{wr}^2 + b_{wr}^2}{2}.$$

Для составляющих a_{wr} и b_{wr} из (36) и (27) имеем

$$\begin{aligned} a_{wr} &= a_{vr} + a_{c1} \\ b_{wr} &= b_{vr} + b_{c1}, \quad \text{при } l = 1, \end{aligned} \quad (41)$$

$$\begin{aligned} a_{wr} &= a_{c1} \\ b_{wr} &= b_{c1}, \quad \text{при } l \neq 1. \end{aligned}$$

Приняв во внимание (36), преобразуем (41) к виду

$$\begin{aligned} a_{wr} &= \xi(l)a_{vr} + a_{c1} \\ b_{wr} &= \xi(l)b_{vr} + b_{c1}. \end{aligned} \quad (42)$$

После подстановки () в выражение для основной гармоники найдем

$$U_{wr}^2 = \frac{\xi(l)(a_{vr}^2 + b_{vr}^2 + 2a_{vr}a_{c1} + 2b_{vr}b_{c1}) + (a_{c1}^2 + b_{c1}^2)}{2}. \quad (43)$$

Для случая гармонического нерегулируемого компонента, когда $a_{c1} = 0$ и $b_{c1} = C$ из (37) и (38) с учетом (43) получим

$$\delta^2 = \frac{C^2 + 2U_v^2 + 2b_{vr}C\xi(l)}{C^2 + (a_{vr}^2 + b_{vr}^2 + 2Cb_{vr})\xi(l)} - 1. \quad (44)$$

Выведенные расчетные формулы позволяют осуществить сравнение различных методов регулирования переменного напряжения. В частности, из (37) может быть получено семейство зависимостей выходного напряжения от варьируемого параметра или совокупности параметров, а из (44) – семейство зависимостей от этих параметров величины коэффициента искажений.

Лекция 4. Формализация процесса управления дискретным регулятором.

Идеальный ЦРН, выполненный на ключах с идеальными остаточными параметрами (имеющими нулевое сопротивление во включенном состоянии и бесконечно большое сопротивление в выключенном состоянии) можно представить управляемым четырехполусником, изображенным на рис. 36.

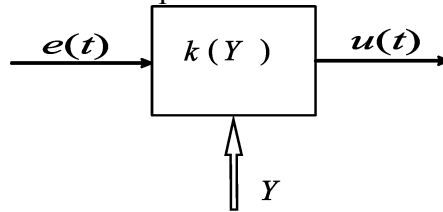


Рис. 36. Идеальный ЦРН

Входные зажимы его подключены к источнику гармонической, изменяющейся с периодом T , ЭДС

$$e(t) = E_m \sin(\omega t), \quad (3.1)$$

амплитуда E_m и частота $\omega = 2\pi/T$ которой в процессе функционирования ЦРН остаются неизменными. Под действием управляющего кода $Y = [y_1, \dots, y_2, y_1]$ в четырехполуснике происходит изменение коэффициента k передачи напряжения, что характеризуется зависимостью

$$k = k(Y). \quad (3.2)$$

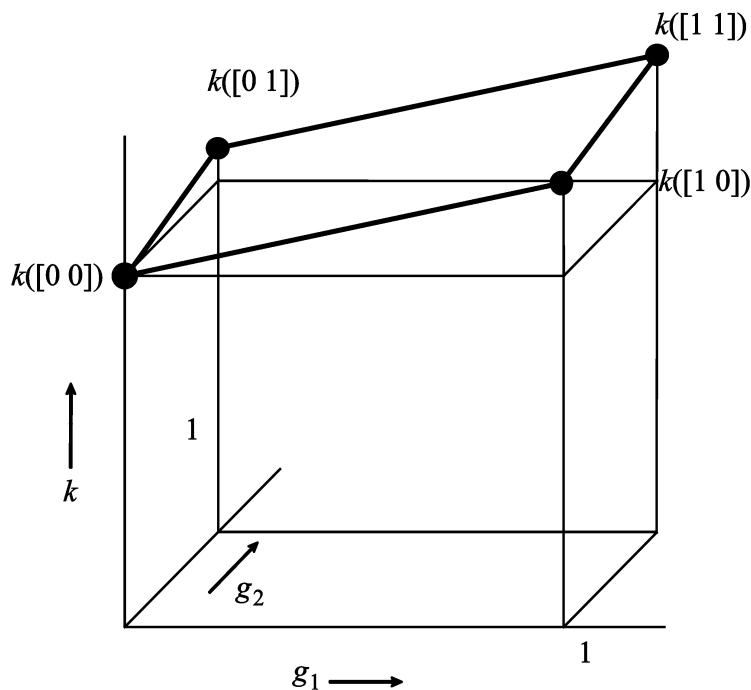
В соответствии с этим для выходного напряжения получим

$$u(t) = U_m(Y) \sin(\omega t), \quad (3.3)$$

где $U_m(Y) = k(Y)E_m$ – определяет регулировочную характеристику идеального ЦРН.

Графической моделью ЦРН является совокупность точек в пространстве размерности $(p + 1)$, как это проиллюстрировано рис. 37 для случая двумерного кода управления

$$G = [g_1 \ g_2]$$



Графическая модель идеального ЦРН

Для идеального ЦРН зависимость $k(Y)$ характеризуется равномерным приращением коэффициента трансформации дискретного регулируемого трансформатора (ДРТ) при изменении кода Y

$$k(Y) = \Delta k \sum_{i=1}^n 2^{i-1} y_i \quad (3.4)$$

где Δk - шаг приращения.

Если ввести в рассмотрение скалярную величину

$$y = \sum_{i=1}^n 2^{i-1} y_i \quad (3.5)$$

принимаящую дискретные значения в диапазоне от $y_{\min} = 0$ (при коде $Y = [0 \ 0 \ \dots \ 0]$) до

$$y_{\max} = \sum_{i=1}^n 2^{i-1} = 2^n - 1 \quad (3.6)$$

(при коде $Y = [1 \ 1 \ \dots \ 1]$), то для этой зависимости можно записать следующее выражение

$$k(Y) = \Delta k \ y \quad (3.7)$$

Значение величины шага приращения определяется исходя из необходимости обеспечения заданного диапазона изменения коэффициента трансформации ДРТ $[k_{\min}, k_{\max}]$

$$\Delta k = \frac{k_{\max} - k_{\min}}{2^n} \quad (3.8)$$

Если регулирование начинается с нулевого значения $k_{\min} = 0$, то

$$\Delta k = 2^{-n} k_{\max} \quad (3.9)$$

В соответствии с изложенным для выходного напряжения идеального ЦРН получим выражение

$$u(t) = y \ E \ \Delta k \ \sin(\omega t) \quad (3.10)$$

Функционирование реального ЦРН отличается следующей совокупностью дополнительных факторов:

отклонением напряжения сети от номинального значения,

отклонением напряжения сети от гармонического закона изменения,

наличием внутреннего сопротивления r_0 источника э.д.с.,

возможным изменением величины сопротивления R_H нагрузки,

наличием совокупности v_1, v_2, \dots, v_q факторов внешней среды, оказывающей воздействие на электрические и конструктивные параметры p_1, p_2, \dots, p_m ЦРН.

Перечисленные факторы оказывают влияние на регулировочную характеристику ЦРН и должны быть учтены при выборе его конкретного схмотехнического решения.

3.1.2 Реальный ЦРН

Реальному ЦРН соответствует четырехполюсник с совокупностью дополнительных входов V , как это показано на рис. 38. Кроме того, ЭДС сети в нем представлено матрицей E , а выходное напряжение – матрицей U .

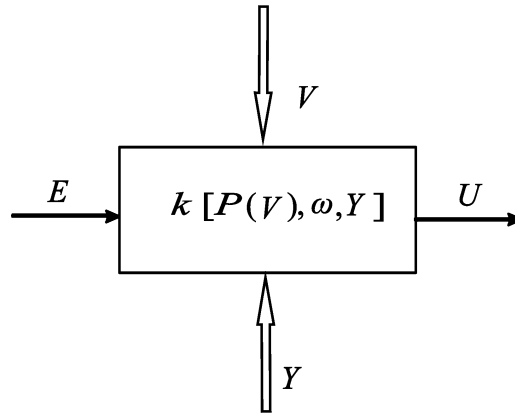


Рис. 38. Реальный ЦРН

ЭДС сети в силу ряда причин обычно отличается от гармонической. Для более точного анализа она должна быть представлена в виде совокупности основной гармоники с частотой ω и высших гармонических составляющих. Воспользовавшись разложением периодической функции $e(t)$ в комплексный ряд Фурье

$$e(t) = \sum_{k=-\infty}^{\omega} E_k e^{j\frac{2k\pi}{T}t} \quad (3.11)$$

где $E_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} e(t) e^{-j\frac{2k\pi}{T}t} dt$, в котором оставлены лишь K гармоник,

для матрицы ЭДС получим

$$E = (E_{-K} \quad E_{-K+1} \quad \dots \quad E_{K-1} \quad E_K) \quad (3.12)$$

Напряжение на выходе ЦРН также будет содержать K гармоник

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\omega} U_k e^{j\frac{2k\pi}{T}t} \quad (3.13)$$

при этом

$$U = (U_{-K} \quad U_{-K+1} \quad \dots \quad U_{K-1} \quad U_K) \quad (3.14)$$

$$U_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) e^{-j\frac{2k\pi}{T}t} dt$$

где

Зависимости параметров ЦРН от внешних факторов носят сложный характер. Будем считать, что они описываются системой уравнений

$$\begin{aligned} p_1 &= p_1(v_1, v_2, \dots, v_q) \\ p_2 &= p_2(v_1, v_2, \dots, v_q) \\ &\dots \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$p_m = p_m(v_1, v_2, \dots, v_q)$$

В матричной форме эта система имеет вид

$$P = P(V) \quad (3.16)$$

где $V = [v_1 \quad v_2 \quad \dots \quad v_q]$, $P = [p_1 \quad p_2 \quad \dots \quad p_m]$.

Будем считать, что в процессе функционирования ЦРН все внешние факторы изменяется относительно своих номинальных значений p_{10} , p_{20} , ... p_{m0} на незначительные величины. Воспользуемся линейным приближением зависимости коэффициента передачи

ДРТ от его параметров и заменим ее гиперплоскостью, проходящей через точку $P_0 = [P_{10}, P_{20}, \dots, P_{m0}]$. При этом получим приближенное соотношение

$$k[P(V), Y] = k \left[P_0 + \frac{\partial P}{\partial V} (V - V_0), Y \right] \quad (3.17)$$

Учитывая малость второго слагаемого в первом аргументе этого выражения, аналогично получим

$$k \left[P_0 + \frac{\partial P}{\partial V} (V - V_0), Y \right] = k[P_0, Y] + \Delta k(Y) \quad (3.18)$$

где $\Delta k(Y) = \frac{\partial k(Y)}{\partial P} \frac{\partial P}{\partial V} (V - V_0)$ – абсолютное отклонение характеристики регулирования.

Для выполнения дальнейшего анализа целесообразно определить смысл компонентов, входящих в это выражение.

Первый сомножитель

$$\frac{\partial k(Y)}{\partial P} = \left[\frac{\partial k(Y)}{\partial p_1} \quad \frac{\partial k(Y)}{\partial p_2} \quad \dots \quad \frac{\partial k(Y)}{\partial p_m} \right] \quad (3.19)$$

представляет собой матрицу размера (1,m) элементы которой характеризуют приращение коэффициента передачи напряжения, обусловленную изменением соответствующего этому элементу параметра коэффициентов влияния каждого из параметров на величину коэффициента трансформации ЦРН.

Второй сомножитель

$$\frac{\partial P}{\partial V} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_1}{\partial v_1} & \frac{\partial P_1}{\partial v_2} & \dots & \frac{\partial P_1}{\partial v_q} \\ \frac{\partial P_2}{\partial v_1} & \frac{\partial P_2}{\partial v_2} & \dots & \frac{\partial P_2}{\partial v_q} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial P_m}{\partial v_1} & \frac{\partial P_m}{\partial v_2} & \dots & \frac{\partial P_m}{\partial v_q} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

представляет собой матрицу размера (m,q). При этом ij-й элемент матрицы характеризует приращение i-го параметра ЦРН, обусловленное единичным изменением j-го внешнего фактора.

Третий сомножитель

$$(V - V_0) = [(v_1 - v_{10}) \quad (v_2 - v_{20}) \quad \dots \quad (v_m - v_{m0})] = dV \quad (3.21)$$

представляет собой матрицу-строку из q элементов, каждый из которых характеризует приращение соответствующего этому элементу внешнего фактора.

При решении практической задачи выбора конкретной реализации ЦРН следует учитывать также то обстоятельство, что помимо основной функции регулирования напряжения и мощности он осуществляет регулирования некоторой совокупности

дополнительных параметров S_1, S_2, \dots, S_r , влияющих на окружающее его пространство (качество функционирования других приборов и устройств)[79–89]. В соответствии с этим в схему анализа следует ввести вектор дополнительных выходов

$S = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_q]$, как это показано на рис. 39, где приведено изображение обобщенной модели ЦРН.

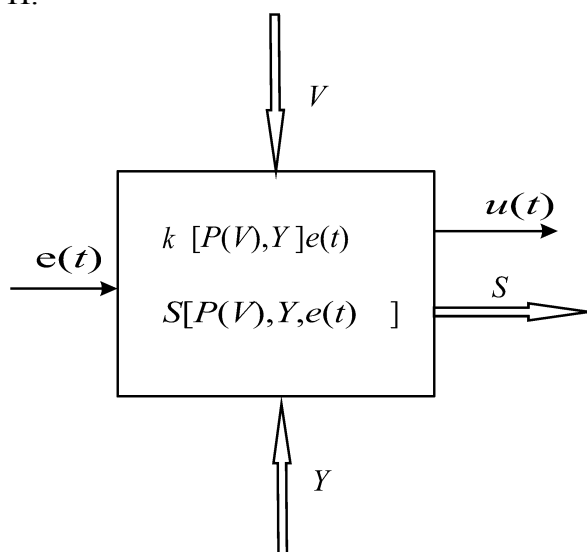


Рис. 39. Обобщённая модель ЦРН

$$S = \begin{bmatrix} s_1 [P(V), Y, e(t)] \\ s_2 [P(V), Y, e(t)] \\ \dots \\ s_q [P(V), Y, e(t)] \end{bmatrix} = S[P(V), Y, e(t)] \quad (3.22)$$

Числовые значения дополнительных параметров, как и выходное напряжение, зависят от внешних факторов, влияющих на совокупность параметров, управляющего кода и ЭДС источника.

Лекция 5. Времявариантные регуляторы

Существенным недостатком методов регулирования, основанных на использовании гармонического РК, является сложность обеспечения высокой точности при широком диапазоне регулирования. Повышение точности, достигаемое увеличением количества возможных состояний ТКРЭ, сопряжено с увеличением количества обмоток регулирования, числа управляемых ключевых элементов и усложнения схемы управления. Устранение указанного противоречия может быть достигнуто использованием времявариантного регулирования (ВВР), сущность которого заключается в совмещении принципов амплитудного регулирования гармоническим компонентом с фазовым регулированием [100]. В результате по мере изменения величины управляющего сигнала, как и в случае амплитудного регулирования, будет происходить дискретное изменение уровня выходного напряжения, однако в промежутке между этими уровнями будет производиться ещё и фазовое регулирование за счёт варьирования во времени коэффициента передачи ТКРЭ.

Выходное напряжение при таком регулировании в общем случае уже не является гармоническим, однако уровень вносимых при этом искажений существенно уменьшается по сравнению с искажениями, возникающими при обычном фазовом регулировании.

Времявариантное регулирование может быть двухуровневым и многоуровневым. При двухуровневом регулировании изменение действующего значения выходного напряжения

осуществляют за счёт вариации временных параметров циклически повторяющегося (с периодом T_V , кратным периоду напряжения питающей сети T_C) процесса энергопередачи, характеризующегося двумя ($N=2$) установленными уровнями передаваемой в нагрузку мощности. Наиболее простой схемной реализации отвечает вариация периодов сетевого напряжения. При этом максимальное количество уровней мощностей выходного напряжения составляет

$$M_B(2) = \frac{T_V}{T}$$

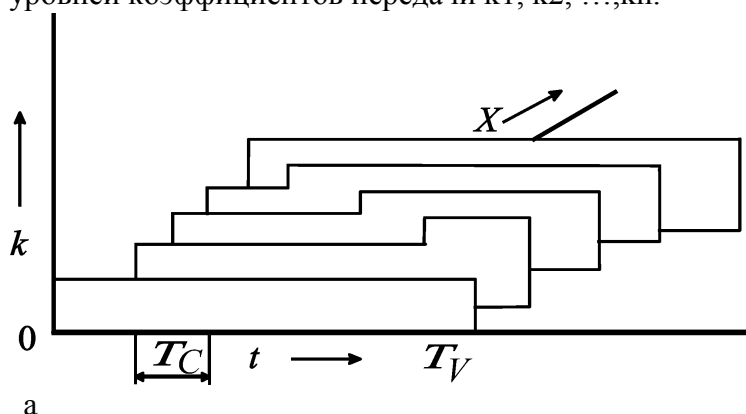
Достижение требуемой точности регулирования обеспечивается увеличением длительности периода T_V . Это не требует заметного усложнения схемы, однако сопряжено с формированием на нагрузке пульсаций негармонического напряжения низкой частоты. Вследствие указанной причины двухуровневое регулирование вариацией периодов сетевого напряжения находит применение лишь в системах электропитания инерционных потребителей (термических установках, электроприводе и т. д.).

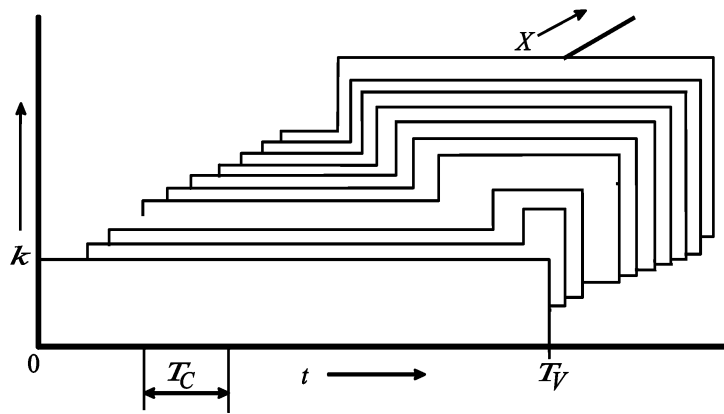
Заметное улучшение точностных характеристик двухуровневого регулирования может быть достигнуто за счёт вариации интервалов периода сетевого напряжения. В этом случае максимальное количество уровней мощностей выходного напряжения возрастает в P раз, где P – количество интервалов, на которое разбит период сетевого напряжения.

Дальнейшее повышение точности может быть достигнуто за счёт использования непрерывной вариации, что может быть рассмотрено, как предельный случай регулирования вариацией интервалов периода сетевого напряжения при бесконечно большом числе таких интервалов.

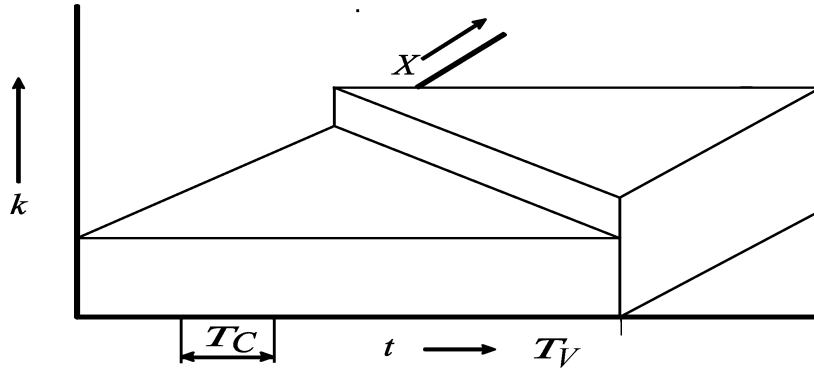
Практическая реализация двухуровневого времявариантного регулирования осуществляется РЭДД с двумя уровнями коэффициента передачи k_1 и k_2 . Принципы регулирования вариацией периодов сетевого напряжения, вариацией интервалов периода и непрерывной вариацией пояснены на рис. 46, на которых изображены семейства диаграмм изменения во времени коэффициента передачи K РЭДД при различных управляющих сигналах X .

Многоуровневое регулирование заключается в вариации временных параметров циклически повторяющегося процесса энергопередачи, характеризующегося совокупностью из нескольких ($N>2$) установленных уровней передаваемых мощностей. Как и в случае двухуровневого регулирования многоуровневое регулирование может быть осуществлено вариацией периодов сетевого напряжения, вариацией интервалов периода, непрерывной вариацией. Для этой цели используют РЭДД с множеством фиксированных уровней коэффициентов передачи k_1, k_2, \dots, k_n .





б



в

Рис. 46. Диаграммы изменения коэффициента передачи при вариации периодов (а), интервалов периода (б) и непрерывной вариации (в) для двухуровневого регулирования. Диаграммы соответствующие многоуровневому регулированию при непрерывной вариации изображены на рис. 47.

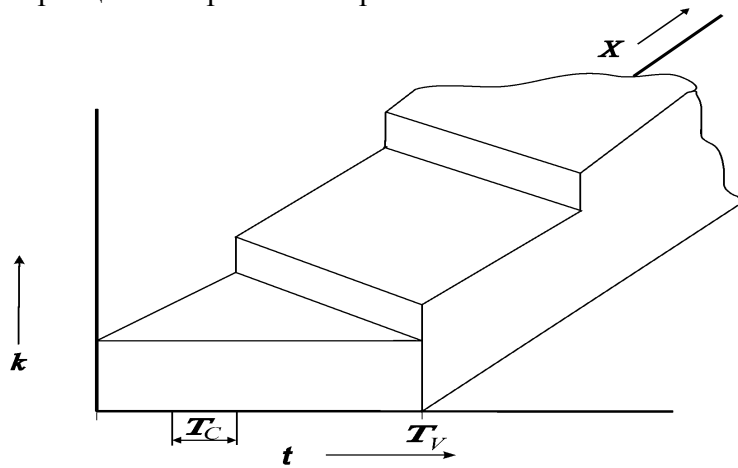


Рис. 47. Диаграммы изменения коэффициента передачи для многоуровневого непрерывного регулирования

Сущность управления РЭДД при многоуровневом регулировании заключается в следующем. Управляющий сигнал регулятора x , преобразованный в двоичный позиционный n -разрядный код

$$R_n = (r_n \ r_{n-1} \ \dots \ r_1), \quad (3.1)$$

представляют в виде двух блоков

$$R = (L_{<n-p>} V_{<p>}), \quad (3.2)$$

где $V_{<p>} = (v_p \ v_{p-1} \ \dots \ v_1)$ – код управления вариацией;

$L_{<n-p>} = (r_n \ r_{n-1} \ \dots \ r_{p+1})$ – код управления уровнем коэффициента передачи

РЭДД.

Под действием кода $L_{<n-p>}$ происходит установление опорной (базовой) величины коэффициента передачи РЭДД

$$k_0(L) = k_{\min} + \Delta k \sum_{\gamma=1}^{n-p} 2^{\gamma-1} r_{p+\gamma} \quad (3.3)$$

где k_{\min} – минимальный уровень коэффициента передачи РЭДД;
 Δk – шаг его изменения.

Кодом $V_{<p>}$ производят управления временной вариацией, заключающееся в установлении момента времени изменения коэффициента передачи РЭДД на величину шага. Момент переключения определяет длительность τ импульса, в течение которого РЭДД имеет увеличение по отношению к базовому значению уровня коэффициента передачи. Его зависимость от кода управления V_p выбирается такой, чтобы при $V_p=(1 \ 1 \dots \ 1)$ соответствовала длительность периода вариации T_V . Для получения такой зависимости осуществляют сравнение кода со специально сформированным линейно возрастающим

$$G_p^+(t) = \left(\frac{t}{T_V} \right)_2 \quad (3.4)$$

или линейно убывающим

$$G_p^-(t) = \left(1 - \frac{t}{T_V} \right)_2 \quad (3.5)$$

двоичным кодом развёртки.

В этом случае коэффициент передачи РЭДД изменяется по закону

$$k(t) = k_0(L) + \Delta k q(t) \quad (3.6)$$

где

$G(t)$ – линейно изменяющийся код $G_p^+(t)$ или $G_p^-(t)$;

$q(t)$ – логическая функция времени, определяемая соотношением между кодами $G(t)$ и V_p :

$$q(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } V_p \geq G(t) \\ 0 & \text{при } V_p < G(t) \end{cases} \quad (3.7)$$

Логическая функция управления РЭДД при времявариантном регулировании имеет вид

$$Y = \begin{cases} L & \text{при } q = 0 \\ L \oplus D & \text{при } q = 1 \end{cases} \quad (3.8)$$

где $D=(0 \ 0 \dots \ 1)$ – дополнительный код, младшим разрядом которого является единица, а старшие разряды – нули.

Максимальное количество уровней мощности выходного напряжения при многоуровневом регулировании составляет

Лекция 6. Схемы стабилизации. Регулировочные характеристики стабилизаторов

Исследование зависимости необходимого числа дискрет от характеристик стабилизатора.

Очевидно, что число дискрет регулирования зависит от диапазона входного и выходного напряжений. Для установления зависимости построим характеристику стабилизатора (рис. 1.4).

При построении необходимо учитывать, что переход от одного коэффициента трансформации к другому происходит при достижении выходным напряжением верхнего U_{\max} или нижнего U_{\min} уровня (в зависимости от того растет или уменьшается входное напряжение). Тогда для точек перехода на любом интервале будет справедливо:

$$\frac{U_{\max}}{E_{i+1}} = \frac{U_{\min}}{E_i}, \text{ то есть } E_{i+1} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} E_i$$

Отсюда:

$$E_2 = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} E_1; \quad E_3 = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} E_2; \quad \dots \quad E_{p+1} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} E_p$$

Очевидно, что E_i представляет собой геометрическую прогрессию со знаменателем $\frac{U_{\max}}{U_{\min}}$,

то есть $E_{p+1} = \left(\frac{U_{\max}}{U_{\min}}\right)^p * E_1$. По рисунку также видно, что E_1 соответствует E_{\min} , а E_{p+1}

$$E_{\max} = \left(\frac{U_{\max}}{U_{\min}}\right)^p * E_{\min}$$

соответствует E_{\max} . Тогда:

Для дальнейших расчетов удобнее принять диапазон входного и выходного напряжений симметричным и выразить в процентном отношении:

$$P = \frac{1 + \frac{\Delta E}{100}}{\log \frac{1 - \frac{\Delta E}{100}}{1 + \frac{\Delta U}{100}}}$$

где ΔE - диапазон изменения входного напряжения в процентах от номинального (220В), ΔU - диапазон изменения выходного напряжения в процентах от номинального (220В).

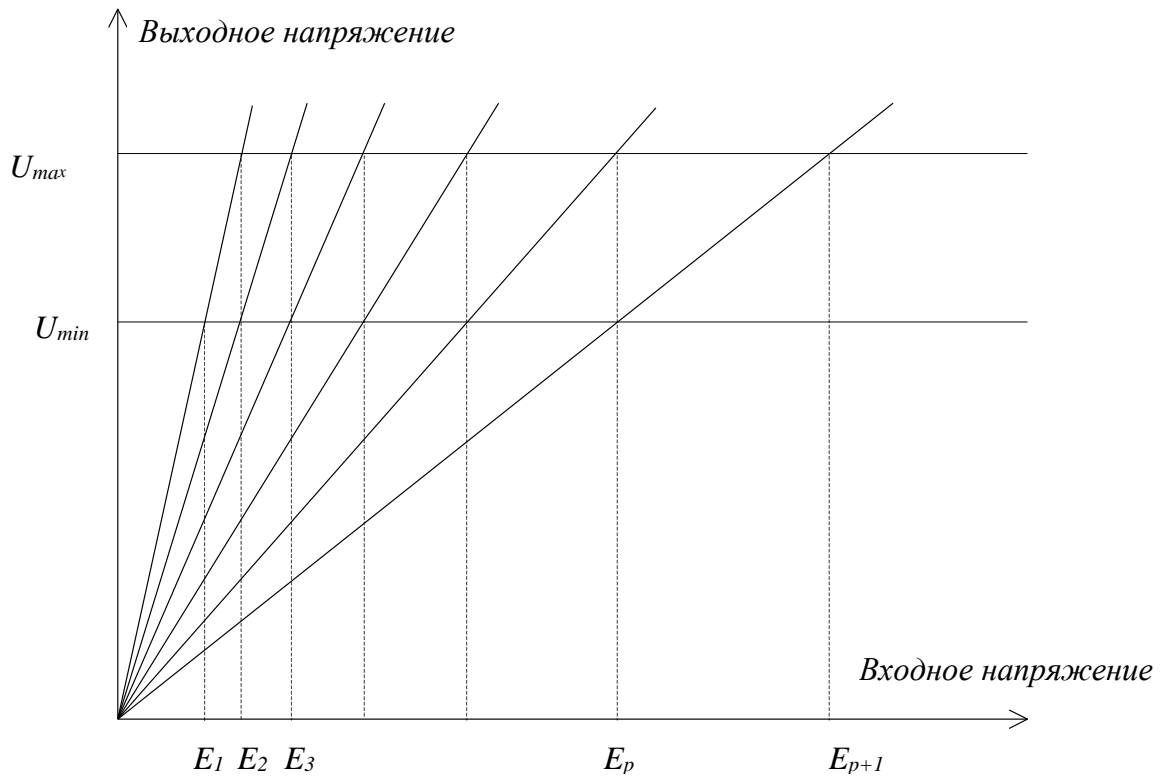


Рис. 1.4

Результаты расчетов для разных ΔE и ΔU представлены на рис.1.5. Причем при расчете полученное значение P округлялось до большего целого из условия физической реализуемости такого стабилизатора.

При выводе формулы было установлено, что входное напряжение изменяется от интервала к интервалу по закону геометрической прогрессии, а значит, при неизменных границах выходного напряжения коэффициент трансформации ДРТ также изменяется по закону геометрической прогрессии при переходе от одной дискреты регулирования к другой. Это легко реализуемо для ДРТ с регулированием по основанию 1, где обмотки регулирования работают независимо друг от друга, и не достижимо для регулирования по основанию 2, где обмотки работают совместно в различных сочетаниях. Двоичный закон управления определяет линейный закон регулирования, то есть переход от одной дискреты к другой осуществляется изменением коэффициента трансформации на определенную (постоянную) величину. Тогда характеристика регулирования будет иметь вид, изображенный на рис.1.6. Здесь рассматривается случай, когда входное напряжение изменяется от минимального до максимально допустимого.

Диапазон изменения входного напряжения, таким образом, определяет минимальный и максимальный коэффициенты трансформации ДРТ. Тогда можно определить требуемое число дискрет как:

$$P = \frac{K_{\max} - K_{\min}}{\Delta K}, \quad \text{где} \quad K_{\max} = \frac{U_{\min}}{E_{\min}}, \quad K_{\min} = \frac{U_{\max}}{E_{\max}}, \quad \text{а} \quad \Delta K - \text{дискрета изменения коэффициента трансформации ДРТ.}$$

ΔK можно определить, воспользовавшись тем, что на последнем интервале регулирования (рис.1.6)

$$K_{\min} = \frac{U_{\max}}{E_{\max}} = \frac{U_{\min}}{E_i} \quad \text{Откуда:} \quad E_i = \frac{E_{\max} * U_{\min}}{U_{\max}}$$

В то же время на предыдущем интервале регулирования

$$K_i = \frac{U_{\max}}{E_i} \quad \text{или} \quad K_i = \frac{U_{\max}^2}{E_{\max} * U_{\min}}$$

Тогда ΔK определится как:

$$\Delta K = K_i - K_{\min} = \frac{U_{\max}}{E_{\max}} * \left| \frac{U_{\max}}{U_{\min}} - 1 \right|$$

Окончательно получим:

$$P = \frac{U_{\min} * (U_{\min} * E_{\max} - E_{\min} * U_{\max})}{E_{\min} * U_{\max} * (U_{\max} - U_{\min})}$$

Результаты расчета для разных значений диапазонов входных и выходных напряжений приведены на рис.1.7. (результат округлялся до большего целого).

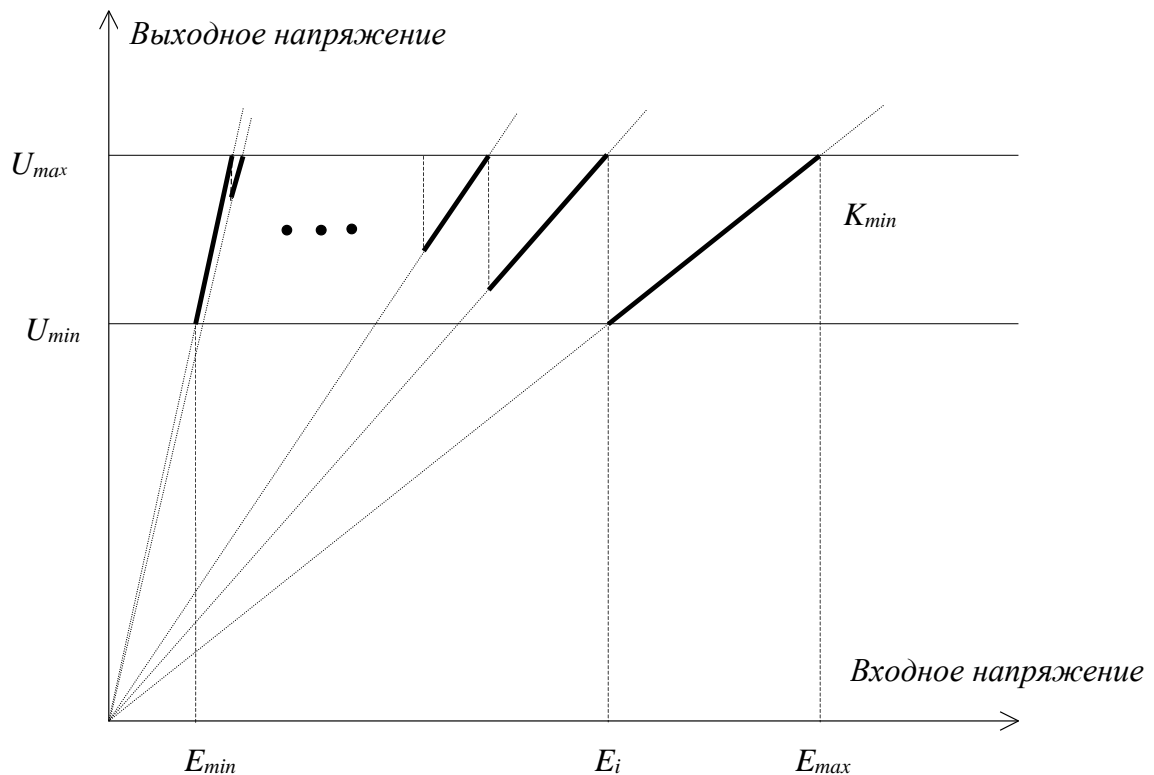


Рис. 1.6

Лекция 7. Матричные модели коммутационных исполнительных структур.

Характеристики ЦРН в основном определяются структурой дискретно регулируемого элемента (ДРЭ). По своим структурным особенностям ДРЭ представляет собой объединенные общей схемой электрических соединений (СЭС) коммутационную исполнительную структуру (КИС) и совокупность нерегулируемых элементов (СНЭ), как это показано на рис. 27. Многообразие структур дискретно регулируемых элементов, особенностей их функционирования, схем практической реализации и сложность протекающих в них процессов приводят к необходимости разработки моделей и методов их исследования.

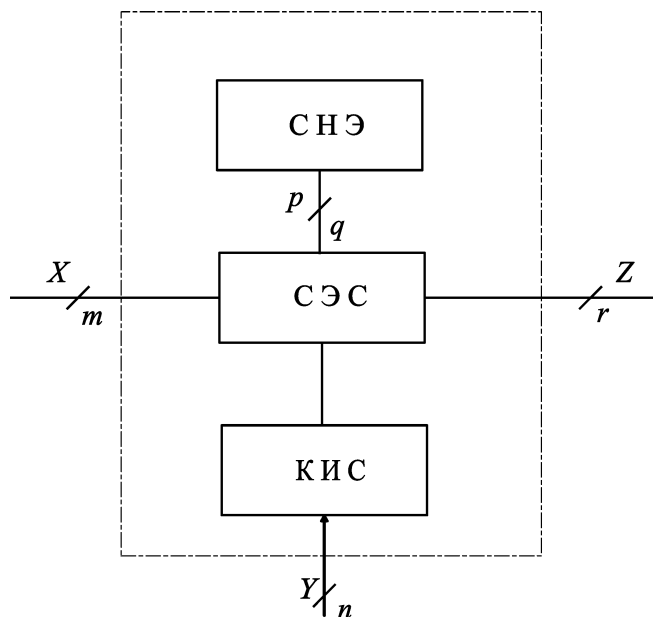


Рис. 27. Структурная схема дискретно регулируемого элемента

Принцип функционирования дискретно регулируемого элемента состоит в следующем. Под действием управляющего цифрового кода, который в дальнейшем будем обозначать как совокупность соответствующих входов Y КИС осуществляет коммутацию полюсов $P = \{p_1, p_2, \dots, p_q\}$ СНЭ, приводящую к изменению параметров ДРЭ. При этом наиболее часто он представляет собой регулируемый элемент дискретного действия (РЭДД), являющийся в простейшем случае четырехполюсником, для которого $m = r = 2$.

Для некоторых типов регуляторов в патентной и технической литературе иногда используют специальные названия [48–78]. Так дискретно регулируемые элементы, выполненные на трансформаторах, получили название трансформаторно-ключевых регулируемых элементов (ТКРЭ), а ТКРЭ, выполненные на основе одного трансформатора, названы дискретно регулируемыми трансформаторами (ДРТ).

Как показал проведенный патентный анализ, ДРТ является наиболее распространенным дискретно регулируемым элементом в регуляторах различного назначения. Применение их в системах управления позволяет решить комплекс технических задач, в частности, обеспечить широкий диапазон регулирования,

получить необходимую точность,

сформировать желаемую регулировочную характеристику,

реализовать цифровые алгоритмы управления,

обеспечить регулирование больших мощностей.

Большое многообразие схем ДРТ усложняет разработку алгоритмов и программ их исследования. В связи с этим возникает задача получения обобщенной схемы ДРТ и разработка ее модели. Такая схема приведена на рис.28.

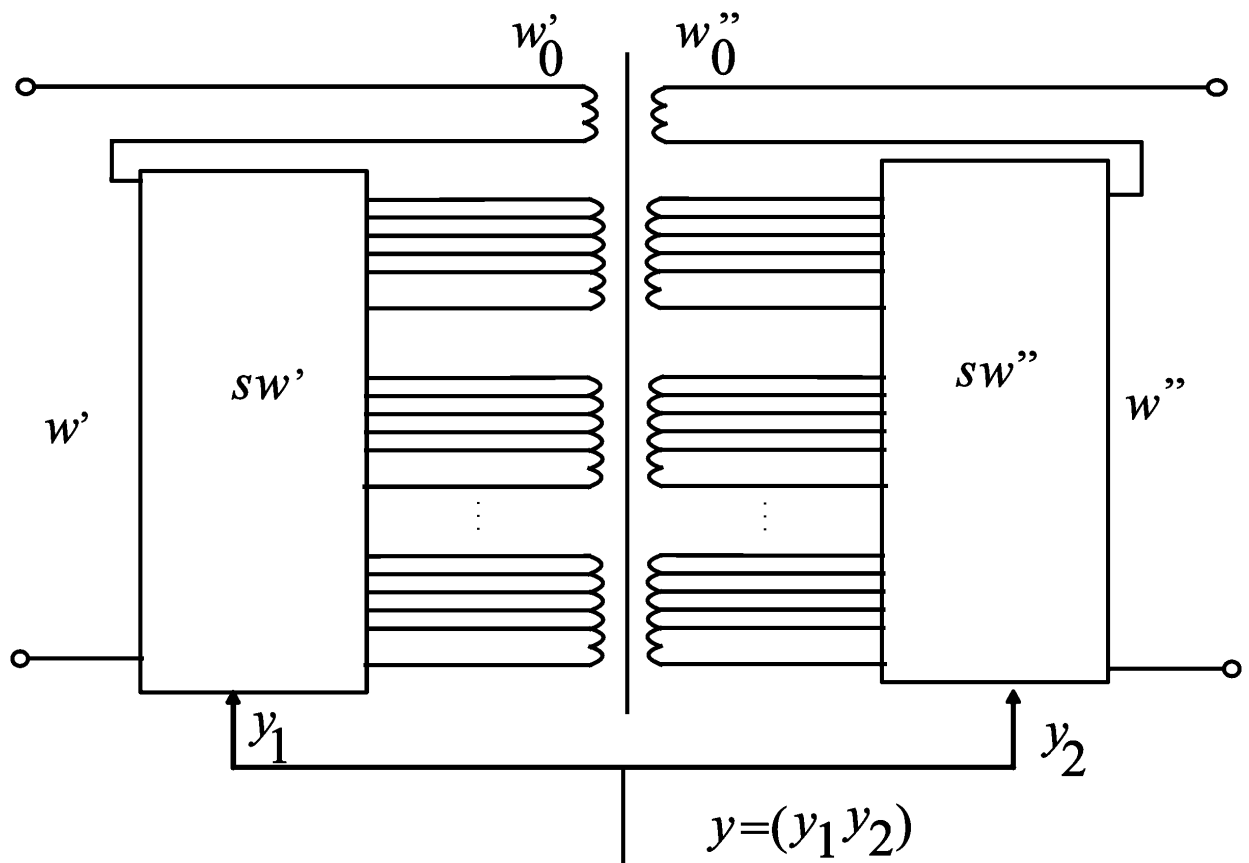


Рис. 28. Обобщенная схема ДРТ

Она содержит два коммутатора SW' и SW'' , и две секционированные обмотки: первичную обмотку, состоящую из регулируемой части w' (управляется кодом Y_1) и нерегулируемой части w_0' , и вторичную обмотку, также состоящую из регулируемой части w'' (управляется кодом Y_2) и нерегулируемой части w_0'' .

Под действием управляющего кода Y в схеме из секций входной и выходной обмоток осуществляется формирование чисел витков, обеспечивающих заданный коэффициент трансформации.

Обозначим функциональные зависимости чисел витков регулируемых частей первичной и вторичной обмоток от соответствующих им управляющих кодов соответственно $w'(Y_1)$ и $w''(Y_2)$. В этом случае для коэффициента трансформации обобщенной схемы будем иметь

$$k(Y) = \frac{w_0' + w'(Y_1)}{w_0'' + w''(Y_2)}, \quad (2.1)$$

где $Y = [Y_1 Y_2]$ – код управления ДРТ, включающий в себя два компонента Y_1 и Y_2 .

Анализ известных технических решений показал, что регулировочная обмотка ДРТ в общем случае может быть представлена в виде обобщенной секционированной структуры SW , изображенной на рис. 29.

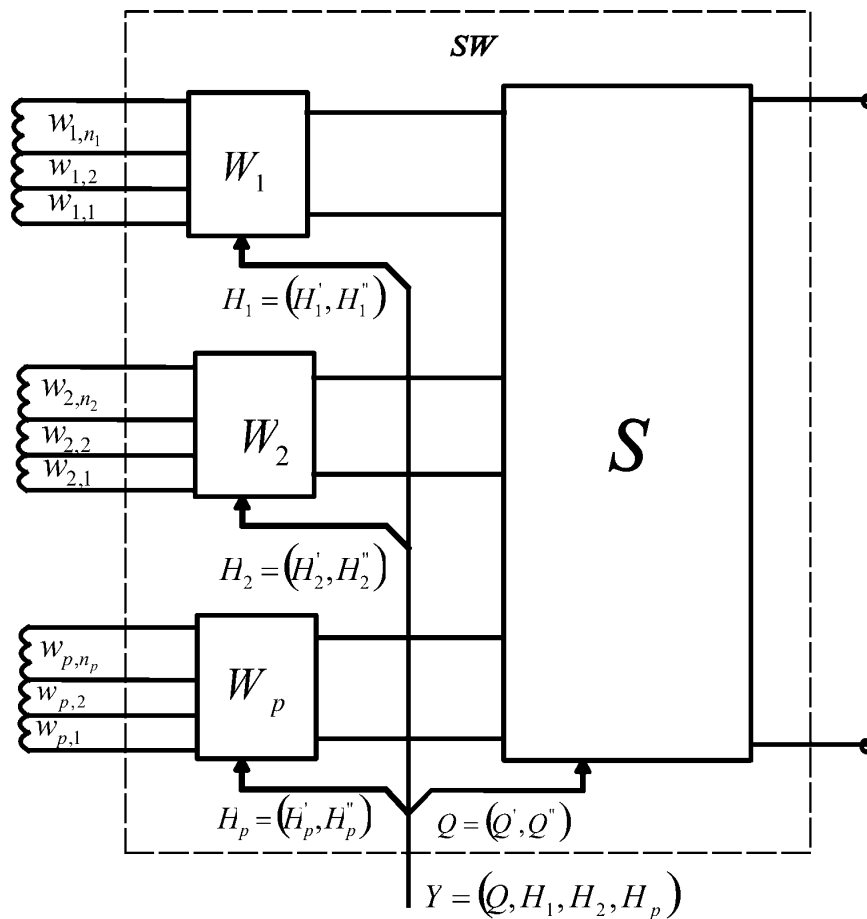


Рис. 29. Обобщенная секционированная структура

В ней использованы два уровня коммутаторов: витковые коммутаторы W_1, W_2, \dots, W_p и секционный коммутатор S . Назначением секционного коммутатора является объединение секций в одну общую схему, назначением витковых коммутаторов – выбор необходимого числа витков в каждой из секций. Коммутаторы секций выполняются в двух вариантах: нереверсивном и реверсивном. Их схемы и характеристики приведены в табл. 3.

Таблица 3

Схемы и характеристики витковых коммутаторов

Вар-ты сх.	Схема секционного коммутатора S	Основные характеристики		
		N_{Σ}	K_{Σ}	Q_{Σ}
Нереверсивный		$\prod_{i=1}^P (1 + N)_i$	$K + \sum_{i=1}^P K_i$	$Q + \sum_{i=1}^P Q_i$

		$\prod_{i=1}^P N_i$	$\sum_{i=1}^P K_i$	$Q + \sum_{i=1}^P Q_i$
Реверсивный		$\prod_{i=1}^P (1 + 2N_i)$	$K + \sum_{i=1}^P K_i$	$Q + \sum_{i=1}^P Q_i$

Схема нереверсивного коммутатора секций S использует принцип прямого включения секций регулировочной обмотки в общую цепь. Она содержит группу ключей, образующих цепной коммутатор. Число ключей, равное количеству секций, обозначим p. При этом в процессе регулирования под действием управляющего кода Q = (q1, q2, ... qp) могут быть получены всевозможные комбинации чисел витков вида

$$w = \sum_{i=1}^p b_i w_i \quad (2.2)$$

где w_i – число витков в i-й секции;

b_i – параметр, принимающий значения 0 или 1 в зависимости от того, исключена i-я секция из общей цепи (когда соответствующий ключ группы находится в положении “включено”) или включена в общую цепь (когда соответствующий ключ группы находится в положении “выключено”).

Если числа витков в секциях представить вектором и учесть, что проводящему состоянию ключей соответствует наличие на их управляющих входах сигналов логической единицы, а непроводящему состоянию – сигналов логического нуля, то число витков в обмотке регулирования можно представить в виде скалярного произведения

$$w = WR^T \quad (2.3)$$

где $R = \overline{Q}$.

В тех случаях, когда коммутаторы витков сами обладают способностью исключения из общей цепи, ключи в схеме S могут вообще отсутствовать, что нашло отражение в табл. 4. Общее количество всевозможных комбинаций включений в регулировочной обмотке для

нереверсивного коммутатора секций N'_Σ складывается из комбинаций витков двух отдельных секций $N'_{\Sigma 1}$, комбинаций витков двух последовательно соединенных секций $N'_{\Sigma 2}$, комбинаций витков трех последовательно соединенных секций $N'_{\Sigma 3}$ и т.д. до комбинаций витков всех последовательно соединенных секций $N'_{\Sigma p}$, в соответствии с чем

$$N'_{\Sigma p} = 1 + \sum_{k=1}^p N'_{\Sigma k} \quad (2.4)$$

Единица в этом выражении учитывает комбинацию такого состояния ключей, при которой все секции обмотки регулирования исключаются из общей цепи.

Обозначим через $N_1, N_2, N_3, \dots, N_p$ количество комбинаций состояний ключей в соответствующих секциях регулировочной обмотки. При этом слагаемые в предыдущем выражении будут определяться следующим образом

$$\begin{aligned} N'_{\Sigma 1} &= \sum_{i=1}^p N_i \\ N'_{\Sigma 2} &= \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^p N_i N_j \\ N'_{\Sigma 3} &= \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^p \sum_{l=1}^p N_i N_j N_l \\ &\dots \end{aligned} \quad (2.5)$$

В соответствии с приведенными формулами для общего количества всевозможных включений получим

$$N'_{\Sigma} = 1 + \sum_{i=1}^p N_i + \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^p N_i N_j + \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^p \sum_{l=1}^p N_i N_j N_l + \dots = \prod_{i=1}^p (1 + N_i) \quad (2.6)$$

В случае, когда все секции имеют одинаковое количество комбинаций состояний ключей $N_1 = N_2 = N_3 = \dots = N_p = N$ из полученной формулы следует

$$N'_{\Sigma} = (1 + N_i)^p \quad (2.7)$$

В том случае, когда все секции не имеют отводов и, следовательно, для каждой из них характерно лишь одно состояние ($N = 1$), количество комбинаций включений регулировочной обмотки составляет $N'_{\Sigma} = 2^p$.

Схема реверсивного коммутатора секций использует принцип прямого и инверсного включения их в общую цепь. Она содержит четыре группы ключей: В, Е, F и G, образующие двудольные коммутаторы $D_1(2,2), D_2(2,2), \dots, D_p(2,2)$. Прямому включению секций соответствует состояние проводимости ключей В и G и непроводящее состояние ключей Е и F. Инверсному включению соответствует противоположное состояние ключей. Исключению секций соответствует проводящее состояние ключей В и Е или ключей F и G либо одновременно всех ключей.

Количество витков в регулировочной обмотке в этом случае определяется соотношением

$$w = \sum_{i=1}^p g_i w_i \quad (2.8)$$

где g_i – параметр, принимающий значения -1, 0, 1 в зависимости от того, включена i -я схема в общую цепь в прямом направлении, исключена из нее или включена инверсно.

Как и в случае нереверсивного коммутатора, количество витков в обмотке регулирования может быть представлено в виде скалярного произведения векторов

$$w = WR^T, \quad (2.9)$$

где $R = Q' - Q''$ – матрица-строка, состоящая из компонентов $Q' = (q'_1, q'_2, \dots, q'_p)$ и $Q'' = (q''_1, q''_2, \dots, q''_p)$ управляющего кода Q, элементами которой могут быть числа 1, 0 или -1. При этом числу 1 в i-м разряде вектора R соответствует условие $\bar{q}'_i q''_i = 1$, числу 0 – условие $q'_i q''_i = 1$, а числу -1 – условие $q'_i \bar{q}''_i = 1$. Комбинации $q'_i q''_i = 0$ являются запрещенными.

Количество всевозможных комбинаций включений N''_{Σ} определяется по формуле

$$N''_{\Sigma p} = 1 + \sum_{k=1}^p N''_{\Sigma k} \quad (2.10)$$

Слагаемые в этой формуле с учетом возможности реверса для числа комбинаций включения отдельных секций, числа комбинаций включения витков двух секций, числа комбинаций включения витков трех секций и т.д. вычисляются следующим образом

$$\begin{aligned} N''_{\Sigma 1} &= 2 \sum_{i=1}^p N_i \\ N''_{\Sigma 2} &= 2 \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^p N_i N_j \\ N''_{\Sigma 3} &= 2 \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^p \sum_{l=1}^p N_i N_j N_l \\ &\dots \end{aligned} \quad (2.11)$$

Из приведенных формул после суммирования получим

$$N''_{\Sigma} = \prod_{i=1}^p (1 + 2N_i) \quad (2.12)$$

При одинаковом числе комбинаций состояний секций, равном N, получим

$$N''_{\Sigma} = 3^p \quad (2.13)$$

Общее количество ключей в регулировочной обмотке определяется выражением

$$K_{\Sigma} = \sum_{i=1}^p K_i + K \quad (2.14)$$

где K_i – количество ключей в i-м коммутаторе витков;
 K – количество ключей в коммутаторе секций.

Аналогичным образом определяется количество одновременно работающих последовательно соединенных ключей

$$Q_{\Sigma} = \sum_{i=1}^p Q_i + Q \quad (2.15)$$

где Q_i – количество таких ключей в i-м коммутаторе витков;
 Q – количество их в коммутаторе секций.

Коммутаторы витков в обмотках регулирования обычно бывают представлены четырьмя вариантами:

нереверсивными с фиксацией отвода,
 реверсивными с фиксацией отвода,
 нереверсивными без фиксации отвода,

реверсивными без фиксации отвода.

Управление такими коммутаторами осуществляется совокупностью кодов H_1, H_2, \dots, H_p . Сведения о схемах и характеристиках для коммутаторов витков (число комбинаций включения N_i , число ключей K_i и наличие возможности самоисключения секций регулирования) приведены в табл. 4.

В схеме коммутатора с фиксацией отвода один из отводов или вывод фиксирован. Изменение количества витков в секции осуществляется за счет включения одного из ключей группы А (в нереверсивном варианте схемы), М или Р (в ее реверсивном варианте). При этом в коммутаторе нереверсивного типа витки секций включаются лишь в одном направлении, в коммутаторе реверсивного типа включение витков возможно как в прямом, так и в обратном направлениях.

В схеме коммутатора без фиксации отвода изменение числа витков в секциях достигается за счет выбора всевозможных комбинаций из числа отводов и выводов по два. В нереверсивном варианте схемы этот выбор осуществляется группой ключей J и T, в реверсивном – группами H и L.

Установим зависимость числа витков в секциях от управляющего кода. Для нереверсивного коммутатора с фиксацией отвода такая зависимость может быть задана соотношением

$$w_i = \sum_{j=1}^{n_i} w_{ij} h'_{ij} \quad (2.16)$$

где

w_{ij} – число витков, подключаемое в i -й секции j -м ключом; h'_{ij} – сигнал управления этим ключом.

Лекция 8. Обобщенная модель цифрового регулятора напряжения.

Формирование топологических матриц трансформаторно-ключевых регулируемых элементов (ТКРЭ)

В общем случае для получения матричных моделей ТКРЭ может быть рекомендована следующая методика.

1. В исследуемой схеме осуществляют индексацию ветвей ЭЦ и МЦ, используя для той цели цифровые или буквенные обозначения. Принимают положительные направления этих ветвей. Определяют матрицу ветвевой электромагнитной связи WEM.

2. Переходят от исследуемой схемы ТКРЭ к ее электромагнитной цепи, на которой ключи заменяют цепочками из управляемых резисторов и указывают параметры электромагнитной связи в виде наклонных линий в местах пересечения ветвей ЭЦ и МЦ с расположенным рядом обозначением числа витков и знака направления катушки. Определяют матрицы электрических ZBE и магнитных ZBM ветвевых сопротивлений.

3. Переходят от электромагнитной цепи к топологическим моделям ее компонентов. Для этого рассматривают отдельно ЭЦ, задают в ней независимые контуры и принимают для них положительные направления обхода. Затем рассматривают МЦ. Для нее также задают независимые контуры и принимают их положительные направления обхода. По топологическим моделям ЭЦ и МЦ непосредственно определяют контурно-ветвевые матрицы ГЕЕ и ГММ.

Для несложных схем можно не прибегать к построению электромагнитной цепи и топологических моделей ЭЦ и МЦ, осуществляя определение матриц непосредственно по схеме ТКРЭ. Естественно при этом следует учитывать то обстоятельство, что ключи

являются регулируемыми элементами, и их сопротивления зависят от компонентов управляющего кода, а каждая из секций обмоток обладает активным сопротивлением. Индуктивные и взаимные сопротивления связи при использовании метода объединенных матриц учитываются автоматически посредством введения матрицы ветвевой электромагнитной связи. Потому специально в ЭЦ они не вводятся.

Сложность модели определяется количеством компонентов и топологическими особенностями ЭЦ и МЦ. Структурные особенности сформированных матриц зависят от принятой нумерации контуров и ветвей ЭЦ и МЦ. Удачная нумерация позволяет выделить в матрицах определенные блоки, имеющие конкретный физический смысл. При этом появляется возможность получения универсальных блочных матриц, независимых от размерности исследуемых цепей.

Рассмотрим процесс создания топологических моделей ТКРЭ на примере ряда схем, нашедших практическое применение в цифровых регуляторах. Для двухтрансформаторного ТКРЭ описанного в главе 1 выполним индексацию, воспользовавшись для ветвей ЭЦ буквами латинского алфавита, а для ветвей МЦ – арабскими цифрами. После определения положительных направлений ветвей ЭЦ и МЦ схема ТКРЭ приобретет вид, изображенный на рис.3.2.

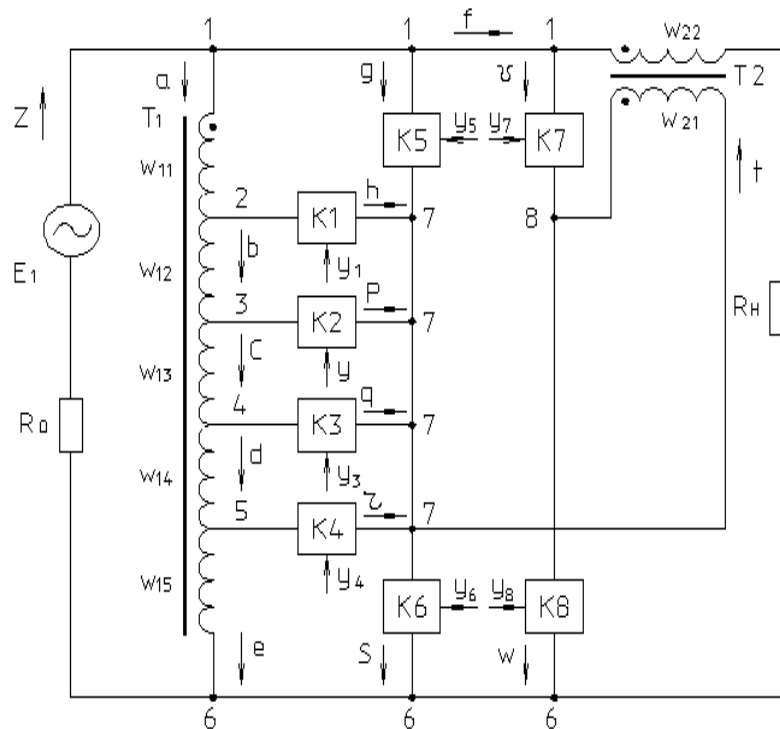


Рис.3.2. Схема ТКРЭ с индексированными ветвями

Для удобства при определении элементов матриц большой размерности в этом примере и в дальнейшем будем использовать табличный способ их задания. Каждый элемент матрицы будем определять с помощью принятой системы индексации, как соответствующий элемент таблицы. В рассматриваемом примере матрицу ветвевой электромагнитной связи зададим таблицей 3.1.

Соответствующая этой схеме электромагнитная цепь изображена на рис.3.3. На рис. 3.4 изображены топологические модели ЭЦ и МЦ.

Таблица 3.1

Матрица	Обмотки		Ветви ЭЦ
	1	2	

WEM=	w11	0	1
	w12	0	2
	w13	0	3
	w14	0	4
	w15	0	5
	0	w21	6
	0	0	7
	0	0	8
	0	0	9
	0	0	10
	0	0	11
	0	0	12
	0	w22	13
	0	0	14
	0	0	15
	0	0	16

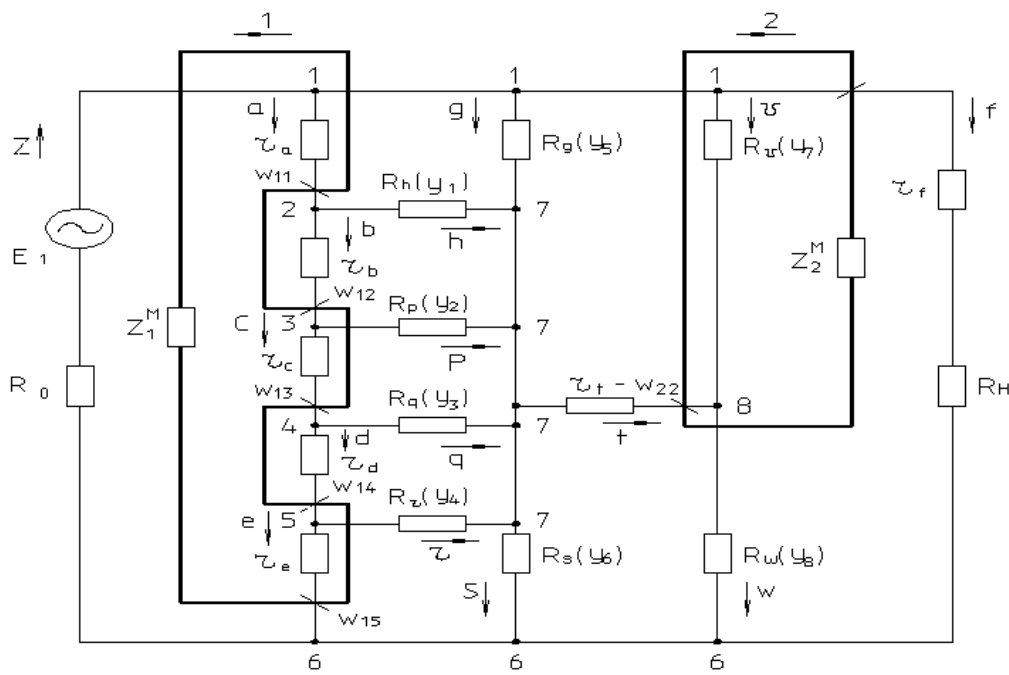


Рис.3.3. Электромагнитная цепь ТКРЭ

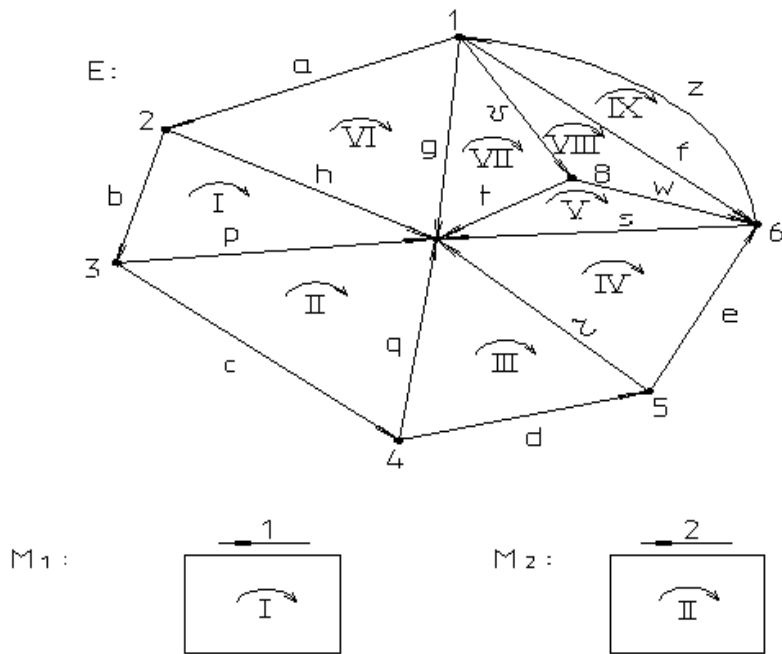


Рис.3.4. Топологические модели электрической (а) и магнитной (б) цепей

В соответствии с принятыми направлениями обхода контуров с помощью таблиц 3.2 и 3.3 определим контурно-ветвевые матрицы ЭЦ и МЦ

Таблица 3.2

Матрица	Ветви																Контур	
	a	b	c	d	e	f	g	h	p	q	r	s	t	v	w	z	Номер	Обозначение.
ГЭЭ	0	-1	0	0	0	0	0	+1	-1	0	0	0	0	0	0	0	1	I
	0	0	-1	0	0	0	0	0	+1	-1	0	0	0	0	0	0	2	II
	0	0	0	-1	0	0	+1	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	3	III
	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	+1	+1	0	0	0	0	4	IV
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	+1	-1	0	+1	0	5	V
	-1	0	0	0	0	0	+1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	6	VI
	0	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	+1	+1	0	0	7	VII
	0	0	0	0	0	+1	0	0	0	0	0	0	0	-1	-1	0	8	VIII
	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-1	9	IX