

# ЗАМКНУТЫЕ СИСТЕМЫ ПРЕОБРА- ЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

КИЕВ  
«ТЭХНИКА»  
1989

БРАТИСЛАВА  
«АЛЬФА»  
1989





# REGULAČNÉ MENIČOVÉ POHONY

BRATISLAVA  
«ALFA»  
1989

KIEV  
«TECHNIKA»  
1989

# **ЗАМКНУТЫЕ СИСТЕМЫ ПРЕОБРА- ЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ**

Под ред. д-ра техн. наук  
В. Я. Жуйкова

КИЕВ  
«ТЭХНИКА»  
1989

БРАТИСЛАВА  
«АЛЬФА»  
1989

ББК 31.264.5  
3-26  
УДК 621.314.6

Под ред. д-ра техн. наук В. Я. Жуйкова  
Авторы: В. Я. Жуйков, И. Е. Коротеев, В. М. Рябенский,  
Г. В. Павлов, В. Рачек, А. Вегг, Н. Липтак  
Рецензент канд. техн. наук В. Ф. Басовский

Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике  
и связи

Зав. редакцией З. В. Божко

**Замкнутые системы преобразования электри-**  
3-26 **ческой энергии / В. Я. Жуйков, И. Е. Коро-**  
**теев, В. М. Рябенский и др.; Под ред. В. Я. Жуй-**  
**кова. — К. : Техника ; Братислава: Альфа,**  
**1989. — 320с.**  
**ISBN 5-335-00201-8**

Рассмотрен расчет процессов в преобразователях и современные технические решения, направленные на повышение качества преобразуемой электроэнергии на основе построения замкнутых систем. Даны схемы устройств управления полупроводниковыми преобразователями на базе аналоговой и цифровой техники, обеспечивающие устойчивость работы и высокую стабильность параметров выходного напряжения.

Совместное издание издательств «Техника» (Киев) и «Альфа» (Братислава).

Рассчитана на инженерно-технических работников, занятых в области проектирования, разработки и эксплуатации устройств преобразовательной техники, может быть полезна студентам вузов.

З 2202070500-159 35.89 ББК 31.264.5  
М202(04)-89  
ISBN 5-335-00201-8

© Издательство «Техника», 1989

© Издательство «Альфа», 1989

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время развитие силовой полупроводниковой преобразовательной техники достигло такой стадии, когда многие технические и научные вопросы должны решаться при комплексном расчете и проектировании как отдельных устройств, так и всей системы преобразования электроэнергии. Особенно актуален такой подход при создании высококачественных систем преобразования, уменьшающих как прямое отрицательное влияние изменения параметров сетевого напряжения на качество выходного напряжения, так и обратное отрицательное влияние преобразователя на параметры сетевого напряжения. В энергосистемах колебания параметров сетевого напряжения (амплитуды, частоты, несимметрии фаз) достигают значительно ощутимых величин и в выходном напряжении, кроме сигналов обычных помех и высокочастотных гармоник, присутствуют низкочастотные помехи и неканонические гармоники. Это отрицательно сказывается на качестве выходного напряжения и приводит к аномальным режимам работы потребителей электроэнергии. При этом достижение высокого качества электроэнергии усложнено еще и потому, что обычные замкнутые системы преобразования из-за своей низкочастотной полосы пропускания не обеспечивают необходимого уровня подавления сигналов такого вида.

Построение высококачественных замкнутых систем преобразования электрической энергии можно осуществить на основе решения комплекса вопросов,

к основным из которых относятся: расчет электромагнитных процессов в разомкнутых и замкнутых системах преобразования; оценка влияния работы преобразователей на параметры сетевого напряжения; оценка влияния параметров сетевого напряжения на качество выходного напряжения; построение силовых преобразователей с уменьшенным отрицательным влиянием на параметры сетевого и выходного напряжений; построение систем управления, обеспечивающих подавление сигналов помех различного вида или построение инвариантных систем; построение устойчивых замкнутых систем.

Опыт работы кафедр промышленной электроники Киевского политехнического института и электрооборудования судов Николаевского кораблестроительного института (СССР) и кафедры электрических машин и аппаратов Словацкой Высшей технической школы (ЧССР) позволяет осветить перечисленные вопросы и представить результаты расчета разомкнутых и замкнутых преобразовательных устройств и построения инвариантных к низкочастотным помехам систем с преобразователями.

Авторы выражают благодарность рецензенту, канд. техн. наук Басовскому В. Ф., сделавшему много полезных предложений по улучшению книги.

Отзывы и пожелания просим направлять по адресу: 252601 Киев, 1, ул. Крещатик, 5. Издательство «Техника».

## ГЛАВА 1

### ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМАХ С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

#### 1.1. Метод припасовывания

Полупроводниковые преобразователи представляют собой устройства дискретного действия, имеющие определенный период работы  $T$ . Внутри этого периода можно выделить конечное число интервалов, для которых характерны конкретные состояния полупроводниковых ключей и на которых преобразователь представляет устройство непрерывного действия. Эта физическая особенность работы преобразователей позволяет успешно применять для расчета протекающих в них переходных и установившихся процессов метод припасовывания. Метод припасовывания заключается в последовательном расчете процессов на отдельных интервалах и стыковке конечных и начальных значений независимых переменных (токов и напряжений) при переходе от одного интервала к другому. Порядок расчета процессов, основанный на методе припасовывания, сводится к следующему.

После выбора моделей активных и пассивных компонентов схемы составляются уравнения, соответствующие начальному или первому интервалу работы преобразователя, и задаются начальные условия. Проводится решение полученных уравнений относительно независимых переменных и определяются токи и напряжения всех тех ветвей, которые содержат нелинейные элементы и полупроводниковые ключи. Если ток или напряжение хотя бы одной ветви достигает точки перехода на другой интервал работы, то для момента времени, соответствующего этой точке, определяются значения всех независимых

переменных и значения тех переменных, которые могут войти в состав независимых переменных на следующем интервале. Обычно это потокосцепления в индуктивностях и заряды в конденсаторах. Затем формируются уравнения, соответствующие новому интервалу работы, в которые в качестве начальных условий входят значения независимых переменных, определенных в момент окончания предыдущего интервала. При реализации метода припасовывания на этапе составления уравнений эквивалентной схемы преобразователя наиболее рациональным является метод переменных состояния, который основан на использовании математической модели, представляемой в виде нормальной системы дифференциальных уравнений. Линейные системы  $i$ -го интервала работы преобразователя представляются двумя матричными уравнениями переменных состояния

$$\begin{cases} \frac{dX_i(t)}{dt} = A_i X_i(t) + B_i f_i(t); \\ Y_i(t) = C_i X_i(t) + D_i f_i(t), \end{cases}$$

где  $A_i$ ,  $B_i$ ,  $C_i$ ,  $D_i$  — матрицы постоянных коэффициентов  $i$ -го интервала работы;  $X_i$  — независимые переменные  $i$ -го интервала;  $Y_i$  — зависимые переменные, потокосцепления индуктивностей, заряды конденсаторов, токи и напряжения ветвей, содержащих активные ключи и другие нелинейные элементы;  $f_i(t)$  — воздействующие функции. Второе уравнение системы является линейным алгебраическим уравнением, поэтому основная сложность заключается в решении первого уравнения. Решение этого уравнения можно записать, воспользовавшись формулой Коши:

$$X_i(t) = X_i(t_i) X_{0i} + \int_{t_{i-1}}^t X(t-\tau) B_i f_i \tau d\tau,$$



где  $X_{0i}$  — вектор начальных условий  $i$ -го интервала,  $X_i(t) = e^{A_i(t-t_{i-1})}$  — переходная или фундаментальная матрица системы, являющаяся решением однородного матричного уравнения  $(dX_i(t)/dt) = A_i X_i(t)$ .

После определения  $X_i(t)$ , решается второе матричное уравнение относительно  $Y_i(t)$ . Для всех переменных из множества  $X_i(t)$  и  $Y_i(t)$ , которые соответствуют ветвям, содержащим нелинейные элементы, проводится проверка на достижение точки переключения или перехода на новый интервал.

Если некоторая переменная из  $X_i(t)$  и  $Y_i(t)$  достигает точки переключения в момент  $t_i$ , то

$$\begin{cases} X_i(t_i) = X_i(t_i) X_{0i} + \int_{t_{i-1}}^{t_i} X_i(t - \tau) B_i f_i(\tau) d\tau; \\ Y_i(t_i) = C_i X_i(t_i) + D_i f_i(t_i). \end{cases}$$

После переключения формируется новая эквивалентная схема и составляется новая система уравнений  $(i + 1)$ -го интервала

$$\begin{cases} X_{i+1}(t) = X_{i+1}(t) X_{0(i+1)} + \\ + \int_{t_i}^t X_{i+1}(t - \tau) B_{i+1} f_{i+1}(\tau) d\tau; \\ Y_{i+1}(t) = C_{i+1} X_{i+1}(t) + D_{i+1} f_{i+1}(t), \end{cases}$$

причем размерности векторов  $X_i$  и  $X_{i+1}$ ,  $Y_i$  и  $Y_{i+1}$  могут не совпадать. Вектор начальных условий  $(i + 1)$ -го интервала  $X_{0(i+1)}$  определяется на основании значений  $X_i(t_i)$  и  $Y_i(t_i)$  и тех переменных из множества  $X_i(t)$  и  $Y_i(t)$ , которые вошли в новый вектор переменных  $X_{i+1}(t)$ . Так как в схеме существует периодический процесс, причем на периоде  $T$  уклады-

вается  $N$  интервалов работы схемы  $i = 1, 2, \dots, N$ , то для такого режима работы справедливо равенство  $X_1(0) = X_N(t_N)$  и при расчетах можно полагать, что если точность  $\varepsilon \leq |X_1(0) - X_N(t_N)|$ , то расчет доведен до выхода системы на установившийся периодический режим работы.

Основная трудность при расчете приходится на определение переходной матрицы системы  $e^{A_i(t-t_{i-1})}$ . Независимо от того, какими методами определяется матричная экспонента  $e^{At}$ , основные этапы — решение на интервалах и стыковка интервальных решений сохраняются.

Проведем оценку числа  $r_i$  дифференциальных уравнений, которые необходимо составить при расчете процессов в произвольном преобразователе.

Допустим, что произвольный полупроводниковый преобразователь имеет  $n$  полупроводниковых приборов, где  $n$  — натуральное число и  $i$  — интервалы работы, причем теоретически возможное число интервалов  $j = 2^n$ , а действительное (физически возможное) число интервалов  $i \leq j = 2^n$ .

Пусть преобразователь имеет произвольное число элементов  $K^0$ , где  $K^0$  — натуральное число. Эти элементы, включенные в схему преобразователя, образуют контуры числом  $U^0$  и узлы числом  $V^0$ . Так как наименьший контур должен содержать по крайней мере 2 элемента, хотя отдельные элементы могут быть составной частью большего числа контуров, то наибольшее число независимых контуров  $U^0 \leq K^0 - 1$ . Узел образуется при соединении по крайней мере 3 элементов, хотя один и тот же элемент может быть составной частью двух узлов, поэтому число узлов  $V^0 \leq \frac{2}{3} K^0$ . Так как на отдельных интервалах работы преобразователя число работающих элементов не превышает  $K$ , то на этих интервалах

число контуров  $U_i^0 \leq U^0 \leq K^0 - 1$  и узлов  $V_i^0 \leq V^0 \leq \frac{2}{3}K^0$ . Отсюда следует, что для произвольного полупроводникового преобразователя, содержащего конечное число элементов  $K^0$  и полупроводниковых приборов  $n$ , каждый рабочий интервал описывается конечным числом дифференциальных уравнений  $r_i = U_i^0 + V_i^0 - 1 \leq U^0 + V^0 - 1 < (K^0 - 1) + \frac{2}{3}K^0 - 1$ , решение и стыковка которых на границах интервалов составляют содержание метода припасовывания.

Методику и основные этапы расчета установившихся процессов в разомкнутых системах на основе метода припасовывания рассмотрим на одном из широко применяемых на практике полупроводниковом преобразователе — однофазном мостовом выпрямителе, работающем на двигатель постоянного тока. Методика расчета содержит следующие этапы.

1. Для анализируемой схемы строят полную эквивалентную схему, в которой обозначаются все направления токов и напряжений (рис. 1.1). На эквивалентной схеме изображены сопротивления  $R_1, R_2$ , индуктивности рассеяния  $L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$  обмоток  $\omega 1$  и  $\omega 2$  трансформатора и индуктируемые в этих обмотках напряжения  $u_1$  и  $u_2$ . Сглаживающий дроссель представлен индуктивностью  $L_{др}$  и сопротивлением  $R_{др}$ , схема замещения двигателя — сопротивлением  $R_m$ , индуктивностью  $L_m$  и индуктируемым напряжением  $E_m$ . Токи вентилях моста  $i_1, i_2$  протекают при прямом включении диодов, а напряжения  $u_{VD1}, u_{VD2}$  действуют при их обратном включении.

2. Принимают следующие упрощения: а) вентили считают идеальными элементами, которые имеют нулевое сопротивление в прямом направлении и бесконечное сопротивление в обратном; б) действием

коммутационных перенапряжений пренебрегают; в) индуктируемое напряжение двигателя в диапазоне пульсаций выпрямленного тока считают постоянным; г) все индуктивности считают линейными; д) пренебрегают током намагничивания трансформатора и активными (омическими) сопротивлениями обмоток трансформатора и дросселя. Эти упрощения обосновываются для каждого конкретного случая. При исполь-

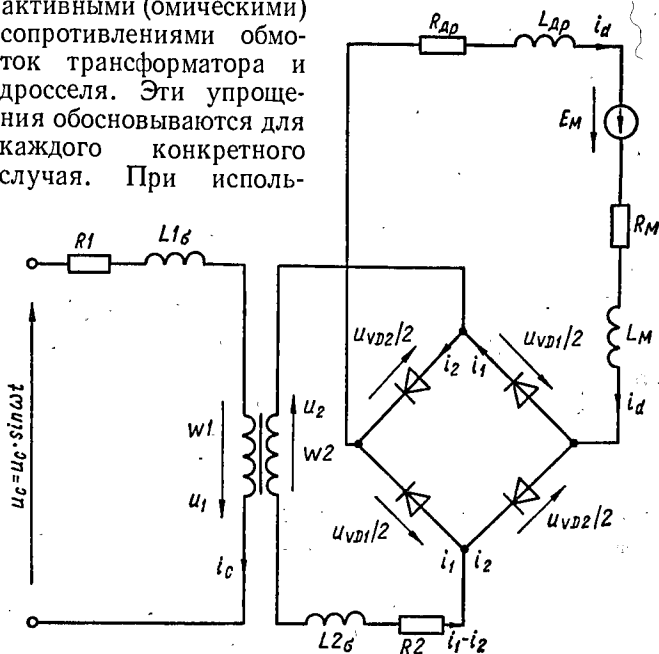


Рис. 1.1

зовании приведенных упрощающих предположений индуктивности сглаживающего дросселя  $L_{др}$  и двигателя  $L_M$  объединяют в общую  $L_n = L_{др} + L_M$ .

3. Для отдельных узлов и контуров схемы записывают уравнения в дифференциальной или оператор-

ной форме в соответствии с первым и вторым законами Кирхгофа.

Упрощенная схема описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$U_c \sin \omega t - L_{1\sigma} \frac{di_c}{dt} - u_1 = 0; \quad (1.1)$$

$$u_2 + u_{VD1} - E_M - L_n \frac{di_d}{dt} - L_{2\sigma} \frac{d(i_1 - i_2)}{dt} = 0; \quad (1.2)$$

$$u_2 - u_{VD2} + E_M + L_n \frac{di_d}{dt} - L_{2\sigma} \frac{d(i_1 - i_2)}{dt} = 0; \quad (1.3)$$

$$i_1 + i_2 - i_d = 0; \quad (1.4)$$

$$(i_1 - i_2) \omega_2 = i_c \omega_1. \quad (1.5)$$

Таким образом, полученная система дифференциальных уравнений описывает временные процессы токов и напряжений в схеме.

4. Если необходимо, то проводят упорядочивание системы дифференциальных уравнений и переходят к упрощенной эквивалентной схеме. Преобразуя уравнения (1.1) — (1.5), получаем систему двух уравнений

$$\begin{cases} U \sin \vartheta - E_M + u_{VD1} = \omega(L + L_\sigma) \frac{di_1}{d\vartheta} + \omega L \frac{di_2}{d\vartheta}; \end{cases} \quad (1.6)$$

$$\begin{cases} -U \sin \vartheta - E_M + u_{VD2} = \omega L \frac{di_1}{d\vartheta} + \omega(L + L_\sigma) \frac{di_2}{d\vartheta}, \end{cases} \quad (1.7)$$

где  $\vartheta = \omega t$ ;  $(U_c/n) = U$  — максимальная величина приведенного напряжения питающей сети;  $n = \omega_1/\omega_2$  — коэффициент трансформации;  $L_n = \left( L_{2\sigma} - \frac{L_{1\sigma}}{n^2} \right) = L$  — приведенная индуктивность сглаживания; из выражения  $L_n + L_{2\sigma} + \frac{L_{1\sigma}}{n^2} = L + L_\sigma$  получаем  $2 \left( L_{2\sigma} + \frac{L_{2\sigma}}{n^2} \right) = L_\sigma$  — выражение для приведенной индуктивности

рассеяния. Если эквивалентная схема содержит идеальный трансформатор без индуктивностей рассеяния с коэффициентом трансформации, равным 1, то уравнение (1.5) будет иметь вид  $i_1 - i_2 = i_c$ . Приведенные индуктивности рассеяния  $L_\sigma$  включены в каждую ветвь вторичной обмотки. При переходе от полной эквивалентной схемы к упрощенной мостовая схема преобразуется в двухфазную.

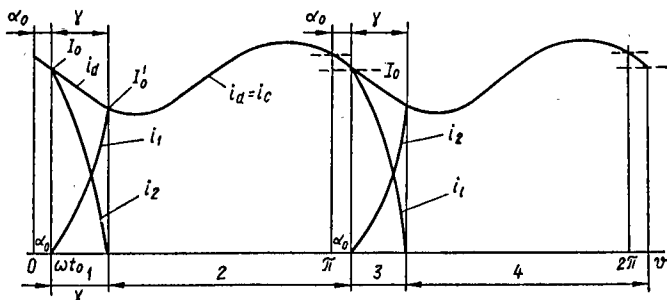


Рис. 1.2

5. В уравнениях (1.4) — (1.7), как и во всех до сих пор приведенных выкладках, не принималась во внимание нелинейность вентилях. Поэтому дальнейший шаг — введение нелинейностей вентилях. Если представить вентиль идеальным ключом, то для вентиля, который проводит, напряжение на нем равно нулю ( $u_{VD} = 0$ ); для вентиля, который закрыт, ток через него равен нулю ( $i_{VD} = 0$ ). Период содержит четыре интервала (рис. 1.2). *Интервал 1*: коммутация с вентиля  $VD2$  на вентиль  $VD1$ . Перед началом коммутации ток проводил только вентиль  $VD2$ . Вентиль  $VD1$  был закрыт положительным напряжением на его катоде. Коммутация начинается в момент времени  $t_0$ , который соответствует электрическому углу  $\alpha_0$ , когда напряжение на вентиле  $VD1$  достиг-



нет нулевой величины. Оба вентиля находятся в проводящем состоянии и напряжения на них равны нулю. Время коммутации соответствует электрическому углу  $\gamma$ . *Интервал 2*: самостоятельная работа вентиля  $VD1$  наступает после окончания коммутации в момент времени, соответствующий углу  $\alpha_0 + \gamma$ , когда ток вентиля  $VD2$  достигнет нулевой величины и вентиль  $VD2$  закроется в результате повышения на его катоде положительного напряжения  $u_{VD2}$ . Напряжение на вентиле  $VD1$  равно нулю и равен нулю ток вентиля 2. *Интервал 3*: коммутация с вентиля  $VD1$  на  $VD2$  проходит так же, как коммутация с вентиля  $VD2$  на  $VD1$  (интервал 1). Причем вентили выполняют противоположные функции, а процесс коммутации сдвинут по отношению к первому интервалу на временной отрезок, равный  $1/2$  периода работы. *Интервал 4*: самостоятельная работа вентиля  $VD2$  проходит так же, как самостоятельная работа вентиля  $VD1$  на втором интервале, но со сдвигом на  $1/2$  периода.

6. После составления дифференциальных уравнений отдельных интервалов их решают, в результате определяют выражения для временных характеристик токов и напряжений в цепях преобразователя.

Так как в данном расчете временные процессы напряжений и токов на интервалах 3 и 4 повторяют процессы на интервалах 1 и 2, достаточно привести решение дифференциальных уравнений для двух интервалов, например 1 и 2.

Рассмотрим первый интервал  $\alpha_0 \leq \vartheta \leq \alpha_0 + \gamma$ , на котором происходит коммутация с вентиля  $VD2$  на вентиль  $VD1$ . На этом интервале оба вентиля проводят ток и, следовательно,

$$u_{VD1} = u_{VD2} = 0. \quad (1.8)$$

Эквивалентная схема, соответствующая этому интервалу, совпадает со схемой рис. 1.1 с учетом, что  $u_{VD1} = u_{VD2} = 0$ .

Рассчитаем выпрямленный ток, ток первичной обмотки и токи вентилей. Подставив формулу (1.8) в выражения (1.6), (1.7), получим

$$U \sin \vartheta - E_M = \omega(L + L_\sigma) \frac{di_1}{d\vartheta} + \omega L \frac{di_2}{d\vartheta}; \quad (1.9)$$

$$-U \sin \vartheta - E_M = \omega L \frac{di_1}{d\vartheta} + \omega(L + L_\sigma) \frac{di_2}{d\vartheta}, \quad (1.10)$$

после сложения которых

$$-2E_M = \omega(2L + L_\sigma) \left( \frac{di_1}{d\vartheta} + \frac{di_2}{d\vartheta} \right), \quad (1.11)$$

и, учитывая выражение (1.4), находим

$$-E_M = \omega \left( L + \frac{L_\sigma}{2} \right) \frac{di_d}{d\vartheta}. \quad (1.12)$$

Решение дифференциального уравнения (1.12) с учетом начального условия  $i_d = I_0$  при  $\vartheta = \alpha_0$  находим, интегрируя его:

$$\int_{I_0}^{i_d} di_d = - \frac{E_M}{\omega \left( L + \frac{L_\sigma}{2} \right)} \int_{\alpha_0}^{\vartheta} d\vartheta,$$

откуда для выпрямленного тока

$$i_d = I_0 - \frac{E_M(\vartheta - \alpha_0)}{\omega \left( L + \frac{L_\sigma}{2} \right)}. \quad (1.13)$$

Вычитая выражение (1.10) из выражения (1.9), получаем

$$2U \sin \vartheta = \omega L_\sigma \left( \frac{di_1}{d\vartheta} - \frac{di_2}{d\vartheta} \right).$$

Учитывая равенство (1.5) при  $(\omega_2/\omega_1) = 1$ , находим

$$2U \sin \vartheta = \omega L_{\sigma} \frac{di_c}{dt}.$$

Решение этого уравнения при начальном условии  $i_1 = 0$  в начале коммутации  $\vartheta = \alpha_0$ ,  $i_1 = 0$ , а также с учетом формул (1.4), (1.5) и равенств  $i_2 = i_d = I_0$ ,

$$i_0 = -i_2 = -I_0 \quad (1.14)$$

определяется из выражения

$$\int_{-I_0}^{i_c} di_c = \frac{2U}{\omega L_{\sigma}} \int_{\alpha_0}^{\vartheta_0} \sin \vartheta d\vartheta,$$

откуда ток первичной обмотки

$$i_c = -I_0 + \frac{2U}{\omega L_{\sigma}} (\cos \alpha_0 - \cos \vartheta). \quad (1.15)$$

Для токов вентилей из выражения (1.4) следует  $i_1 + i_2 = i_d$ , а из равенства  $i_1 - i_2 = i_c$  следует

$$i_1 = (i_d + i_c)/2; \quad (1.16)$$

$$i_2 = (i_d - i_c)/2. \quad (1.17)$$

Подставляя значения  $i_d$  и  $i_c$  из выражений (1.13) и (1.15) в формулу (1.16), получаем

$$i_1 = \frac{U}{\omega L_0} (\cos \alpha_0 - \cos \vartheta) - \frac{E_M (\vartheta - \alpha_0)}{2\omega (L + L_{\sigma}/2)}. \quad (1.18)$$

Точно так же подстановкой в выражение (1.17) находим

$$i_2 = I_0 - \frac{U}{\omega L_{\sigma}} (\cos \alpha_0 - \cos \vartheta) - \frac{E_M (\vartheta - \alpha_0)}{2\omega (L + L_{\sigma}/2)}. \quad (1.19)$$

Затем выясняются условия окончания интервала, т. е. условия изменения проводимости одного из

вентилей. Окончание коммутации наступает в момент времени  $\vartheta = \alpha_0 + \gamma$ , когда ток  $i_2$  вентиля  $VD2$  равен нулю ( $i_2 = 0$ ). В этот момент выполняется равенство  $i_c = i_d = i_1 = I'_0$ , где  $I'_0$  — мгновенная величина тока в конце интервала коммутации. Определим значение  $I'_0$  из выражения (1.14) с учетом формул (1.18), (1.19):

$$I'_0 = I_0 - \frac{\gamma E_M}{\omega(L + L_\sigma/2)}. \quad (1.20)$$

Точно так же его можно найти из выражения (1.14), когда в конце интервала коммутации  $i_2 = 0$  и, следовательно,  $i_c = i_d = i_1$ . Тогда

$$I'_0 = -I_0 + \frac{2U}{\omega L_\sigma} (\cos \alpha_0 - \cos(\alpha_0 + \gamma)). \quad (1.21)$$

Уравнения (1.20) и (1.21) можно использовать для нахождения мгновенной величины тока  $I_0$  в начале интервала коммутации.

Из условий, соответствующих окончанию интервала коммутации, вычисляются его продолжительность и мгновенные величины токов в конце интервала. Эти величины являются начальными значениями для следующего интервала. Аналогичным способом определяются временные характеристики токов и напряжений на всех последующих интервалах.

Рассмотрим следующий интервал, на котором вентиль  $VD1$  работает самостоятельно;  $\alpha_0 + \gamma \leq \vartheta \leq \alpha_0 + \pi$ . Так как ток проводит только вентиль  $VD1$ , то

$$u_{VD1} = 0; \quad (1.22)$$

$$i_2 = 0. \quad (1.23)$$

Подстановкой выражений (1.22) и (1.23) в формулы (1.6) и (1.7) находим выражения для дифференци-

альных уравнений интервала

$$U \sin \vartheta - E_M = \omega (L + L_\sigma) \frac{di_1}{d\vartheta}; \quad (1.24)$$

$$-U \sin \vartheta - E_M + u_{VD2} = \omega L \frac{di_1}{d\vartheta}. \quad (1.25)$$

При решении выражения (1.24) учитывается начальное значение тока, определяемое из того условия, что в конце интервала самостоятельной работы вентиля  $VD1$  при  $\vartheta = \alpha_0 + \pi$  мгновенная величина выпрямленного тока равна значению тока в начале коммутации  $i_1 = I_0$ . Интегрируя (1.24)

$$\int_{I_0}^{i_1} di_1 = \frac{U}{\omega (L + L_\sigma)} \int_{\vartheta}^{\alpha_0 + \pi} \sin \vartheta d\vartheta - \frac{E_M}{\omega (L + L_\sigma)} \int_{\vartheta}^{\alpha_0 + \pi} d\vartheta,$$

находим

$$i_1 = I_0 + \frac{E_M (\alpha_0 + \pi - \vartheta)}{\omega (L + L_\sigma)} - \frac{U}{\omega (L + L_\sigma)} (\cos \vartheta + \cos \alpha_0). \quad (1.26)$$

Так как для этого интервала  $i_1 = i_d = i_c$ , то уравнение (1.26) является одновременно уравнением для выпрямленного тока и для тока первичной обмотки. Из выражения (1.26) подстановкой  $i_1 = I_0'$  для  $\vartheta = \alpha_0 + \gamma$  найдем выражение для тока в конце интервала коммутации

$$I_0' = I_0 + \frac{E_M (\pi - \gamma)}{\omega (L + L_\sigma)} - \frac{U}{\omega (L + L_\sigma)} [\cos (\alpha_0 + \gamma) + \cos \alpha_0].$$

Это выражение совместно с уравнением (1.20) позволяет найти угол коммутации.

Обратное напряжение на закрытом вентиле можно найти как второе неизвестное из системы уравнений

(1.24) и (1.25). Из уравнения (1.24) получаем

$$\frac{di_1}{d\vartheta} = \frac{U \sin \vartheta - E_M}{\omega (L + L_\sigma)}.$$

Подстановкой последнего уравнения в уравнение (1.25) находим

$$-U \sin \vartheta - E_M + u_{VD2} = \frac{\omega L}{\omega (L + L_\sigma)} (U \sin \vartheta - E_M),$$

откуда обратное напряжение на вентиле

$$u_{VD2} = \frac{L/L_\sigma}{(L/L_\sigma) + 1} (U \sin \vartheta - E_M) + U \sin \vartheta + E_M,$$

или

$$u_{VD2} = \frac{1 + (2L/L_\sigma)}{1 + (L/L_\sigma)} U \sin \vartheta + \frac{E_M}{1 + (L/L_\sigma)}. \quad (1.27)$$

Третий интервал, т. е. коммутация с вентиля  $VD1$  на  $VD2$ , начинается в момент времени, когда напряжение на вентиле достигнет нулевой величины  $u_{VD2} = 0$  при

$$\vartheta = \alpha_0 + \pi. \quad (1.28)$$

Подставляя условие (1.28) в выражение (1.27), находим выражение для расчета естественного угла отпирания  $\alpha_0$ :

$$0 = \frac{1 + (2L/L_\sigma)}{1 + (L/L_\sigma)} U \sin (\alpha_0 + \pi) + \frac{E_M}{1 + (L/L_\sigma)},$$

откуда

$$\sin \alpha_0 = \frac{E_M}{U} \frac{1}{1 + (2L/L_\sigma)}. \quad (1.29)$$

Подставляя значение  $E_M$  из выражения (1.29) в выражение (1.27), получаем

$$u_{VD2} = U \frac{1 + (2L/L_\sigma)}{1 + (L/L_\sigma)} (\sin \vartheta + \sin \alpha_0).$$



Таким образом, метод припасовывания позволяет рассчитать процессы в силовой части преобразователя, рассчитать необходимые для проектирования электрические параметры и параметры установившегося процесса.

## 1.2. Выпрямители с искусственной коммутацией

Влияние на качество электроэнергии свойств выпрямителей с естественной и искусственной коммутацией. Для управляемых выпрямителей, на выходе которых осуществляется регулирование или стабилизация напряжения или тока, характерно наличие изменяющегося во времени угла управления  $\alpha_y$  и угла коммутации  $\gamma$ . Эти углы определяют фазовый сдвиг между сетевым напряжением  $u_c$  и первой гармоникой тока  $I_{(1)}$ , что приводит к потреблению реактивной мощности. Кроме того, в результате появления негармонического входного тока выпрямитель становится источником высших гармоник для сети, которые являются нежелательными, так как они увеличивают потери энергии и искажают форму напряжения сети.

Если считать, что ток  $i_d$  в цепи нагрузки полностью сглажен путем включения в цепь индуктивности  $L_d \rightarrow \infty$ , то, например, для однофазного выпрямителя с нулевым вентилем временные диаграммы тока через вентиль и напряжение на нагрузке можно представить в виде, показанном на рис. 1.3, а, б. При  $\gamma = 0$  угол сдвига фаз  $\varphi_1$  между первой гармоникой потребляемого тока  $I_{(1)}$  и сетевым напряжением равен углу управления  $\alpha_y$  или  $\cos \varphi_1 = \cos \alpha_y$ , т. е. коэффициент мощности равен косинусу угла управления  $\alpha_y$ . Это означает, что в управляемом выпрямителе с изменением угла управления изменяется фазовый сдвиг между первой гармоникой тока  $I_{(1)}$  и

напряжением  $u_c$  и соответственно изменяется потребляемая реактивная мощность. Рассмотрим зависимость потребляемой мощности от угла управления  $\alpha_y$ . Мощность на выходе выпрямителя  $P_d(\alpha_y)$  с учетом того, что выпрямленное напряжение

$$U_d(\alpha_y) = U_{d0} \cos \alpha_y,$$

где  $U_{d0}$  — величина выпрямленного напряжения при  $\alpha_y = 0$ , определяется по формуле

$$\begin{aligned} P_d(\alpha_y) &= U_d(\alpha_y) I_d = \\ &= U_{d0} I_d \cos \alpha_y, \end{aligned}$$

где  $I_d$  — ток нагрузки, который предполагается постоянным. Активная мощность  $P_d(\alpha_y)$  на выходе выпрямителя равна активной мощности на его входе, определяемой из выражения

$$\begin{aligned} P_1(\alpha_y) &= m U I_{(1)} \cos \varphi_1 = \\ &= m U I_{(1)} \cos \alpha_y, \end{aligned}$$

где  $m$  — число фаз;  $I_{(1)}$  — действующее значение пер-

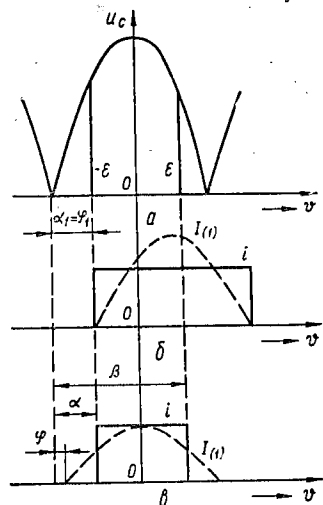


Рис. 1.3

вой гармоники тока;  $U$  — действующее значение напряжения сети. Реактивная мощность на входе выпрямителя рассчитывается по формуле

$$Q_1(\alpha_y) = m U I_{(1)} \sin \varphi_1 = m U I_{(1)} \sin \alpha_y.$$

С ростом  $\alpha_y$  понижается активная мощность  $P_1$  и растет реактивная мощность  $Q_1$ . При  $\alpha_1 = \pi/2$ ,  $P_1 = 0$ , а  $Q_1$  — максимальна. Эта зависимость изображена на рис. 1.4 и называется круговой диаграммой выпрямителя.

Реактивная мощность, обусловленная управлением выпрямителя, является отрицательным свойством. При эксплуатации выпрямителей угол управления  $\alpha_y$  может быстро изменяться, что приводит к ударному появлению реактивной мощности, с которым классические компенсационные устройства — конденсаторы или синхронные компенсаторы справляются с большим трудом.

Существует несколько возможностей ограничения реактивной мощности, обусловленной управлением

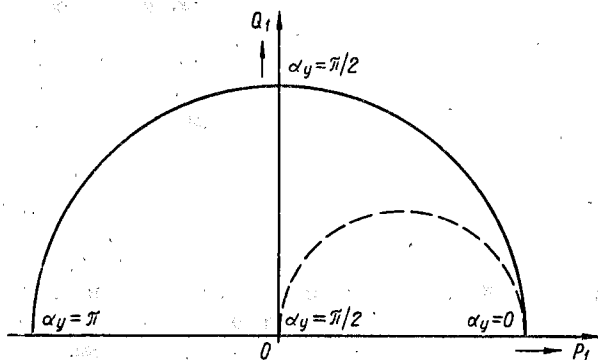


Рис. 1.4

выпрямителя. Одной из них является использование выпрямителей, работающих в одном квадранте, т. е. выпрямителей с нулевым диодом. В этих выпрямителях при увеличении угла управления потребление тока из сети заканчивается раньше так, что фазовый сдвиг первых гармоник питающего напряжения и тока  $\phi_1 < \alpha_y$  (рис. 1.3, в). Такие выпрямители могут быть использованы лишь тогда, когда не требуется эксплуатации системы в инверторном режиме.

Другой возможностью ограничения реактивной мощности является последовательное включение двух

выпрямителей. Результирующее выпрямленное напряжение

$$U_d(\alpha_y) = U_{d01} (\cos \alpha_{yA} + \cos \alpha_{yB}),$$

где  $U_{d01}$  — среднее значение выпрямленного напряжения одного полностью открытого выпрямителя. При повышении выпрямленного напряжения от нуля до максимального значения один из выпрямителей работает с углом управления  $\alpha_{yA} = 0$ , а в другом угол управления  $\alpha_{yB}$  изменяется от  $\pi$  до нуля.

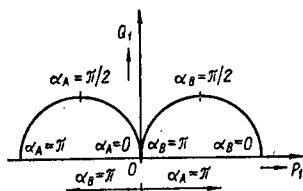


Рис. 1.5

При переходе в инверторный режим  $\alpha_{yB} = \pi$ , а  $\alpha_{yA}$  изменяется от 0 до  $\pi$ . В результате получаем круговую диаграмму для постоянного выпрямленного тока (рис. 1.5), из которой следует, что потребление реактивной мощности  $Q_1$  здесь значительно

снижено, особенно в области малых активных мощностей  $P_1$ . Если инверторный режим не требуется, то выпрямитель А может быть неуправляемым. Тогда справедлива круговая диаграмма (рис. 1.5) для  $\alpha_{yA} = 0$ . Кроме рассмотренной реактивной мощности в выпрямителе существует коммутационная реактивная мощность, которая добавляется к реактивной мощности, обусловленной управлением. Коммутационная реактивная мощность зависит от реактивного сопротивления коммутирующего узла, т. е. реактивного сопротивления трансформатора выпрямителя, сети и мгновенной величины коммутирующего тока. Если при проектировании преобразователя это принимать во внимание, то можно достигнуть оптимальной величины потребляемой реактивной мощности, но дальнейшее снижение в такой системе ре-

активной мощности без применения дополнительных приемов невозможно.

Один из путей снижения реактивной мощности заключается в использовании компенсирующих устройств. Другой путь снижения реактивной мощности основывается на использовании выпрямителей с искусственной коммутацией, которые, кроме того, имеют меньшее влияние на сеть.

Рассматривая коэффициент мощности выпрямителя

$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{UI_1 \cos \varphi_1}{UI}$ , или  $\lambda = v \cos \varphi_1$ , где  $v = I_{(1)}/I$  — коэффициент искажения тока, видим, что коэффициент мощности выпрямителя  $\lambda$  можно улучшить в результате улучшения коэффициента мощности первой гармоники  $\cos \varphi_1$  и коэффициента искажения тока  $v$ .

Коэффициент мощности первой гармоники равен единице тогда, когда первая гармоника тока совпадает по фазе с напряжением. Этого можно достичь в схемах выпрямителей с искусственной коммутацией, где можно выбрать не только моменты включения вентилей выпрямителя, но и моменты их выключения. Соответствующим управлением можно достичь симметрии кривой тока по отношению к оси, проходящей через максимальное значение напряжения (рис. 1.3).

Предполагая, что постоянный ток идеально сглажен, а на стороне переменного тока реактивное сопротивление, обуславливающее коммутацию, равно нулю ( $\gamma = 0$ ), находим среднюю величину выпрямленного напряжения  $U_d = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \sin \varepsilon$ . Наибольшее среднее значение выпрямленного напряжения  $U_{d \max}$  будет при  $\varepsilon = \pi/2$ ,  $U_{d \max} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi}$ .

Для случая, показанного на рис. 1.3, коэффициент мощности выпрямителя  $\lambda = \frac{U_d I_d}{UI} = \frac{2\sqrt{2}I_d}{I} \sin \varepsilon$ .

$$\begin{aligned} \text{Действующее значение тока сети } I &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\varepsilon}^{\varepsilon} i_d^2 d\vartheta} = \\ &= I_d \sqrt{\frac{2\varepsilon}{\pi}}. \end{aligned}$$

Тогда коэффициент мощности выпрямителя

$$\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{\pi}{2\varepsilon}} \sin \varepsilon.$$

Гармонический анализ показывает, что при симметричном управлении выпрямителем явно выражена третья гармоника тока. Однако некоторые высшие гармоники, в том числе и третью, можно исключить, если в каждом полупериоде включать и выключать тиристоры выпрямителя несколько раз.

Влияние угла коммутации на потребление реактивной мощности можно компенсировать сдвигом влево центра импульса тока (рис. 1.3). При дальнейшем сдвиге влево центра импульса тока выпрямитель будет работать как емкостная нагрузка, вследствие чего он может использоваться в качестве компенсирующего устройства [1; 2; 3].

Таким образом, свойства выпрямителей с естественной и искусственной коммутациями существенно сказываются на качестве электроэнергии и, несмотря на более сложное управление выпрямителями с искусственной коммутацией, они имеют серьезные преимущества по отношению к обычным выпрямителям, так как обеспечивают более высокое качество электроэнергии.

**Схемы выпрямителей с искусственной коммутацией.** Среди схем выпрямителей с искусственной коммутацией можно выделить несимметричные полууправляемые выпрямители, симметричные полууправляемые выпрямители, полностью управляемые выпрямители. В полууправляемых выпрямителях из



полного комплекта вентилях, образующих мостовую схему, управляемыми является половина вентилях, включенных в анодную или катодную группу (симметричные схемы) либо в одну стойку (несимметричные) в случае однофазных схем. В полностью управляемых выпрямителях все вентили являются управляемыми.

На рис. 1.6 показан пример схемы однофазного несимметричного полууправляемого выпрямителя с

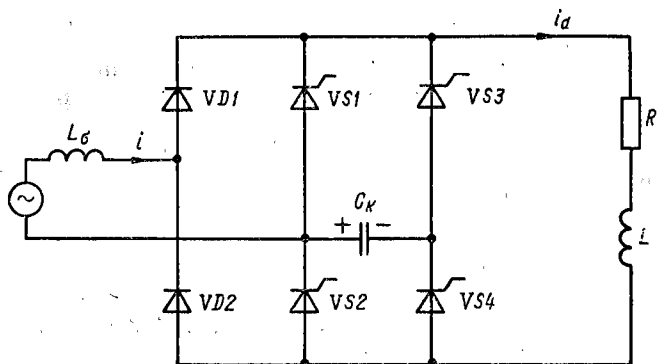


Рис. 1.6

двумя коммутирующими тиристорами  $VS3$  и  $VS4$  и одним коммутирующим конденсатором. Управление средней величиной постоянного напряжения осуществляется посредством фазового управления основными тиристорами  $VS1$  и  $VS2$ . Процесс выключения в этой схеме можно разделить на четыре интервала: 1) коммутация тока  $i_d$  с тиристора  $VS2$  на тиристор  $VS4$ ; 2) протекание тока через тиристор  $VS4$  и конденсатор  $C_k$ ; 3) коммутация тока  $i_d$  с пары  $VS4$ ,  $C_k$  на диод  $VD2$ ; 4) разряд конденсатора  $C_k$  на сеть.

Первый интервал начинается в момент подачи управляющего импульса на тиристор  $VS4$ . После

чего происходит коммутация тока с тиристора  $VS2$  на  $VS4$ ,  $C_k$ . При этом ток, потребляемый из сети, равен току нагрузки  $i_d$ . Это время является коротким и оно определяется временем запираания тиристора  $VS2$ . Напряжение на конденсаторе относительно медленно понижается.

На втором интервале ток нагрузки протекает через тиристор  $VS4$  и конденсатор  $C_k$ . Напряжение конденсатора при постоянном токе линейно уменьшается до нуля и затем конденсатор заряжается на напряжение противоположной полярности. Напряжение на диоде  $VD2$  определяется суммой напряжений сети и конденсатора. Второй интервал заканчивается в момент, когда напряжение на конденсаторе равно мгновенному значению напряжения сети, т. е. когда обратное напряжение на диоде  $VD2$  уменьшится до нуля и диод откроется.

На третьем интервале ток  $i_d$  коммутируется с  $VS4$ ,  $C_k$  на диод  $VD2$ , а ток сети уменьшается до нуля. Напряжение на конденсаторе продолжает нарастать и его величина становится большей, чем мгновенная величина сетевого напряжения. Увеличение напряжения на конденсаторе происходит за счет энергии, запасенной в индуктивности рассеяния,  $W_\sigma = L_\sigma i^2/2$ .

Третий интервал оканчивается, когда энергия, запасенная в индуктивности, переходит в конденсатор  $C_k$ .

На четвертом интервале ток, потребляемый из сети, равен нулю, а ток нагрузки протекает через диоды  $VD1$  и  $VD2$ . Напряжение на конденсаторе  $C_k$  больше напряжения сети и поэтому, пока тиристор  $VS4$  не восстановил свои запирающие свойства, конденсатор разряжается через сеть. В результате возникает импульс тока обратной полярности. В конце четвертого интервала конденсатор  $C_k$  оказывается заряжен напряжением обратной полярности, причем

величина этого напряжения сильно зависит от мгновенной величины сетевого напряжения в момент выключения, от величины тока нагрузки и входной индуктивности.

Одним недостатком этой схемы является то, что конденсатор можно зарядить только через нагрузку

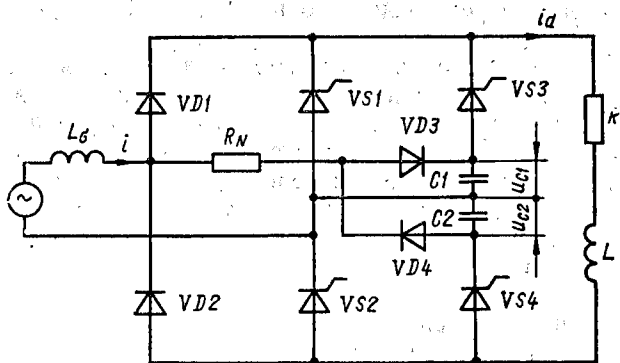


Рис. 1.7

выпрямителя. Другой недостаток заключается в том, что конденсатор заряжается до напряжения более высокого, чем мгновенное значение сетевого напряжения. Поэтому типовую мощность преобразователя необходимо выбирать с запасом.

Лучшие свойства имеет схема с двумя коммутирующими конденсаторами (рис. 1.7). Конденсатор, который не принимает участия в коммутации, заряжается через сопротивление  $R_N$ , диоды  $VD3$  и  $VD4$  до максимального значения напряжения сети. Первый и второй интервалы работы двухконденсаторного коммутирующего узла повторяют первый и второй интервалы работы одноконденсаторной схемы. Для дальнейшего рассмотрения принципа работы предположим, что коммутация наступает при угле  $\beta = \pi/2$ .

Третий интервал начинается в момент, когда напряжение  $u_{C2}$  достигнет мгновенной величины сетевого напряжения. Такую же величину имеет и напряжение  $u_{C1}$  конденсатора  $C1$ . Обратное напряжение на диодах  $VD3, VD4$  уменьшается до нуля. Диоды отпираются; ток тиристора  $VS4$  делится на две части, протекая через конденсаторы  $C1$  и  $C2$ . Одновременно происходит коммутация тока нагрузки  $i_d$  на диод  $VD2$ . Так как скорость коммутации определяется величиной индуктивности  $L_\sigma$ , а запасенная в ней энергия разделяется на оба конденсатора, то увеличение емкости способствует снижению крутизны нарастания напряжения на конденсаторе  $C2$ , что является достоинством данной схемы по сравнению с предыдущей. Одновременно с напряжением  $u_{C2}$  растет напряжение  $u_{C1}$  до той же величины. Хотя приращение напряжения на конденсаторах уменьшилось, для обеспечения безопасного обратного напряжения на полупроводниковых приборах необходимо установленную мощность преобразователя выбирать с запасом [2].

Причиной перенапряжений, которые возникают на коммутирующих конденсаторах, является энергия электромагнитного поля индуктивности рассеяния, находящейся на стороне переменного тока выпрямителя. Эта энергия, определяемая выражением для  $W_\sigma$ , переходит в энергию электрического поля коммутационных конденсаторов  $W_C = CU^2/2$ .

Если выключение произойдет при переходе питающего напряжения через максимальную величину ( $\beta = \pi/2$ ), то напряжение на конденсаторах будет равно максимальной величине питающего напряжения  $\sqrt{2}U$ . В результате передачи энергии от индуктивности рассеяния  $L_\sigma$  возрастет напряжение  $U_C$  [2]  $U_C = U + \sqrt{L_\sigma/C} i$ . Величина  $\sqrt{L_\sigma/C} i$  приблизительно определяет приращение напряжения на конденсаторах. Емкость каждого из них выбирается такой, чтобы

главный тиристор мог восстановить свои запирающие свойства. Это значит, что время восстановления  $t_b$  должно быть больше, чем время запираения  $t_z$  соответствующего тиристора. Из выражения для расчета времени восстановления, определяемого временем, в течение которого к тиристорам прикладывается отрицательное напряжение  $t_b = U_C C / I_d > t_z$ , находим емкость коммутирующего конденсатора  $C > I_d t_z / U_C$ .

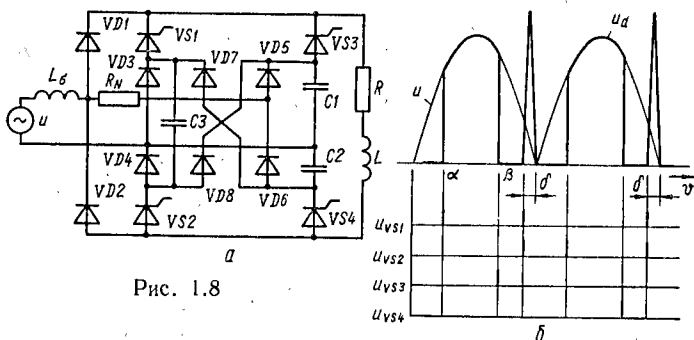


Рис. 1.8

Время восстановления  $t_b$  с ростом тока нагрузки  $I_d$  уменьшается. Поэтому установленная мощность конденсатора выбирается для максимального тока нагрузки. Таким образом, выбранная емкость в двухконденсаторной схеме приводит к появлению перенапряжений. Ограничение перенапряжений достигается в результате включения ограничивающего конденсатора  $C3$  (рис. 1.8, а). Величина емкости конденсатора  $C3$  выбирается равной  $(2...5) C_1$  [2].

Диоды  $VD3, VD4, VD7$  и  $VD8$  обеспечивают функционирование ограничивающего конденсатора  $C3$ . Из принципиальной схемы следует, что конденсатор  $C3$  в течение одного периода дважды заряжается до напряжения той же самой полярности и, следовательно, можно использовать электролитический конден-

сатор. Его разряд возможен на нагрузку и только при одновременном включении тиристоров  $VS1$  и  $VS2$  непосредственно перед концом каждого периода (угол включения определяется углом  $\delta$ , отсчитываемым от конца периода (рис. 1.8, б)).

Для улучшения коммутационных свойств коммутационных узлов применяются схемы с автотрансформаторной зарядкой коммутующего конденсатора и

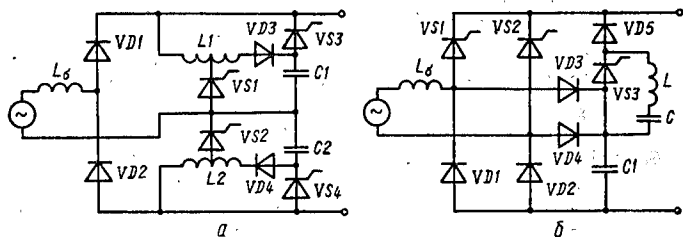


Рис. 1.9

схемы с резонансным перезарядом. На рис. 1.9, а показан пример схемы несимметричного полууправляемого выпрямителя с зарядом конденсатора с помощью автотрансформатора, а на рис. 1.9, б — пример схемы симметричного полууправляемого выпрямителя с двумя коммутующими конденсаторами и резонансным перезарядом.

Коммутующие узлы полностью управляемых выпрямителей с искусственной коммутацией можно разделить на две группы. Первую группу образуют схемы, которые выключают только половину тиристоров выпрямителя, другую — схемы, выключающие все тиристоры.

В качестве примера на рис. 1.10 приведена схема выпрямителя с одним коммутующим конденсатором. Выключение работающего тиристора осуществляется с помощью тиристора из той же группы (анод-



ной или катодной), причем к запираемому тиристоры подключается конденсатор, напряжение которого имеет полярность, обеспечивающую выключение тиристора.

Применение разделительных тиристоров  $VS5$  и  $VS6$  улучшает свойства схемы за счет появления возможности управления напряжением коммутирующего конденсатора. Если такого управления не требуется, то вместо тиристоров  $VS5$  и  $VS6$  могут быть включены диоды.

Перспективными для применения являются выпрямители, построенные на полностью управляемых тиристорах. Такие выпрямители не требуют коммутационных узлов и позволяют реализовать более сложные законы управления, обеспечивающие подавление высших гармоник, лежащих вблизи основной, что соответственно уменьшает отрицательное влияние выпрямителя на сеть.

Использование запираемых тиристоров в выпрямителях с искусственной коммутацией имеет ряд достоинств. Не нужны коммутирующие конденсаторы и дроссели, снижаются масса и габариты выпрямителей с искусственной коммутацией, отсутствует зависимость угла запираания от схем узлов коммутации и способа заряда коммутирующих конденсаторов. Следовательно, угол запираания можно выбрать в соответствии с заданным алгоритмом управления. Однако для снижения перенапряжений в схеме в нее следует вводить ограничивающий конденсатор  $C3$  так, как это было показано в трехконденсаторной

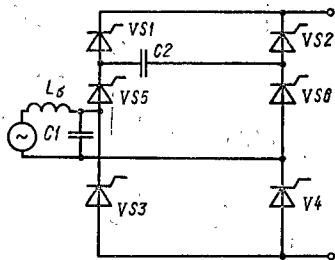


Рис. 1.10

схеме (рис. 1.8, а) выпрямителя на обычных тиристорах.

Расчет коммутирующих узлов выпрямителей с искусственной коммутацией основывается на методе припасовывания. Перед началом расчета необходимо выделить наиболее характерные интервалы работы этапа выключения основного тиристора и

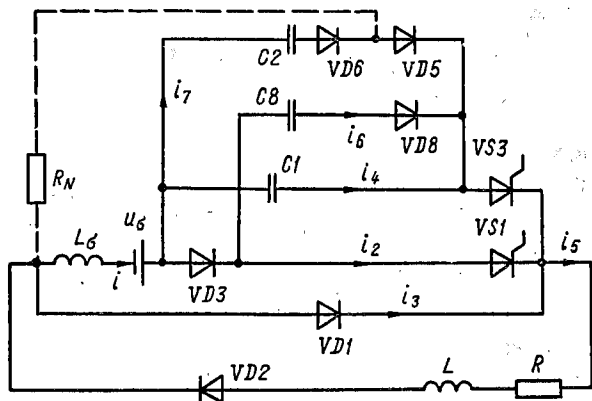


Рис. 1.11

затем провести последовательный расчет процессов. Так как трехконденсаторная схема коммутирующего узла (рис. 1.8, а) содержит характерные интервалы работы и является достаточно характерной и сложной, выберем ее в качестве примера расчета.

Пусть открыт тиристор  $VS1$ , а запирающий импульс проступает при угле  $\beta = \pi/2$ . На рис. 1.11 показана часть схемы выпрямителя, которая при этом участвует в коммутации. Для упрощения расчета можно принять, что за время коммутации напряжение сети практически не изменяется, тогда источник синусоидального напряжения можно заменить источником

постоянного напряжения. Интервал всего коммутационного процесса состоит из пяти интервалов (рис. 1.12) [2].

Первый интервал —  $t \in \langle t_1, t_2 \rangle$ . В течение этого интервала происходит коммутация тока нагрузки с тиристора  $VS1$  на  $VS3$ ,  $C1$  (рис. 1.13). Индуктивность  $L_\sigma$  в цепи тиристора  $VS3$  ограничивает крутизну нарастания тока этого тиристора до критической величины. Когда проводит тиристор  $VS1$ , то для тока нагрузки  $i_5 = i_2 = i$ . Коммутирующий конденсатор заряжен до напряжения  $U_{C0}$ , показанного на рис. 1.12. Коммутационный процесс начинается в момент  $t = t_1$ , когда на управляющий электрод тиристора  $VS1$  поступает импульс управления. Тиристор включается и через цепь, которая образована конденсатором  $C1$ , тиристором  $VS1$

и индуктивностью  $L_\sigma$ , начинает протекать ток. Дифференциальное уравнение, описывающее изменение тока  $i_4$ ,

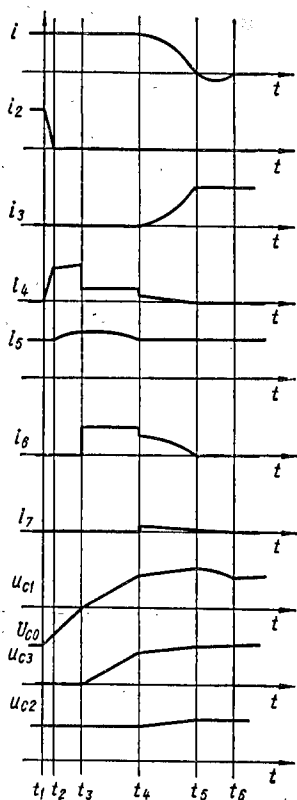


Рис. 1.12

$$L_\sigma \frac{di_4}{dt} + \frac{1}{C_1} \int i_4 dt = 0,$$

решая которое с учетом начальных условий  $U_{C1}(0) = -U_{C0}$ ,  $i_4(0) = 0$ , получаем

$$i_4 = U_{C0} \sqrt{C_1/L'_\sigma} \sin \omega_1 t,$$

где  $\omega_1 = 1/\sqrt{L'_\sigma C_1}$  — угловая частота, определяемая элементами контура.

Так как длительность первого интервала является меньшей, чем период колебаний  $2\pi \sqrt{L'_\sigma C_1}$  цепи, то

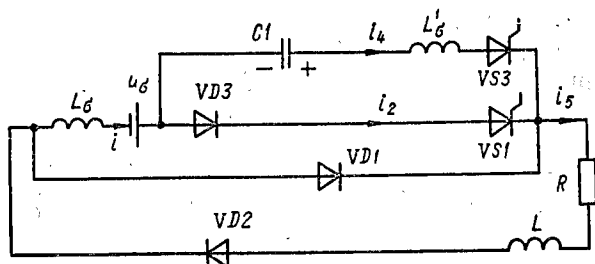


Рис. 1.13

выполняются приближенные равенства  $\sin \omega_1 t \approx \omega_1 t$  и  $i_4 = U_{C0} t/L'_\sigma$ . Крутизна нарастания тока  $i_4$  вспомогательного тиристора

$$\frac{di_4}{dt} = \frac{U_{C0}}{L'_\sigma} \cos \omega_1 t.$$

Максимальное значение крутизны нарастания тока  $S_{IVS1}$ , необходимое для выбора типа коммутирующих тиристорov, определяется в момент  $t = 0$ :

$$S_{IVS1} = \left( \frac{di_4}{dt} \right)_{\max} = \frac{U_{C0}}{L'_\sigma}.$$

Ток тиристора VS1 уменьшается в соответствии с уравнением  $i_2 = i_5 - i_4$ .

В конце первого интервала в момент  $t_2$  ток основного тиристора уменьшается до нуля и цепь  $L_\sigma$ ,  $VS3$ ,  $C1$ ,  $VS1$  будет разомкнута. Время  $t_2$  определяется из выражения

$$t_2 = \sqrt{L_\sigma C_1} \arcsin \frac{i_3}{U_{C0}} \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_1}} \approx \frac{L_\sigma i_3}{U_{C0}},$$

а напряжение на конденсаторе находится из уравнения

$$u_{C1}(t) = \frac{1}{C_K} \int_0^t i_4 dt + u_{C1}(0) = -U_{C0} \cos \omega_1 t,$$

что при  $t = t_2$  приводит к выражению

$$u_{C1}(t_2) = -U_{C0} \cos \omega_1 t_2 = -U_{C1}.$$

Ток сети  $i$  и ток нагрузки  $i_b$  в течение первого интервала не изменяются.

Второй интервал —  $t \in (t_2, t_3)$ . Во время этого интервала ток нагрузки протекает через  $VS3$  и  $C1$  (рис. 1.14). Интервал заканчивается в момент уменьшения напряжения на коммутирующем конденсаторе  $C1$  до нуля. Индуктивностью  $L_\sigma$  в данном случае, учитывая большие величины индуктивностей  $L_\sigma$  и  $L$ , можно пренебречь. Для токов, протекающих в

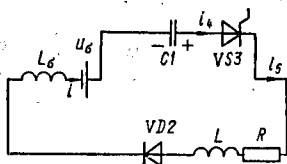


Рис. 1.14

контуре, выполняется равенство  $i = i_4 = i_5$ . Так как при  $L \rightarrow \infty$  ток нагрузки  $i_b$  за время коммутации практически не изменяется, т. е. является постоянным, то напряжение на конденсаторе изменяется линейно:

$$u_{C1}(t) = -U_{C1} + i_5 \frac{t - t_2}{C_1}.$$

Второй интервал оканчивается в момент  $t_3$ , когда напряжение  $U_{C1}$  снижается до нуля. Этот момент времени находится из выражения

$$t_3 = t_2 + \frac{U_{C1}C_1}{i_5}.$$

В случае когда условие  $L \rightarrow \infty$  не выполняется, элементы  $L_\sigma$ ,  $L$ ,  $C1$  и  $R$  образуют резонансный контур и к току  $i_5$ , рассчитанному ранее, добавляется ток этого контура. Результатом являются умеренное увеличение тока и более быстрое снижение напряжения  $U_{C1}$  до нуля. Одновременно уменьшится длительность второго интервала (рис. 1.12). Круговая частота в этом случае определяется выражением

$$\omega_2 = 1/\sqrt{(L_\sigma + L)C_1}.$$

Третий интервал —  $t \in (t_3, t_4)$ . Во время третьего интервала ток нагрузки  $i_5$  протекает через цепь, которая образована парой  $VS3$ ,  $C1$  и конденсатором  $C3$  (рис. 1.15). При расчете процесса на этом интервале предполагаем, что перед коммутацией напряжение на конденсаторе  $C3$  было равно нулю. В течение второго интервала напряжение на конденсаторе  $C1$  имело полярность, показанную на рис. 1.14. Интервал начинается снижением напряжения  $U_{C1}$  до нуля, после чего диоды  $VD3$  и  $VD8$  открываются и ток

$$i_5 = i_4 + i_6. \quad (1.30)$$

Конденсаторы  $C1$  и  $C3$  при этом соединены параллельно и в результате увеличения емкости происходит снижение крутизны нарастания напряжения на конденсаторе  $C1$ . Изменение напряжения на конденсаторе определяется выражением

$$u_C(t) = \frac{t - t_3}{C_3 + C_1} i_5.$$

Третий интервал заканчивается в момент времени, когда напряжение на конденсаторах достигнет напряжения сети  $u$ . Для угла запираания  $\beta = \pi/2$  это напряжение равно максимальной величине напряжения сети  $\sqrt{2}U$ . Длительность рассматриваемого интервала определим из условия  $u_C(t_4) = \sqrt{2}U$ , тогда  $t_4 = t_3 = \sqrt{2}U(C_3 + C_1)/i_5$ .

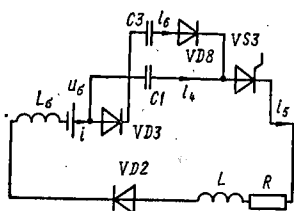


Рис. 1.15

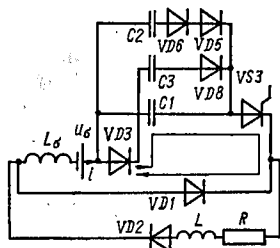


Рис. 1.16

Соотношение для токов  $i_4$  и  $i_6$  можно определить из условия равенства напряжений  $u_{C1}$  и  $u_{C3}$ :  $\frac{1}{C_1} \int i_4 dt = \frac{1}{C_3} \int i_6 dt$ , откуда получаем

$$i_4/i_6 = C_1/C_3, \quad (1.31)$$

т. е. соотношение токов в отдельных конденсаторах определяется соотношением их емкостей. Величину токов можно определить в результате решений уравнений (1.30) и (1.31):  $i_4 = \frac{C_1}{C_1 + C_3} i_5$ ;  $i_6 = \frac{C_3}{C_1 + C_3} i_5$ .

Если принятое условие  $L \rightarrow \infty$  не выполняется, то в контуре происходит колебательный процесс с частотой

$$\omega_3 = 1/\sqrt{(L_\sigma + L)(C_1 + C_3)}.$$

Четвертый интервал —  $t \in \langle t_4, t_5 \rangle$ . На этом интервале начинается коммутация тока нагрузки на

диод  $VD1$  (рис. 1.16) и одновременно начинается снижение тока сети  $i$ . В начале четвертого интервала ( $t = t_4$ ) конденсаторы  $C1$ ,  $C2$  и  $C3$  заряжены до максимального напряжения сети  $\sqrt{2}U$ , а обратное напряжение на диодах  $VD5$  и  $VD6$  равно нулю. Диоды открываются и конденсатор  $C2$  подключается параллельно конденсаторам  $C1$  и  $C3$ . Напряжение на конденсаторах равно мгновенному значению напряжения сети, но обратной полярности. Это способствует также уменьшению обратного напряжения на диоде  $VD1$  до нуля. Диод  $VD1$  отпирается и выполняет функцию нулевого вентиля. Затем следует коммутация тока  $i_5$  на диод  $VD1$ . Коммутация проходит постепенно, так как энергия, запасенная в индуктивности  $L_\sigma$ , должна возвратиться в конденсаторную батарею, емкость которой

$$C = C_1 + C_2 + C_3.$$

После включения диода  $VD1$  образуется контур, обозначенный на рис. 1.16 стрелкой. Для тока, протекающего в контуре, можно записать дифференциальное уравнение  $L_\sigma \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt = 0$ , решение которого с учетом начальных условий  $i(t_4) = i_5$ ,  $(di/dt)_{t=t_4} = 0$  имеет вид  $i(t) = i_5 \cos \omega_4 (t - t_4)$ , где  $\omega_4 = 1/\sqrt{L_\sigma C}$  — круговая частота контура. На этом интервале ток сети достигает нулевого значения в момент  $t_5$ , который определяется из выражения  $t_5 - t_4 = \pi/2 \sqrt{L_\sigma C}$ .

Ток нулевого вентиля определяется уравнением

$$i_3 = i_5 - i = i_5 (1 - \cos \omega_4 (t - t_4)),$$

а напряжение на конденсаторной батарее

$$u_C = U + \frac{1}{C} \int idt = U + i_5 \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} \sin \omega_4 (t - t_4).$$



Из-за энергии, запасенной в индуктивности рассеяния  $L_{\sigma}$ , напряжение на конденсаторах возрастает до величины, превышающей  $\sqrt{2}U$ . Однако в связи с тем что емкость конденсаторов увеличилась на величину емкости конденсатора  $C3$ , это превышение будет меньше, чем в двухконденсаторной схеме коммутирующего узла. Напряжение достигает максимального значения в момент  $t = t_5$  и определяется из выражения  $U_C = U + \sqrt{\frac{L}{C}} i_5$ .

Соотношение между токами конденсаторов, во-первых, определяется соотношением их емкостей  $i_4/C_1 = i_6/C_3 = i_7/C_2$ , а во-вторых, равенством  $i = i_4 + i_6 + i_7$ . Тогда токи  $i_4$ ,  $i_6$  и  $i_7$  определяются из следующих выражений:

$$i_4 = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_3} i; \quad i_6 = \frac{C_3}{C_1 + C_2 + C_3} i;$$

$$i_7 = \frac{C_2}{C_1 + C_2 + C_3} i.$$

Пятый интервал —  $t \in \langle t_5, t_6 \rangle$ . Этот интервал характеризуется отрицательным током сети  $i$ , который определяется тем, что тиристор  $VS3$  не способен мгновенно восстановить свои запирающие свойства при снижении тока  $i_4$  до нуля и что напряжение на конденсаторе  $C1$  больше, чем напряжение сети. В результате происходит разряд конденсатора на сеть (рис. 1.12). После окончания процессов, связанных с выключением тиристора  $VS1$ , ток нагрузки  $i_5$  проводят диоды  $VD1$  и  $VD2$ , которые в этом случае выполняют функцию нулевых вентилей.

Непосредственно перед окончанием полупериода работы выпрямителя необходимо разрядить конденсатор  $C3$  и тем самым подготовить его для выключения в следующем полупериоде. Это обеспечивается одновременным включением тириستоров  $VS1$  и  $VS2$

(рис. 1.17). В этом случае происходит коммутация тока с диодов  $VD1$ ,  $VD2$  на  $VS1$ ,  $C3$ ,  $VS2$ . Крутизна тока на интервале коммутации определяется, как и ранее, индуктивностью рассеяния. После окончания коммутации ток протекает по цепи  $VS2$ ,  $C3$ ,  $VS1$ ,  $L_{\sigma}$ . Конденсатор  $C3$  разряжается током нагрузки  $i_b$ . В момент времени, когда напряжение на конденсаторе  $C3$  уменьшится до нуля, снизится также обратное напряжение на диодах  $VD1$  и  $VD2$ , которые затем

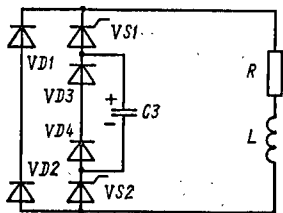


Рис. 1.17

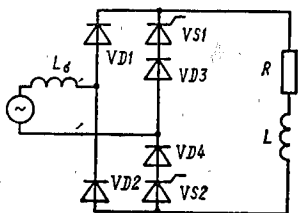


Рис. 1.18

открываются. Наступает коммутация тока нагрузки  $i_b$  на диоды  $VD1$ ,  $VD2$ . В этот момент уменьшается обратное напряжение на диодах  $VD3$ ,  $VD4$ . Эти диоды открываются и обеспечивают режим, при котором конденсатор  $C3$  в течение второй коммутации тока не заряжается напряжением обратной полярности. Это свойство позволяет использовать в таких схемах электролитические конденсаторы.

Данный процесс должен закончиться в начале второго полупериода напряжения питающей сети. Во втором полупериоде до прихода отпирающего импульса на управляющий электрод тиристора  $VS2$  ток нагрузки проводят диоды  $VD1$ ,  $VD2$ , затем ток нагрузки переходит с диода  $VD2$  на тиристор  $VS2$  и диод  $VD4$  так же, как в выпрямителях с сетевой коммутацией (рис. 1.18).

**Особенности управления выпрямителями с искусственной коммутацией.** В отличие от управляющих цепей выпрямителей с сетевой коммутацией цепи управления выпрямителей с искусственной коммутацией должны генерировать импульсы для запирания тиристоров. На рис. 1.8, б для трехконденсаторной схемы представлена диаграмма управляющих импульсов  $u_{vs}$ , которые должны генерироваться сис-

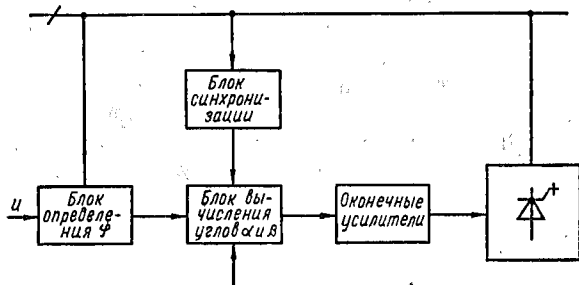


Рис. 1.19

темой управления. Если в схеме используются запираемые тиристоры, то наряду с отпирающими импульсами, поступающими на тиристоры  $VS1$  и  $VS1$ , должны генерироваться запирающие импульсы.

Структурная схема системы управления выпрямителя с искусственной коммутацией показана на рис. 1.19. В отличие от системы управления выпрямителей с сетевой коммутацией в этой схеме добавлен блок определения  $\phi$ , который обеспечивает определение действительной величины коэффициента мощности и его оптимизацию. Действительная величина коэффициента мощности сравнивается с заданной величиной или оптимизируется и в соответствии с этим генерируются управляющие импульсы для запираания основных тиристоров. Блок определения  $\phi$  может

также обеспечить формирование запирающих импульсов так, чтобы ток, потребляемый из сети, совпадал по фазе с сетевым напряжением.

В обоих случаях в некоторых блоках системы управления должны выполняться расчеты по вычислению либо коэффициента мощности, либо угла сдвига фаз. Поэтому удобно выполнение систем управления на цифровых микросхемах. Кроме этого с помощью цифровых систем управления можно достичь большей симметрии управляющих импульсов и, таким образом, еще больше ограничить их влияние на сеть. Такие цифровые системы управления выгодно создавать на основе микро-ЭВМ и микропроцессоров. Построение выпрямителей с искусственной коммутацией с соответствующими системами управления в цепи обратной связи позволяет получить новые свойства в таких устройствах и значительно улучшить качество электроэнергии на их входе и выходе всей системы.

### **1.3. Расчет процессов в инверторах**

Многие преобразователи используются в замкнутых системах управления приводами постоянного и переменного токов. Для управления приводами переменного тока необходимы инверторы напряжения или тока, которые могут применяться также в системах электрического нагрева или как источники электроэнергии определенной или изменяющейся частоты. Рассмотрим применение метода припасовывания для расчета процессов в таких устройствах без учета действия цепи обратной связи. Основные этапы покажем на примере расчета инвертора напряжения с пофазной двухступенчатой коммутацией (рис. 1.20). К основному преимуществу такого инвертора относится увеличение энергии, запасаемой коммутирую-

щим конденсатором при увеличении тока нагрузки, что повышает надежность работы системы.

Расчет проведем при следующих упрощениях: коммутация происходит одновременно в обеих ветвях инвертора, поэтому в них протекают одинаковые процессы и расчет достаточно осуществить только в одной ветви; нагрузка носит активно-индуктивный характер ( $L_H R_H$ ) (рис. 1.20); постоянная времени

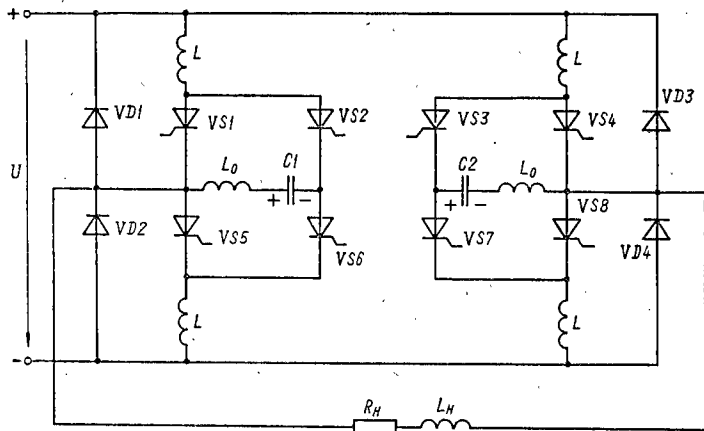


Рис. 1.20

нагрузки больше интервала коммутации, поэтому можно положить, что за время коммутации ток нагрузки не изменяется; активными сопротивлениями коммутирующих и ограничивающих дросселей пренебрегаем; тиристоры и диоды считаем идеальными ключами.

Расчет выполним последовательно на интервалах, на которые в соответствии с состоянием тиристорov и диодов делится весь период. Отметим, что перед пуском инвертора необходимо зарядить коммутиру-

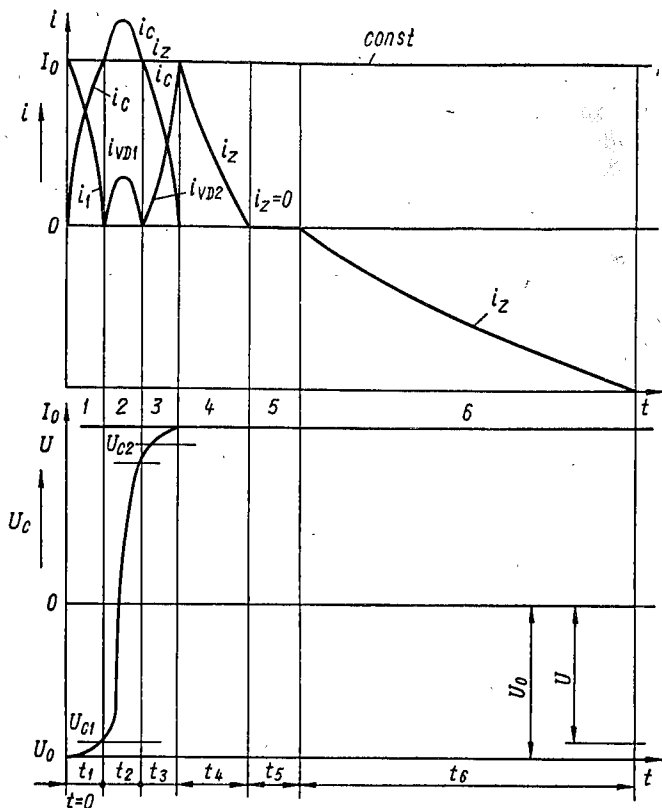


Рис. 1.21

ющие конденсаторы  $C1$ ,  $C2$ , что осуществляется включением коммутирующих тиристоров  $VS6$  и  $VS3$ , а заряд осуществляется через нагрузку.

Интервал 1 характеризуется коммутацией тока с главного тиристора  $VS1$  на коммутирующий тиристор  $VS2$ . Он начинается в момент  $t = 0$  (рис.1.21),

когда на вспомогательный тиристор  $VS2$  поступает отпирающий импульс. Коммутирующий конденсатор  $C1$  заряжен до напряжения источника постоянного тока и через него ток не протекает. Эквивалентная схема замещения цепи на этом интервале показана на рис. 1.22. Для  $t = 0$  начальные условия  $i_1 = i_2 = I_0$ ,  $u_{C1}(0) = U_{C0}$ ,  $i_{C1}(0) = 0$ . Так как в соответствии с принятыми упрощениями ток нагрузки считается постоянным  $i_2 = I_0 = \text{const}$ , то дифференциальное уравнение для расчета процессов в цепи запираания тиристора  $VS1$  имеет вид

$$L_0 \frac{di_{C1}}{dt} + \frac{1}{C_1} \int_0^t i_{C1} dt + U_{C0} = 0$$

или в операторной форме

$$pL_0 i_{C1}(p) - pL_0 i_{C1}(0) + \frac{1}{pC_1} i_{C1}(p) + u_{C1}(0) = 0.$$

Подставляя начальные условия, получаем

$$pL_0 i_{C1}(p) + \frac{1}{pC_1} i_{C1}(p) + U_{C0} = 0,$$

откуда

$$i_{C1}(p) = \frac{-U_{C0}}{pL_0 + \left(\frac{1}{pC_1}\right)} = \frac{-U_{C0}}{L_0} \frac{p}{p^2 + \left(\frac{1}{L_0 C_1}\right)}.$$

Используя обратное преобразование Лапласа, находим  $i_{C1}(t) = -U_{C0} \sqrt{C/L_0} \sin \omega_0 t$ , где  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_0 C}$  — круговая частота. Так как ток основного тиристора  $VS1$   $i_1 = i_2 - i_{C1} = I_0 + U_0 \sqrt{C_1/L_0} \sin \omega_0 t$ , то длительность рассматриваемого интервала, заканчивающегося в момент  $t = t_1$  (рис. 1.21), определяется из выражения  $I_0 + U_{C0} \sqrt{C_1/L_0} \sin \omega_0 t_1 = 0$  или  $t_1 = \left(\frac{1}{\omega_0}\right) \times \arcsin(I_0 / -U_{C0}) \sqrt{L_0/C}$ . За это время разрядится

коммутирующий конденсатор, причем его напряжение  $u_{C1}(t) = U_{C0} \cos \omega_0 t$  и для  $t = t_1$   $u_{C1}(t_1) = U_{C0} \cos \omega_0 t_1 = = U_{C1}$ .

На этом интервале обычно контролируются крутизна роста тока коммутирующего тиристора  $di_{C1}/dt$  и понижение напряжения на конденсаторе.

Интервал 2 характеризуется самостоятельной работой коммутирующего тиристора. Он начинается в

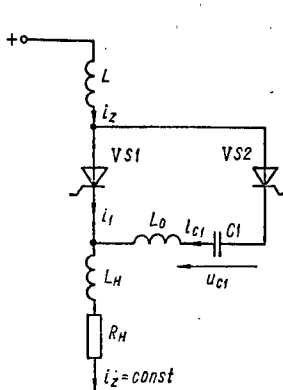


Рис. 1.22

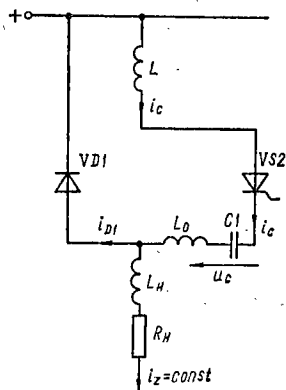


Рис. 1.23

момент времени, когда ток основного тиристора становится равным нулю. Для упрощения расчетов сдвинем начало координат ( $t = 0$ ) в начало интервала, следовательно, в момент  $t_1$ . Начальные условия для  $t = 0$  имеют вид  $i_C = i_z = I_0$ ,  $i_1 = 0$ ,  $u_C(0) = = U_{C1}$ .

Эквивалентная схема замещения для этого интервала приведена на рис. 1.23. На этом интервале ток нагрузки  $i_z$  также можем считать постоянным ( $i_z = = I_0$ ). В начале интервала в момент  $t = 0$  откроется диод  $VD1$ , ток которого определяется разностью



токов конденсатора и нагрузки  $i_{VD1} = i_{C2} - I_0$ . Дифференциальное уравнение для этого интервала

$$\frac{1}{C_1} \int_0^t i_{C2} dt + U_{C1} + (L + L_0) \frac{di_{C2}}{dt} = 0,$$

откуда ток

$$i_{C2}(t) = -U_{C1} \sqrt{\frac{C_1}{L + L_0}} \sin \omega_1 t + I_0 \cos \omega t,$$

где  $\omega_1 = 1/\sqrt{(L + L_0) C_1}$ . Временная зависимость напряжения на конденсаторе

$$u_{C2}(t) = U_{C1} \cos \omega_1 t + I_0 \sqrt{\frac{L + L_0}{C_1}} \sin \omega_1 t.$$

Из этого выражения при  $t = t_2$  определяется значение напряжения на конденсаторе в конце интервала  $u_{C2}(t_2) = U_{C2}$ .

Напряжение на конденсаторе практически равно напряжению на тиристоре, так как падением напряжения на ограничивающем дросселе  $L_0$  можно пренебречь.

Время восстановления запирающих свойств  $t_R$  определяется временным интервалом, на котором напряжение на конденсаторе  $u_{C2}(t) \leq 0$ , т. е.

$$u_{C2}(t_B) = U_{C1} \cos \omega_1 t_B + I_0 \sqrt{\frac{L + L_0}{C_1}} \sin \omega_1 t_B = 0.$$

Из полученного трансцендентного уравнения время восстановления целесообразнее всего определять каким-либо численным методом. Интервал оканчивается в момент времени, когда ток диода  $VD1$  уменьшится до нуля:

$$i_{VD1}(t) = -U_{C1} \sqrt{\frac{C_1}{L + L_0}} \sin \omega_1 t_2 - I_0(1 - \cos \omega_1 t_2) = 0.$$

Длительность второго интервала  $t_2$  также вычисляется в результате решения полученного трансцендентного уравнения.

На интервале 3 происходит коммутация тока с коммутирующего тиристора на обратный диод. При достижении током диода  $VD1$  нулевого значения (рис. 1.21) ток конденсатора достигает величины тока нагрузки  $i_C = I_0$ . Ток в цепи нагрузки и дальше

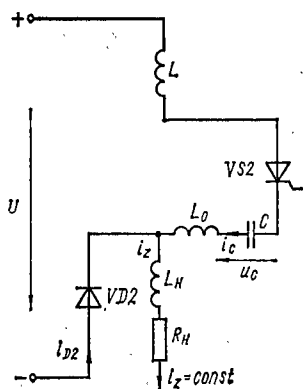


Рис. 1.24

стремится к снижению, но из-за большой постоянной времени этой цепи остается практически постоянным. Так как  $u_{C1} \geq U$ , то отпирается обратный диод  $VD2$ , через который протекает разность токов нагрузки и конденсатора. Схема замещения узла коммутации для третьего интервала приведена на рис. 1.24. Как и в предыдущем случае, сдвинем начало координат в начало интервала. Начальными условиями при

$t = 0$  для этого интервала будут  $i_C = I_0$ ,  $u_C = U_{C2}$ . Для схемы замещения справедливо уравнение

$$(L + L_0) \frac{di_{C3}}{dt} + \frac{1}{C} \int i_{C3} dt + U_{C2} - U = 0,$$

решая которое, находим функцию тока, протекающего через конденсатор:

$$i_{C3}(t) = (U - U_{C2}) \sqrt{\frac{C_1}{L + L_0}} \sin \omega_1 t + I_0 \cos \omega_1 t.$$

Ток обратного диода  $i_{VD2} = i_z - i_{C3}$  с учетом последнего выражения запишем в виде

$$i_{VD2} = I_0 (1 - \cos \omega_1 t) - (U - U_{C2}) \sqrt{\frac{C_1}{L + L_0}} \sin \omega_1 t.$$

Интервал заканчивается в момент времени, когда ток конденсатора уменьшится до нуля. После этого весь ток нагрузки будет протекать через диод  $VD2$ . Продолжительность третьего интервала  $t_3$  определяется из уравнения

$$(U - U_{C2}) \sqrt{\frac{C_1}{L + L_0}} \sin \omega_1 t_3 + I_0 \cos \omega_1 t_3 = 0,$$

которое является трансцендентным.

Напряжение на конденсаторе

$$u_{C3}(t) = U_{C2} + (U - U_{C2})(1 - \cos \omega_1 t) + I_0 \sqrt{\frac{L + L_0}{C_1}} \sin \omega_1 t,$$

откуда в конце интервала это напряжение определяется как  $u_{C3}(t_3) = U_{C3} = U_{C0}$  и существенно зависит от тока нагрузки. С увеличением тока нагрузки увеличивается и напряжение на коммутирующем конденсаторе, что оказывается полезным при работе инвертора. Из-за этого свойства данный тип инверторов получил название инвертора с токозависимой коммутацией.

На следующих интервалах конденсатор не работает, так как вспомогательный тиристор  $VS2$  отключен. Напряжение на конденсаторе остается постоянным и на следующих интервалах и, следовательно, напряжение на конденсаторе в начале первого интервала равно  $U_{C0}$ . Это напряжение определяет коммутационную способность инвертора.

Интервал 4 характеризуется самостоятельной работой обратного диода. На первых трех интервалах процесс коммутации по существу закончился и одновременно образовались условия для новой коммутации в следующем полупериоде. После окончания третьего интервала проводят диоды  $VD2$  и  $VD3$ , расположенные в обеих ветвях инвертора. Ток на-

грузки протекает через обратные диоды и источник питания, осуществляя рекуперацию энергии, запасенной в индуктивности нагрузки. Смещая начало координат в начало интервала и учитывая, что начальным условием для  $t = 0$  будет  $i_z = I_0$ , запишем дифференциальное уравнение, справедливое для этого случая:  $R_n i_z + L_n \frac{di_z}{dt} + U = 0$ . Решая его, на-

ходим ток нагрузки  $i_z(t) = \left(I_0 + \frac{U}{R_n}\right)e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{U}{R_n}$ , где  $\tau = L_n/R_n$  — постоянная времени цепи нагрузки. Из этого уравнения определяется время  $t_4$ , за которое ток  $i_z(t)$  достигнет нуля,  $t_4 = \frac{R_n}{L_n} \ln \frac{U + R_n I_0}{U}$  и после которого начинается пятый интервал.

Интервал 5 характеризуется задержкой подачи управляющих импульсов, что приводит к прерыванию тока  $i_z$  до момента времени  $t_5$ . Это позволяет регулировать выходное напряжение инвертора.

На интервале 6 самостоятельно работают главные тиристоры  $VS_4, VS_5$ . Переносим начало координат в начало интервала и учитывая, что при  $t = 0$   $i_z = 0$ , запишем дифференциальное уравнение  $R_n i_z + (L_n + 2L) \frac{di_z}{dt} + U = 0$ , решая которое найдем ток

$i_z(t) = -\frac{U}{R_n} (1 - e^{-t/\tau_1})$ , где  $\tau_1 = (L_n + 2L)/R_n$  — постоянная времени цепи. В момент  $t = t_6$  включаются коммутирующие тиристоры, что определяет продолжительность шестого интервала. Время одного полупериода определяется суммой длительностей всех шести интервалов  $T/2 = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5 + t_6$ . Для последующих полупериодов процессы повторяются.

Примером успешной реализации схемы инвертора напряжения с пофазной двухступенчатой коммутацией и дросселем в цепи конденсатора может служить инвертор, который разработан в Электротехническом

научно-исследовательском институте в Новой Дубнице ЧССР. Инвертор LLMQ101 имеет следующие технические параметры:

Напряжение питания	. . . . . $3 \times 380$ В, 50 Гц
Выходное напряжение	. . . . . $3 \times 20$ В . . . . . 380 В
Выходная частота	. . . . . 0 . . . . . 100 Гц
Номинальный выходной ток	. . . . . 90 А
Номинальная мощность двигателя	. . . . . 60 кВт при 50 Гц
Закон регулирования выходного напряжения	до 50 Гц $U/f = \text{const}$ свыше 50 Гц $U = \text{const}$

Полная схема включения преобразователя с инвертором приведена на рис. 1.25. Так как на входе

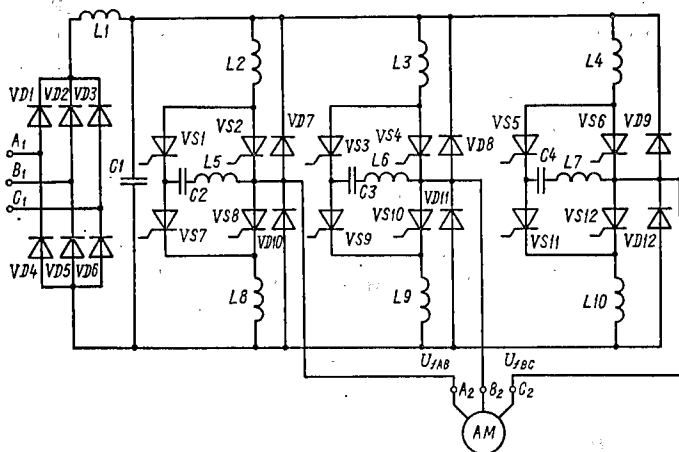


Рис. 1.25

преобразователя стоит неуправляемый выпрямитель, то инвертор питается постоянным выпрямленным напряжением. Регулировка выходного напряжения осуществляется в инверторе с помощью широтно-импульсной модуляции. Она реализуется следующим

образом: в процессе работы преобразователя после окончания пятого интервала (прерывание тока) тиристоры  $VS_4$ ,  $VS_5$  не включаются (рис. 1.20), а включаются тиристоры  $VS_1$ ,  $VS_8$  так, что на нагрузке вновь

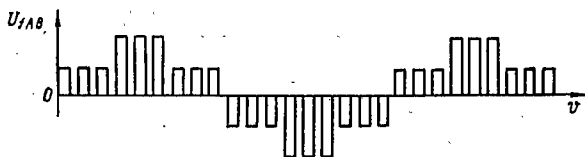


Рис. 1.26

появляется напряжение положительной полярности. Так, в течение полупериода образуется определенное число импульсов напряжения. Временная диаграмма выходного напряжения  $u_{AB}$  показана на рис. 1.26.

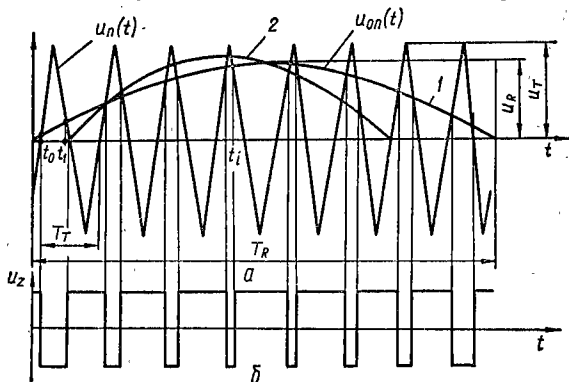


Рис. 1.27

Выходное напряжение, которое по своей форме наилучшим образом приближается к синусоиде (кривая 1) (рис. 1.27, а), можно получить способом, показанным на этом рисунке. В этом случае пилообраз-

ное напряжение  $u_n(t)$  треугольной формы сравнивается с опорным сигналом  $u_{оп}(t)$  переменной частоты. В моменты  $(t_0, t_1, \dots, t_i)$  сравнения напряжений включаются тиристоры инвертора и выходное напряжение  $u_z(t)$  однофазного инвертора имеет форму, показанную на рис. 1.27, б. Если пилообразное напряжение имеет постоянную частоту и не синхронизировано с опорным, то выходное напряжение будет непериодическим и будет содержать составляющие более низких частот, чем требуемая первая гармоника. Синхронизация опорного и модулирующего напряжений можно устранить образование нежелательных субгармонических составляющих, как это показано на рис. 1.27, а (кривая 2). В этом случае в выходном напряжении присутствует одинаковое число импульсов, а моменты переключения тиристоров можно выбрать так, чтобы были полностью исключены некоторые высшие гармоники. Например, если число импульсов 4, то можно исключить пятую, седьмую и одиннадцатую гармоники (трехкратные гармоники по отношению к основной в трехфазной симметричной системе отсутствуют). На рис. 1.28 приведены диаграммы изменения углов (углы  $\alpha_1 \dots \alpha_4$  переключения тиристоров) и относительная амплитуда  $\epsilon_n$  13 и 17 гармоник по сравнению с первой гармоникой. Видно, что 13 гармоника является большой и в значительной части регулируемого диапазона превышает первую гармонику.

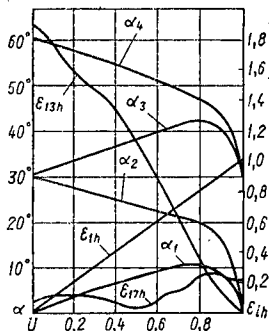


Рис. 1.28

Однако требования, предъявляемые к гармоническому составу, зависят от типа нагрузки. Например,

с точки зрения оптимальности кривой тока статора синхронного двигателя целесообразным является такое управление, при котором достигается минимума коэффициент искажения тока статора  $K_I = \sqrt{1 - I_1^2/I_c^2}$ , где  $I_1^2$  — действующее значение тока первой гармоники;  $I_c^2$  — действующее значение тока статора.

Более предпочтительным по сравнению с управлением по минимуму коэффициента искажения тока статора является такое управление, у которого момент пульсаций асинхронного двигателя будет минимальным. Для этой цели вводится, например, критерий оптимального управления, исходящий из минимума мо-

мента пульсаций  $K_p = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [m(t) - M_c(t)]^2 dt / M_c}$ ,

где  $M_c = \frac{1}{T} \int_0^T m(t) dt$ ;  $m(t)$  — временная зави-

симость электромагнитного момента машины;  $T$  — период. Момент  $m(t)$  на валу двигателя зависит от формы питающего напряжения. Проблема оптимального управления, следовательно, заключается в нахождении оптимальных параметров функции возбуждения, т. е. такого выходного напряжения инвертора, при котором коэффициент момента пульсаций  $K_p$  будет иметь минимальную величину.

Форма выходного напряжения при постоянном напряжении промежуточного звена постоянного тока определяется углами переключения тиристоров  $\alpha_i = \omega t_i$ . Определение этих углов при изменяющейся нагрузке и частоте выходного напряжения является задачей, которую можно решить с помощью микропроцессора. Такое микропроцессорное регулирование было использовано в полупроводниковом преобразова-



теле LLMQ 101. Ядром управляющей системы является одноплатная микро-ЭВМ SM 50/40. На рис. 1.29 показаны экспериментально полученные диаграммы выходного напряжения, тока и момента

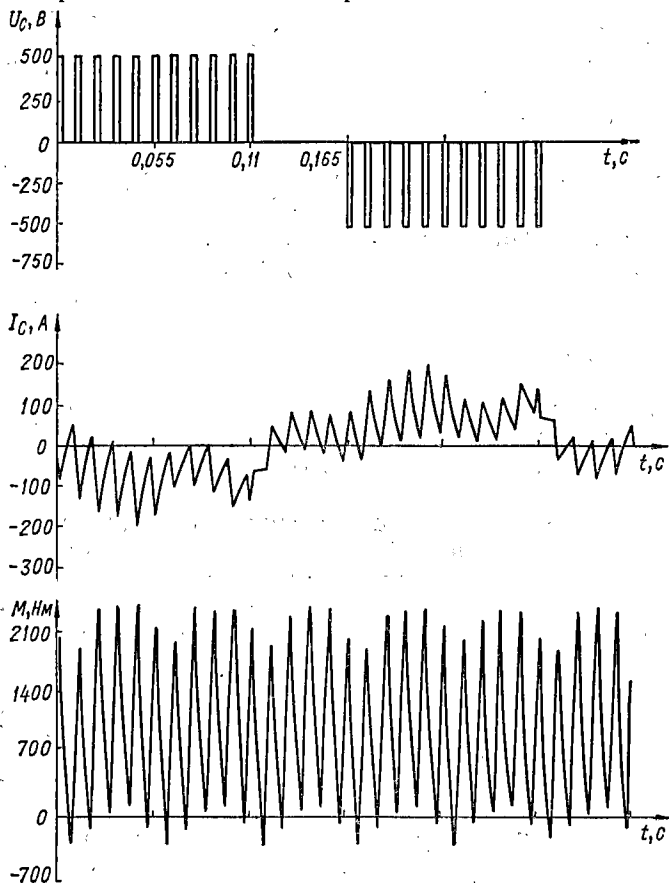


Рис. 1.29

электродвигателя при выходной частоте 3 Гц. Для показанных временных диаграмм действующее значение первой гармоники напряжения на статоре — 159,2 В, действующее значение тока статора — 58,68 А, а средняя величина момента — 891,4 Нм. Видно, что мгновенная величина момента на валу электродвигателя имеет пульсации с различными частотами. Некоторые из этих частот могут быть подавлены путем построения специальных систем обратной связи.

#### 1.4. Применение ЭВМ для расчетов

При расчетах на ЭВМ процессов, протекающих в преобразователях, так же как и при аналитическом расчете, выделяют задачи исследования разомкнутых и замкнутых систем. При расчетах процессов в разомкнутых системах обычно определяют токи в ветвях и напряжения на узлах схемы. Такой расчет сводится, как правило, к расчету электрической цепи, содержащей активные (управляемые) ключи. При расчетах процессов в замкнутых системах можно решать задачу определения токов и напряжений в электрической цепи при одновременном решении уравнения замыкания, определяющего моменты переключения ключей. Поэтому эти две задачи очень близки друг к другу и переход от первой ко второй осуществляется добавлением уравнения замыкания. Другой подход к определению процессов поведения замкнутой системы основан на представлении преобразователя и других звеньев системы передаточными функциями. Такой подход к расчету систем с преобразователями по существу эквивалентен подходу, применяемому при решении задач теории автоматического управления.

Рассмотрим особенности расчета процессов, протекающих в силовой части преобразовательной системы, при условии, что моменты переключения и ал-

горитм работы силовых полупроводниковых ключей известны. При разработке алгоритма и программы расчета могут быть использованы координатные базисы в виде контурных токов, узловых потенциалов, либо смешанный или гибридный. Остановимся на основных этапах расчета, основанного на методе узловых потенциалов. Выбор такого координатного базиса связан с тем, что такой координатный базис проще оставить без изменений при переключении силовых полупроводниковых приборов, чем другие. Для описания электрической схемы в этом случае, при тех же допущениях, что и в методе припасовывания, используют матрицы проводимостей  $Y$ , матрицу сопротивлений  $Z$ , матрицу коинциденций  $K$  и следующие матричные уравнения, записанные на основании законов Кирхгофа:

$$K^T I = 0; \quad (1.32)$$

$$U + KV + E + ZI = 0; \quad (1.33)$$

$$Z(t) = R(t) + \frac{2}{h} L(t) + \frac{h}{2} C^{-1}(t); \quad (1.34)$$

$$Y(t) = Z^{-1}(t); \quad (1.35)$$

$$E(t) = \frac{2}{h} L(t) I(t) + U_L(t) - \frac{h}{2} C^{-1} I(t) - \\ - U_C(t) + R(t) I(t) - U_R(t); \quad (1.36)$$

$$V(t+h) = -(K^T Y(t) K)^{-1} K^T Y(t) U(t+h) + E(t); \quad (1.37)$$

$$I(t+h) = Y(t) [U(t+h) + KV(t+h) + E(t)]; \quad (1.38)$$

$$U_L(t+h) = \frac{2}{h} L(t) [I(t+h) - I(t)] - U_L(t); \quad (1.39)$$

$$U_C(t+h) = \frac{h}{2} C^{-1}(t) [I(t+h) + I(t)] - U_C(t); \quad (1.40)$$

$$U_R(t+h) = R(t) [I(t+h) - I(t)] + U_R(t), \quad (1.41)$$

где  $R$  — диагональная квадратная матрица размером  $l \times l$  ( $l$  — число ветвей) с элементами  $R_{ii}$  ( $i$ -й ветви);  $C_{ii}^{-1}$  — диагональная квадратная матрица размером  $l \times l$  с элементами  $C_{ii}^{-1}$  (емкость  $i$ -й ветви);  $L$  — симметричная квадратная матрица размером  $l \times l$  с элементами  $L_{ii}$ , расположенными на главной диагонали ( $L_{ii}$  — собственная индуктивность  $i$ -й ветви), и элементами  $L_{ij}$  (взаимная индуктивность между

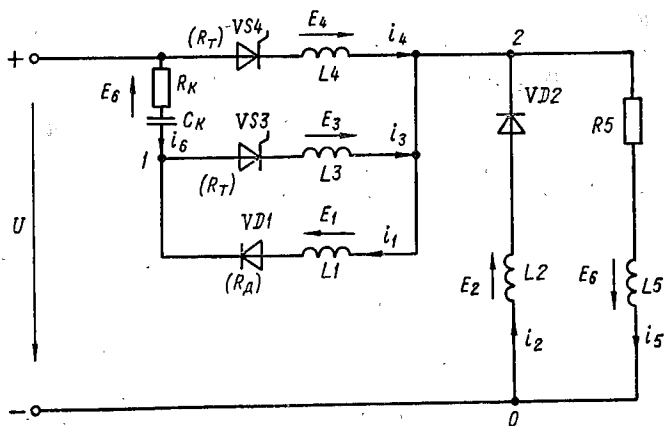


Рис. 1.30

ветвями  $i$  и  $j$ );  $Z$  — матрица сопротивлений размером  $l \times l$  определяется по выражению (1.34);  $Y$  — матрица проводимостей размером  $l \times l$  определяется по выражению (1.35);  $U$  — вектор напряжений источников напряжений размером  $l \times 1$ . Знаки элементам матрицы  $U$  присваиваются по следующим правилам:

$\text{sign } U_i = 0$ , если  $i$  ветвь не подключена к выводу источника;  $\text{sign } U_i = +1$ , если  $i$  ветвь подключена к выводу источника и если ток  $i$  ветви имеет то же направление, что и напряжение  $U_i$ ;  $\text{sign } U_i = -1$ , если  $i$  ветвь подключена к выводу источника и если ток  $i$  ветви имеет направление, противоположное  $U_i$ ;  $V$  — вектор независимых потенциалов размером  $s \times 1$  ( $s + 1$  — число узлов);  $E$  — вектор напряжений (на элементах, запаасающих энергию, и динамических сопротивлениях) размером  $n \times 1$ , причем  $\text{sign } E_L = +1$ ,  $\text{sign } E_C = -1$ ;  $K$  — коинцидентная матрица размером  $l \times s$ , элементам которой присваиваются значения по следующим правилам:  $K_{ij} = 0$ , если  $i$  ветвь не подключена к  $j$  узлу;  $K_{ij} = +1$ , если  $i$  ветвь выходит из  $j$  узла;  $K_{ij} = -1$ , если  $i$  ветвь входит в  $j$  узел;  $K^T$  — транспонированная матрица  $K$ ;  $I$  — вектор токов ветвей размером  $l \times 1$ .

**Пример.** Составить уравнения для преобразователя постоянного тока (рис. 1.30). Матрицы, используемые в расчетах, имеют следующий вид:

$$R = \begin{vmatrix} R_d & & & & & \\ & R_d & & & & \\ & & R_T & & & \\ & & & R_T & & \\ & & & & R_5 & \\ & & & & & R_K \end{vmatrix}; \quad L = \begin{vmatrix} L_1 & & & & & \\ & L_2 & & & & \\ & & L_3 & & & \\ & & & L_4 & & \\ & & & & L_5 & \\ & & & & & 0 \end{vmatrix};$$

$$C^{-1} = \begin{vmatrix} \infty & & & & & \\ & \infty & & & & \\ & & \infty & & & \\ & & & \infty & & \\ & & & & \infty & \\ & & & & & \infty \end{vmatrix}, \quad C_K^{-1}$$

где  $R_D, R_T$  — сопоставления вентилей в открытом состоянии;

$$Z = \begin{vmatrix} z_1 & & & & & \\ & z_2 & & & & \\ & & z_3 & & & \\ & & & z_4 & & \\ & & & & z_5 & \\ & & & & & z_6 \end{vmatrix};$$

$$Y = \begin{vmatrix} \frac{1}{z_1} & & & & & \\ & \frac{1}{z_2} & & & & \\ & & \frac{1}{z_3} & & & \\ & & & \frac{1}{z_4} & & \\ & & & & \frac{1}{z_5} & \\ & & & & & \frac{1}{z_6} \end{vmatrix}$$

Здесь  $z_1 = R_D + \frac{2}{h} L_{11}$ ;  $z_2 = R_D + \frac{2}{h} L_{22}$ ;  $z_3 = R_T + \frac{2}{h} L_{33}$ ;

$z_4 = R_T + \frac{2}{h} L_{44}$ ;  $z_5 = R_b + \frac{2}{h} L_{55}$ ;  $z_6 = R_K + \frac{h}{2} C_K^{-1}$ ;

$$K = \begin{vmatrix} -1 & +1 \\ 0 & -1 \\ +1 & -1 \\ 0 & -1 \\ 0 & +1 \\ -1 & 0 \end{vmatrix}.$$

Матрица  $K^T$  заполняется следующим образом:  $K_{11} = -1$ , так как ветвь 1 входит в узел 1, т. е. ток течет от узла 2 к узлу 1;  $K_{12} = +1$ , так как ветвь 1 выходит из узла 2, т. е. ток вытекает из узла 2;  $K_{41} = 0$ , так как ветвь 4 не соединяется с узлом 1 и т. д.;

$$K^T = \begin{vmatrix} -1 & 0 & +1 & 0 & 0 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & -1 & +1 & 0 \end{vmatrix}; \quad V = \begin{vmatrix} V_1 \\ V_2 \end{vmatrix};$$

$$E = \begin{vmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \\ E_5 \\ E_6 \end{vmatrix}; \quad KV = \begin{vmatrix} -V_1 & +V_2 \\ 0 & +V_2 \\ +V_1 & -V_2 \\ 0 & -V_2 \\ 0 & +V_2 \\ V_1 & 0 \end{vmatrix};$$

независимые узлы —  $V_1$  и  $V_2$ , а базовый узел имеет нулевой потенциал;

$$U = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ U \\ 0 \\ U \end{vmatrix}; \quad U + KV + E = \begin{vmatrix} V_2 & -V_1 & E_1 \\ 0 & -V_2 & E_2 \\ V_1 & -V_2 & E_3 \\ U & -V_2 & E_4 \\ V_2 & 0 & E_5 \\ U & -V_1 & -E_6 \end{vmatrix}.$$

Алгоритм расчета содержит следующие этапы.

1. Составление эквивалентной схемы и матриц  $R(t)$ ;  $L(t)$ ;  $C(t)$  для каждого расчетного шага  $h$ .

2. Расчет по уравнениям 1.32...1.41 токов и напряжений с проверкой на каждом расчетном шаге состояния всех полупроводниковых ключей. Если состояние ключей не изменяется, то расчет продолжается. Если состояние одного из ключей изменяется, то осуществляется переход на следующий этап.

3. Уменьшение расчетного шага и определение с заданной точностью момента  $h'$  изменения состояния ключа. После определения этого момента времени возможны два варианта продолжения расчета: либо

переход на этап 2, либо окончание расчета с шагом  $(h - h')$  и затем переход на этап 2.

Для использования преимуществ матричного формализма при расчете процессов в базисе узловых потенциалов используется метод инжектируемых токов. Сущность метода заключается в том, что к узлам

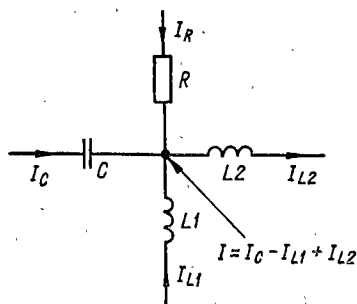


Рис. 1.31

эквивалентной схемы добавляются или, иначе, инжектируются дополнительные токи (рис. 1.31). Некоторые токи из нового полного вектора токов будут равны нулю. Это позволяет разделить матричное уравнение на 2 части, по одной из которых определяются узловые потенциалы, а по другой — токи ветвей.

Применяют [6] следующий формальный способ при нахождении выражения для инжектированного тока произвольного узла: определяются в соответствии с первым законом Кирхгофа соотношения для инжектированного тока; исключаются токи, протекающие через сопротивления; изменяется знак тока, протекающего через конденсатор; токи, протекающие через индуктивности, остаются неизменными.

Например, для узла (рис. 1.31) в соответствии с первым законом Кирхгофа имеем  $I = -I_R - I_C - I_{L1} + I_{L2}$ , после исключения тока  $I_R$  и изменения знака при  $I_C$  получаем  $I = I_C - I_{L1} + I_{L2}$ . Для вычисления инжектированного тока на  $(n - 1)$  шаге запишем  $I(n - 1) = I_C(n - 1) - I_{L1}(n - 1) + I_{L2}(n - 1)$ .

Расчет проводится в матричной форме по уравнению

$$I(n) = I(n - 1) + AV(n) + BV(n - 1), \quad (1.42)$$



где  $V$  — вектор независимых потенциалов в узлах с инъектированными токами на  $n$ - или соответственно  $(n - 1)$  шаге;  $I$   $(n - 1)$  — вектор инъектированных токов. Для вычисления вектора  $I(n)$  необходимо найти матрицы проводимостей  $A$  и  $B$ .

Матрица проводимостей  $A$  определяется следующим образом: величина элемента  $A_{ii}$  на главной диагонали равна сумме проводимостей  $Y_{ii}$ , присоединенных к  $i$  узлу; величина элемента, расположенного вне главной диагонали, равняется сумме проводимостей с противоположным знаком, подключенных между  $i$  и  $j$  узлами ( $A_{ij} = -Y_{ij}$ ).

Матрица проводимостей  $B$  находится по матрице  $A$ . Для этого в матрице  $A$  исключаются элементы, соответствующие сопротивлениям; у элементов, соответствующих конденсаторам, знак изменяется на противоположный; у элементов, соответствующих индуктивностям схемы, знак не изменяется. Матрицы  $A$  и  $B$  симметричные. Проводимость резистора —  $1/R$ , проводимость конденсатора —  $2C/h$ , проводимость дросселя —  $h/2L$ , где  $h$  — расчетный шаг.

Действительно, существуют только те инъектированные токи, которые вытекают из источников (индекс  $\xi$ ). Остальные токи — вспомогательные (индекс  $\eta$ ). Если перестановкой строк сгруппировать действительные инъектированные токи в верхней части матрицы  $I$ , то в нижней останутся вспомогательные инъектированные токи. Матричная запись выражения (1.42) будет иметь верхнюю и нижнюю части

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} I_{\xi}(n) \\ I_{\eta}(n) \end{vmatrix} &= \begin{vmatrix} I_{\xi}(n-1) \\ I_{\eta}(n-1) \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} A_{\xi\xi}A_{\xi\eta} \\ A_{\eta\xi}A_{\eta\eta} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_{\xi}(n) \\ V_{\eta}(n) \end{vmatrix} + \\ &+ \begin{vmatrix} B_{\xi\xi}B_{\xi\eta} \\ B_{\eta\xi}B_{\eta\eta} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_{\xi}(n-1) \\ V_{\eta}(n-1) \end{vmatrix}. \end{aligned}$$

В нижней части находятся токи  $I_{\eta}(n) = 0$ . Это поз-

воляет вычислить напряжения (потенциалы по отношению к базовому узлу) в отдельных точках по уравнению

$$V_{\eta}(n) = -A_{\eta\eta}^{-1}(I_{\eta}(n-1) + A_{\eta\xi}V_{\xi}(n) + B_{\eta\xi}V_{\xi}(n-1) + B_{\eta\eta}V_{\eta}(n-1)). \quad (1.43)$$

Если величины элементов матрицы  $A_{\eta\eta}$  не изменяются, достаточно матрицу  $A_{\eta\eta}$  обращать только один

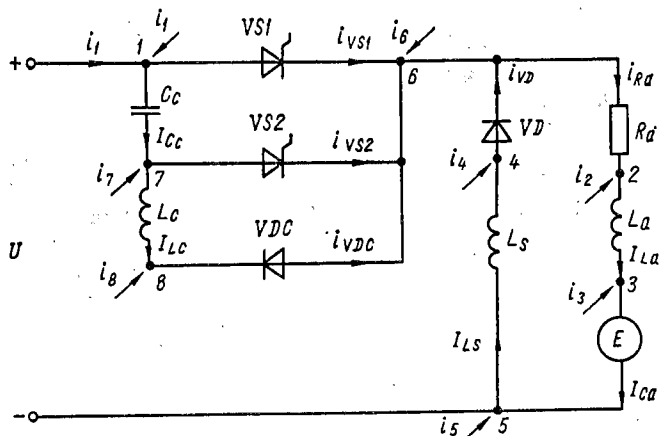


Рис. 1.32

раз за время расчета. Действительно, существующие инъецированные токи (токи источников) вычисляются в верхней части по выражению

$$I_{\xi}(n) = I_{\xi}(n-1) + A_{\xi\xi}V_{\xi}(n) + A_{\xi\eta}V_{\eta}(n) + B_{\xi\xi}V_{\xi}(n-1) + B_{\xi\eta}V_{\eta}(n-1). \quad (1.44)$$

**Пример.** Записать вектор инъецированных токов и определить матрицы  $A$  и  $B$  для схемы импульсного преобразователя постоянного напряжения (рис. 1.32).

### Вектор инжектированных токов

$$I^T (n-1) = \begin{bmatrix} 0 \\ -I_{La} \\ -I_{Ca} + I_{La} \\ +I_{Ls} \\ -I_{Ls} \\ +I_{Ca} \\ 0 \\ I_{Cc} - I_{Lc} \\ I_{Lc} \end{bmatrix}.$$

Так как в матрицах  $A$  и  $B$  много нулевых элементов, то целесообразно привести только ненулевые элементы. Для матрицы  $A$

$$Y_{11} = 1/R_{VSI} + 2C_c/h; \quad Y_{22} = 1/R_a + h/(2L_a);$$

$$Y_{33} = h/(2L_a) + 2C_a/h;$$

$$Y_{44} = 1/R_{VD} + h/(2L_s); \quad Y_{55} = 2C_a/h + h/(2L_s);$$

$$Y_{66} = 1/R_{VSI} + 1/R_{VS2} + 1/R_{VDc} + 1/R_{VD} + 1/R_a;$$

$$Y_{77} = h/(2L_c) + 1/R_{VDc}; \quad Y_{16} = Y_{61} = -1/R_{VSI};$$

$$Y_{71} = Y_{17} = -2C_c/h; \quad Y_{23} = Y_{32} = -h/(2L_a);$$

$$Y_{26} = Y_{62} = -1/R_a; \quad Y_{35} = Y_{53} = -2C_a/h;$$

$$Y_{45} = Y_{54} = -h/(2L_s); \quad Y_{46} = Y_{64} = -1/R_{VD};$$

$$Y_{67} = Y_{76} = -1/R_{VS2}; \quad Y_{68} = Y_{86} = -1/R_{VDc};$$

$$Y_{78} = Y_{87} = -h/(2L_c).$$

В матрице  $B$  в отличие от матрицы  $A$  отсутствуют члены  $Y_{16}$ ,  $Y_{61}$ ,  $Y_{26}$ ,  $Y_{62}$ ,  $Y_{46}$ ,  $Y_{64}$ ,  $Y_{67}$ ,  $Y_{76}$ ,  $Y_{68}$ ,  $Y_{86}$ ,  $Y_{69}$ , а другие члены этой матрицы имеют вид  $Y_{11} = 2C_a/h$ ;  $Y_{22} = h/(2L_a)$ ;  $Y_{44} = h/(2L_s)$ ;  $Y_{77} = 2C_a/h + h/(2L_c)$ ;  $Y_{88} = h/(2L_c)$ . Узловые потенциалы отдельных узлов находятся с помощью уравнения (1.43), ток источника — по уравнению (1.44). Основные этапы алгоритма расчета этим методом такие же, как и при использовании метода узловых потенциалов.

**Расчет на ЭВМ замкнутых систем.** Один из подходов исследования процессов в замкнутых системах с преобразователями основывается на расчете каким-либо численным методом токов и напряжений в силовой части с совместным решением уравнения замыкания. Другой подход заключается в представлении всей системы в виде совокупности отдельных звеньев,

описываемых передаточными функциями или дифференциальными уравнениями. При этом предполагается, что последующее звено не оказывает влияния на предыдущее. Если все звенья замкнутой системы заданы передаточными функциями, то возможно построение такого алгоритма, при котором каждая передаточная функция представляется в виде набора элементарных интеграторов и пропорциональных звеньев, порядок соединения которых определяет алгоритм расчета. Для таких элементарных звеньев, как интегратор и пропорциональное звено, выбор алгоритма расчета не представляет труда, поэтому и составление общего алгоритма, который по существу отражается связями между элементарными звеньями, не вызывает трудностей.

Для приведения передаточной функции системы к совокупности элементарных звеньев необходимо выделить функцию выходного сигнала  $F_{\text{вых}}(p)$  при наивысшей степени  $p$ , т. е. если передаточная функция имеет вид

$$W(p) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{F_{\text{вых}}(p)}{F_{\text{вх}}(p)} = \\ = \frac{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_i p^i + \dots + a_0}{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_j p^j + \dots + b_0},$$

то выходной сигнал следует представить в виде

$$F_{\text{вых}}(p) = F_{\text{вх}}(p) \frac{a_n}{b_m} p^{n-m} + \dots \\ \dots + \left[ F_{\text{вх}}(p) \frac{a_i}{b_m} - F_{\text{вых}}(p) \frac{b_j}{b_m} \right] p_{i=j}^{i-m} + \dots,$$

где  $F_{\text{вх}}(p)$  — изображение входного сигнала. В некоторых случаях при  $n > m$  передаточная функция содержит дифференцирующие звенья.

**Пример.** Найти расчетную схему для звена с передаточной функцией второго порядка

$$W(p) = \frac{F_{\text{вых}}(p)}{F_{\text{вх}}(p)} = \frac{a_0}{1 + 2dT_p + T^2p^2}.$$

После преобразования получаем выражение

$$F_{\text{вых}}(p) = \frac{a_0}{T} \frac{1}{T} \frac{1}{p} \frac{1}{p} \left( F_{\text{вх}}(p) - \frac{1}{a_0} F_{\text{вых}}(p) \right) - \frac{2d}{Tp} F_{\text{вых}}(p).$$

В соответствии с этим выражением на рис. 1.33 изображена схема, отражающая алгоритм расчета реакции на выходе звена второго порядка.

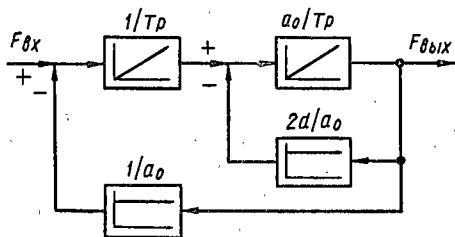


Рис. 1.33

При использовании этого подхода для расчета процессов в замкнутых системах с преобразователями необходимо предварительно определить передаточную функцию преобразователя и нагрузки, которые в общем случае являются нелинейными, а их параметры зависят от режимов работы. Поэтому при численных расчетах параметры элементарных передаточных функций могут меняться от шага к шагу. Могут изменяться и связи между элементарными звеньями, однако общий подход составления алгоритма расчета остается таким же.

**Пример.** Составить расчетную схему системы регулирования скорости двигателя постоянного тока ( $M$ ) (рис. 1.34). Предварительные расчеты или эксперименты позволяют записать передаточную функцию  $W_{УВ}(p)$  управляемого выпрямителя ( $УВ$ ) совместно с системой импульсно-фазового управления в виде  $W_{УВ} \times \times (p) = K_B$ ; передаточную функцию регулятора скорости  $W_c(p) = \frac{K_p}{T_p p}$ ; передаточную функцию регулятора тока  $W_I(p) = \frac{K_I}{T_I p}$ ;

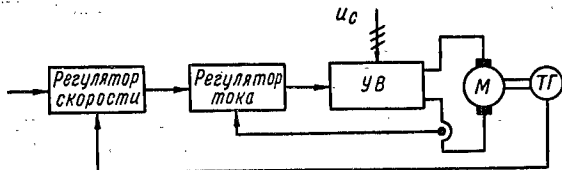


Рис. 1.34

передаточную функцию тахогенератора ( $ТГ$ )  $W_{ТГ}(p) = K_\omega$  и передаточную функцию двигателя  $W_M(p) = \frac{K_M}{1 + T_M p}$ , где ( $K_B$ ,  $K_p$ ,  $K_I$ ,  $K_\omega$ ,  $K_M$ ) и ( $T_p$ ,  $T_I$ ,  $T_M$ ) — коэффициенты передачи и постоянные времени соответствующих звеньев.

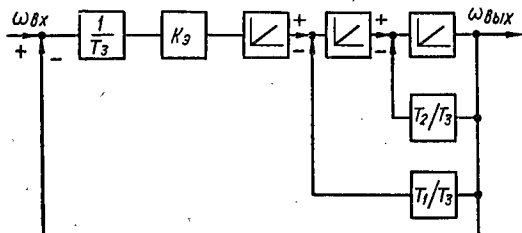


Рис. 1.35

Передаточная функция замкнутой системы имеет вид

$$W(p) = \frac{\omega_{\text{вых}}(p)}{\omega_{\text{вх}}(p)} = \frac{K_3}{I_3 p^3 + I_2 p^2 + I_1 p + K_3},$$

где  $K_3 = K_p K_I K_B K_M$ ;  $I_1 = I_p K_I K_B K_M K_\omega$ ;  $I_2 = I_p I_I$ ;  $I_3 = I_M I_p I_I$ .

Переходя к элементарным передаточным звеньям, строим расчетную схему, изображенную на рис. 1.35, и находим соответствующее ей выражение

$$\omega_{\text{вых}}(p) = K_3 \frac{1}{T_3} \frac{1}{p^3} (\omega_{\text{вх}} - \omega_{\text{вых}}) - I_1 \frac{1}{I_3} \frac{1}{p^2} \omega_{\text{вых}} - \\ - I_2 \frac{1}{T_3} \frac{1}{p} \omega_{\text{вых}}.$$

Расчет процессов в замкнутых и разомкнутых системах и расчет токов и напряжений в элементах силовых частей преобразователей при их совместном проведении и оценке дают наиболее полную информацию поведения и функционирования всей системы.

Для расчета процессов в преобразователях и системах с преобразователями разработаны специальные программы, перечень которых, краткая характеристика приведены в приложении.

### 1.5. Электромагнитные помехи

**Виды электромагнитных помех.** При работе преобразователей, как правило, генерируется широкий спектр электромагнитных помех, который обусловлен ключевым характером работы силовых полупроводниковых элементов; нелинейностью отдельных магнитных узлов, таких как дроссели, трансформаторы; подключением нагрузок — электродвигателей, нагревателей и т. д. Если последняя причина может в какой-то части нейтрализоваться равномерным подключением нагрузок во времени и поэтому несколько уменьшать амплитуду генерируемых помех, то действие первых двух, связанных с принципом построения преобразователей, можно уменьшить специальными схемными и конструкторскими приемами. Техническую систему, в которой распространяются электромагнитные помехи, можно представить структурной схемой (рис. 1.36). В ней выделяют источник

генерируемых помех, канал передачи помех, который содержит два пути их распространения: кондуктивный (по проводам) и излучением; приемник помех. В сложной системе с преобразователями преобразователи и приемники электрической энергии выступают одновременно и как генераторы, и как приемники помех.

При разработке преобразователей важно создать такую систему, которая обладала бы электромагнит-

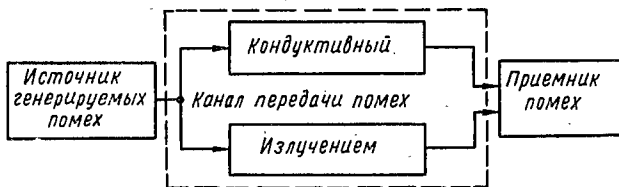


Рис. 1.36

ной совместимостью с другими, так как подавление и борьба с помехами после включения аппаратуры в эксплуатацию становятся намного более сложными и трудно осуществимыми, чем принятие соответствующих мер на стадии разработки и проектирования. С точки зрения анализа электромагнитных помех и расчета устройств их подавления помехи характеризуют по частотному диапазону: от нуля до единиц герц — инфранизкие частоты; от единиц герц до 1 кГц — нижние частоты; от 1 кГц до 150 кГц — средние частоты; от 150 кГц до 30 МГц (300 МГц, 1000 МГц) — верхние частоты.

Кроме этого к помехам относят паразитные напряжения и токи типа постоянной составляющей, например, в преобразователях переменного напряжения, для которых эта составляющая должна быть равна нулю; субгармонических колебаний, для которых колебания параметров электроэнергии лежат в области



частот, расположенной ниже основной частоты работы преобразователя; неканонических гармоник, для которых частота колебаний параметров не кратна основной частоте; канонических гармоник, для которых частота колебаний кратна и выше основной частоты.

Вредное влияние помех сказывается не только на сеть, нагрузку и преобразователь, но и может действовать в радио- и телевизионном диапазонах, что также следует учитывать.

По характеру воздействия помехи подразделяются на внезапные, периодические и нерегулярные. Внезапные помехи характеризуются амплитудой и вероятностью появления в каком-либо временном интервале; периодические — амплитудой и периодом повторения; нерегулярные — описываются параметрами случайного процесса, например автокорреляционной функцией. Исходя из структурной схемы передачи помехи (рис. 1.36) можно выделить три основных подхода к уменьшению ее влияния на работу системы: подавление помехи непосредственно в источнике; ухудшение условий передачи по каналу связи; снижение чувствительности приемника к помехе. Рассмотрим основные пути распространения и способы подавления помех.

**Распространение помех излучением.** Интенсивность помех при излучении на малых расстояниях является очень высокой и с увеличением расстояния уменьшается. В целом эффективная дальность действия помех при излучении меньше, чем при распространении через кондуктивный канал.

Пространство около источника помех имеет две области: ближнюю (ближнее пространство) и дальнюю (дальнее пространство).

В ближнем пространстве, расположенном до  $\frac{1}{6}$  длины волны  $\lambda$  помехи или  $\lambda/2\pi$ , волновой импеданс (отношение напряженностей электрического и маг-

нитного поля) определяется прежде всего свойствами источника и расстоянием от источника до места измерения. Источник большого тока с низким напряжением создает ближнее поле, главным образом магнитное. Источник с высоким напряжением и малым током создает ближнее поле, главным образом электрическое. Ближнее пространство представляет индуктивное поле. В дальнем пространстве, удаленном от источника дальше чем на  $\frac{1}{6}$  длины волны, образуется поле излучения, волновой импеданс которого равен характеристическому импедансу вакуума  $z = 120\pi \cong 377$  Ом. Пространство вблизи расстояния, равного  $\frac{1}{6}\lambda$ , можно характеризовать как переходное пространство, переход между индуктивным полем и полем излучения.

Составляющая поля излучения помех генерируется не только корпусом источника, но и проводами, выходящими из корпуса. Длинные прямые провода и петли с определенным приближением приравняются штыревой и круговой антеннам. Источник, который излучает помехи штыревой антенной, имеет высокий импеданс и в этом случае преобладает электрическое поле. С увеличением расстояния от антенны интенсивность поля понижается, а импеданс асимптотически приближается к величине характеристического импеданса вакуума  $z = 377$  Ом. Одновременно генерируется дополнительное магнитное поле. Для круговой антенны в ближнем пространстве преобладает магнитное поле и волновой импеданс мал. С увеличением расстояния от антенны понижается интенсивность магнитного поля, а волновой импеданс на расстоянии, приблизительно равном  $\lambda/2\pi$ , увеличивается до величины характеристического импеданса вакуума.

В дальнем пространстве электрическое и магнитное поля экранируются одинаково в зависимости от

расстояния. Из этого положения можно исходить при анализе воздействия помех на оборудование через канал излучения и при изучении возможности его подавления. В ближнем пространстве необходимо рассчитывать отдельно магнитное и электрическое поля, учитывая, что их отношение не постоянно. В дальнем пространстве оба поля образуют плоскую волну с характеристическим импедансом, равным 377 Ом.

Составляющая поля излучения помехи подавляется экранированием. Экран разделяет пространство на две части: экранируемую часть и неэкранируемую. Электромагнитное поле помех в материале экрана индуцирует напряжение, которое вызывает вихревые токи. Эти токи собственным магнитным полем компенсируют поле помехи.

Экранирование магнитного поля труднее осуществить, чем электрического. На низких частотах для экранирования магнитного поля целесообразно использовать магнитные материалы. При экранировании электрических, высокочастотных магнитных полей и плоских волн целесообразно использовать материалы с хорошими электропроводящими свойствами, что вызывает большие вихревые токи и тем самым производит более сильное экранирующее магнитное поле.

Степень подавления помех, передаваемых через канал излучения, выражается коэффициентом эффективности экранирования  $S$ , представление которого в логарифмической форме позволяет суммировать действия отдельных, частных экранов и составляющих экранирования:

$$S = 20 \lg (E_0/E_1) = 20 \lg (H_0/H) = A + B + R,$$

где  $E_0$ ,  $H_0$  — напряженности электрического и магнитного полей без экранирования;  $E_1$ ,  $H_1$  — величины экранированного поля;  $A$  — потери на поглоще-

ние (составляющая экранирования);  $B$  — корректирующий член, которым пренебрегаем, если  $A > 10$  дБ или для электрического поля соответственно плоской волны;  $R$  — потери на отражение (составляющая экранирования).

Потери на поглощение ( $A$ ) являются одной из составляющих экранирования. Из выражений для напряженности электрического  $E_1$  или магнитного  $H_1$  поля

$$E_1 = E_0 e^{-t/\delta};$$

$$H_1 = H_0 e^{-t/\delta},$$

где  $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}$  — глубина скин-слоя;  $t$  — расстояние от поверхности;  $\omega$  — круговая частота;  $\mu$  — абсолютная магнитная проницаемость;  $\sigma$  — удельная электрическая проводимость. Потери на поглощение  $A = 20 \lg(t/\delta) \lg e = 8,685 \lg(t/\delta)$ .

Если экран имеет толщину, равную глубине скин-слоя, то потери на поглощение составляют приблизительно 9 дБ. Увеличение толщины в два раза приводит также к увеличению в два раза потерь на поглощение. Потери на поглощение возрастают с увеличением частоты или уменьшением глубины скин-слоя. Для плоской волны на высоких частотах они превышают потери на отражение. Значительными являются потери на поглощение для магнитного поля низкой частоты.

При низкой частоте магнитного поля потери на поглощение увеличивают выбором материала с низким магнитным сопротивлением, поэтому для такого экранирования выгодно использовать магнитные материалы.

При оптимальном проектировании необходимо считаться с использованием многослойного экрана. Для

магнитных материалов приводится так называемая статическая постоянная проницаемость. При увеличении частоты она снижается тем быстрее, чем больше ее величина. Материалы с высокой статической проницаемостью очень эффективны для экранирования магнитных полей низкой частоты ( $f \leq 10$  кГц). Эффективность экранирования меняется с изменением интенсивности магнитного поля. Самая большая статическая проницаемость достигается при средних интенсивностях магнитного поля, при низких и высоких величинах — уменьшается. В результате снижаются и потери на поглощение. При высокой интенсивности поля наступает насыщение материала. Для более высокой проницаемости насыщение наступает при низкой интенсивности магнитного поля. Насыщению препятствует многослойный магнитный экран. Первый слой (в направлении от источника помех) должен иметь низкую проницаемость — насыщение достигается при высокой интенсивности магнитного поля. Второй слой должен иметь высокую проницаемость при малой величине поля насыщения. В этом слое происходит большое поглощение. Например, хорошая комбинация, если первый слой меди, а второй — магнитного материала. Многослойные экраны также имеют большие потери на отражение, когда волна проходит границу раздела несколько раз.

**Потери на отражение ( $R$ )** возникают при переходе волны через границу раздела пространства с разными характеристическими импедансами. Для напряженностей имеют место соотношения

$$E_1 = \frac{2z_2}{z_1 + z_2} E_0;$$

$$H_1 = \frac{2z_1}{z_1 + z_2} H_0,$$

где  $E_0, H_0$  — напряженности электрического и магнитного полей падающей волны;  $E_1, H_1$  — напряженности электрического и магнитного полей преломленной волны. Для толщины экрана большей глубины скин-слоя  $\delta$ ,  $E_1 = E_2$ ,  $H_1 = H_2$ .

При учете отражения на входе экрана и при выходе из него напряженность электрического поля волны, прошедшей экран,

$$E_p = \frac{4z_1 z_2}{(z_1 + z_2)^2} E_0,$$

напряженность магнитного поля волны, прошедшей экран,

$$H_p = \frac{4z_1 z_2}{(z_1 + z_2)^2} H_0,$$

где  $z_1$  — полное характеристическое сопротивление пространства, из которого входит волна в экран;  $z_2$  — полное характеристическое сопротивление экранирующего материала. Если экран изготовлен из проводящего материала (железа), а окружающее пространство является изолятором, то  $z_1 \gg z_2$ . Поэтому на входе в экран отражается электрическое поле, а при выходе из экрана — магнитное поле. Тонкие экраны хорошо защищают устройства от электрических полей. При  $z_1 \gg z_2$  получим

$$E_p = (4z_2/z_1) E_0; \quad H_p = (4z_2/z_1) H_0.$$

Потери на отражение для электрического и магнитного полей с учетом того, что падающая волна перпендикулярна поверхности экрана,

$$R = 20 \lg \left| \frac{z_1}{4z_2} \right|.$$

При другом угле падения вместе с углом растут и потери на отражение. Так как суперпозицией плоских волн можно образовать любое поле, то пред-

шествующие формулы будут справедливы и для волн, отличающихся от плоских. Для плоской волны (удаленном источнике помех) полное волновое сопротивление  $z_1$  равно характеристическому сопротивлению вакуума 377 Ом. При этом потери на отражение

$$R = 20 \lg \frac{94,25}{|z_2|}.$$

Если  $\sigma \gg j\omega\epsilon$ , то  $z_2 = \sqrt{\omega\mu/\sigma}$  и, следовательно,

$$R = 39,49 - 10 \lg \frac{\omega\mu}{\sigma}.$$

В результате уменьшения полного сопротивления экрана, например, путем увеличения проводимости, снижения проницаемости можно достичь больших потерь на отражение. При увеличении частоты потери на отражение уменьшаются, так как увеличивается полное характеристическое сопротивление экрана  $z_2$ . В ближнем поле, если преобладает магнитное поле, потери на отражение малы.

**Корректирующий коэффициент  $B$ .** В случае электрического поля корректирующим коэффициентом можно пренебречь, если потери на поглощение больше 10 дБ (для плоской волны) или потери на отражение достаточно большие. Для магнитного поля суммарная эффективность экранирования определяется комбинацией потерь на поглощение и отражение. Если экран достаточно толстый, то корректирующим коэффициентом многократного отражения пренебрегают. Если экран тонкий, то в расчетах необходимо использовать корректирующий коэффициент. Корректирующий коэффициент имеет отрицательную величину, что соответствует снижению эффективности экранирования. Его величина для магнитного поля

$$B = 20 \lg (1 - e^{-2t/\delta}).$$

**Распространение помех через кондуктивный канал.** Этот канал помех образуется за счет гальванических связей системы. Учитывая хорошую проводимость канала для сигналов помех, дальность действия и интенсивность помех будут большими, чем для помех, распространяющихся за счет излучения.

Напряжение помех можно разделить на напряжение между двумя проводниками одной цепи (сетевой, регулирующей, заземляющей, информационной) и на напряжение помех, действующих между проводником и землей. В электрической сети напряжение помех между проводниками называется симметричным, а напряжение помех между проводником и землей называется несимметричным. Предполагается, что каждый источник помех можно заменить определенным числом источников с такими составляющими напряжений помех. Например, одним источником напряжения с симметричными помехами и одним источником напряжения с несимметричными помехами. Эти источники характеризуются полными внутренними сопротивлениями и замыкаются через свои полные сопротивления нагрузок. Свойства полных сопротивлений, например частотные характеристики, можно найти эмпирически — измерением, в простейших случаях — аналитически.

**Фильтры силовых цепей.** Фильтры, включаемые между источником и приемником помех, должны обеспечить минимальное падение напряжения  $\Delta U$  (не более 5 %), минимальный ток  $I_p$  в поперечной ветви; требуемое затухание  $\alpha$ ; требуемую частотную характеристику.

Влияние фильтра (рис. 1.37) определяется вносимым затуханием  $\alpha$  и передаточной функцией помех. Передаточная функция помех

$$F(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = C_{nv}$$



определяется свойствами источника помех, нагрузкой и свойствами включенных фильтров. Вносимое затухание выражает уменьшение напряжения источника помех  $U_z$  на входе нагрузки после постановки фильтра:

$$\alpha = 20 \lg \left| \frac{U_z}{U_{2f}} \right|,$$

где  $U_z$  — напряжение помех, измеренное на полном сопротивлении нагрузки при отсутствии фильтра;

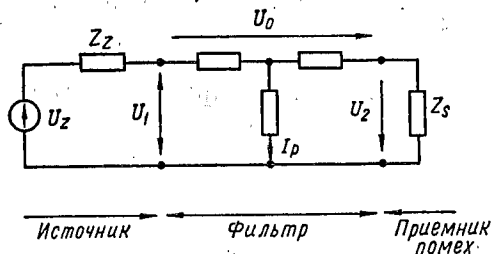


Рис. 1.37

$U_{2f}$  — напряжение помех, измеренное на полном сопротивлении нагрузки при наличии фильтра.

Анализ вносимого затухания может производиться для случая, когда нагрузка имеет полное сопротивление, существенно большее, чем источник  $z_z \ll z_s$ , или когда источник помех имеет полное сопротивление, существенно большее, чем нагрузка  $z_z \gg z_s$ . В первом случае пренебрегаем полным сопротивлением источника помех, а во втором — нагрузки.

Матрицы четырехполюсников источника  $C_z$ , фильтра  $C_f$  и нагрузки  $C_s$  имеют вид

$$C_z = \begin{vmatrix} 1 & z_z \\ 0 & 1 \end{vmatrix}; \quad C_f = \begin{vmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{vmatrix}; \quad C_s = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ Y_s & 1 \end{vmatrix}.$$

Результирующая матрица  $C_V = C_z C_f C_s$ .  $C_{11V}$  — член этой матрицы, расположенный в 1 строке и 1 столбце. Его величина  $C_{11V} = C_{11} + C_{21}z_z + C_{12}Y_s + C_{22}Y_s Z_z$ . Вносимое затухание

$$a = 20 \lg \left| \frac{U_2}{U_{2f}} \right| = 20 \lg \left| \frac{U_z z_s / (z_s + z_z)}{U_z / C_{11V}} \right| =$$

$$= 20 \lg \left| \frac{z_s}{z_s + z_z} \right| + 20 \lg |C_{11V}|.$$

Для  $z_z \ll z_s$

$$a = 20 \lg |C_{11} + C_{12}Y_s|.$$

Для  $z_z \gg z_s$

$$a = 20 \lg |C_{21}z_s + C_{22}|,$$

где  $C_{ij}$  — коэффициенты матрицы фильтра.

Величины членов матрицы для отдельных простых фильтров (рис. 1.38) приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Тип фильтра	$C_{11}$	$C_{12}$	$C_{21}$	$C_{22}$
$C$	1	0	$pC$	1
$LC$	$p^2LC + 1$	$pL$	$pC$	1
$CL$	1	$pL$	$pC$	$p^2LC + 1$
$CLC$	$p^2LC + 1$	$pL$	$p^3C^2L + 2pC$	$p^2CL + 1$

Иногда для более высоких частот требуются большее затухание и одновременно ограничение тока утечки. Тогда используется схема, в которой дроссель находится в продольной ветви, а параллельный кон-

тур, настроенный на частоту сети, в поперечной ветви. В сложных схемах фильтров используется каскадное (обычно не более трех) включение звеньев. Достоинство такого включения — разделение общей емкости и индуктивности на несколько звеньев и тем самым достижение большего затухания в более широком частотном диапазоне, малое падение напряжения на фильтре, малая величина тока утечки.

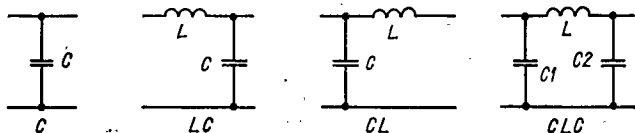


Рис. 1.38

Падение напряжения  $\Delta U_R$  на проводниках с сопротивлением  $R$  при изменении тока  $\Delta I$   $\Delta U_R = R \Delta I$ . Простой расчет показывает, что этот тип падения напряжения имеет величину порядка мВ и им можно пренебречь. Эта величина не сильно возрастает даже при учете увеличения сопротивления за счет скин-эффекта.

**Падение напряжения на собственной индуктивности.** Линия, образованная двумя параллельно лежащими проводниками диаметром  $D$  на расстоянии  $d$ , имеет собственную индуктивность на единицу длины

$$L_1 = \frac{L}{l} = \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{2d}{D}.$$

Два одинаковых плоских проводника сечением  $a \times b$ , длиной  $l$ , расположенных друг к другу плоскостью  $a \times l$ , и зазором  $d$  имеют собственную индуктивность на единицу длины

$$L_1 = \frac{L}{l} = \frac{2\mu}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{1}{1 + \frac{a}{b}} \right).$$

При изменении тока линии возникает падение напряжения на собственной индуктивности

$$\Delta U_{L1} = L_1 \frac{\Delta i}{\Delta t}.$$

Это напряжение помех можно удержать на низком уровне при малой величине полного сопротивления линии и главным образом собственной индуктивности. Следует использовать самые короткие линии, проводники располагать рядом друг с другом, использовать плоские проводники.

**Пример.** Линия состоит из двух круглых проводников круглого сечения, расположенных параллельно. Отношение расстояния между осями к диаметру  $d/D = 6$ ,  $L_1 = 10^{-6}$  Гн/м. При изменении тока 10 А/мкс напряжение помех

$$\Delta U_{L1} = L_1 \Delta i / \Delta t = 10^{-6} \cdot 10 / 10^{-6} = 10 \text{ В.}$$

**Взаимная индуктивность** позволяет индуцироваться напряжению помех в незащищенной цепи  $U_M$ . Если величина взаимной индуктивности для двух одинаковых параллельных линий на единицу длины

$$M_1 = \frac{M}{l} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left[ 1 + \left( \frac{a}{b} \right)^2 \right],$$

где  $a$  — расстояние между проводниками петли;  $a \times l$  — площадь петли;  $l$  — длина линии;  $b$  — расстояние между параллельными плоскостями обеих петель, то при изменении тока  $\Delta i / \Delta t$  в цепи источника помех в незащищенной цепи возникнет составляющая напряжения  $\Delta U_M$ , помех на единицу длины

$$\Delta U_M = M_1 \Delta i / \Delta t.$$

**Пример.** При отношении расстояния проводников петель к расстоянию между петлями линий  $a/b = 3$  взаимная индуктивность  $M_1 = 0,5$  мкГ/м. Если изменение тока помехи 10 А/мкс, то индуцируемое напряжение помехи в незащищенном контуре

$$\Delta U_{M1} = 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 10 / 10^{-6} = 5 \text{ В.}$$

**Емкостная связь.** Между сигнальным проводником контура с помехами и сигнальным проводником-приемником (при общем базовом проводнике) существует взаимная емкостная связь, которая характеризуется емкостью на единицу длины

$$C_M = \frac{1}{\ln \frac{d}{D} + \left(\frac{d}{D}\right)^2 - 1} = \frac{C_M}{l},$$

где  $d$  — расстояние между проводниками;  $D$  — диаметр проводников;  $l$  — длина линии;  $\epsilon_0 \epsilon_\mu$  — проницаемость среды. Ее величина достигает 20...100 пФ/м.

Также существует емкость  $C_R$  между сигнальным и базовым проводниками. Напряжение помех, которое определяется емкостной связью между сигнальными проводниками,

$$\Delta U_{C1} = RC_M \Delta u / \Delta t,$$

где  $R$  — выходное сопротивление электронного оборудования;  $\Delta u / \Delta t$  — скорость изменения напряжения в контуре с помехами. Напряжение помех можно (в соответствии с этим выражением) минимизировать путем подавления резких изменений напряжений, низким выходным сопротивлением оборудования, короткой длиной параллельно идущих линий, большим расстоянием между чувствительными проводниками и проводниками с помехами, малым размером проводника, большой емкостной связью  $C_R$  сигнального и базового проводников.

Для устранения высокочастотных составляющих помех применяются высокочастотные конденсаторы, индуктивности и проходные конденсаторы.

Однако многие паразитные составляющие выходного напряжения, появляющиеся в замкнутых системах с преобразователями, такие как низкочастотные периодические колебания, непериодические коле-

бания напряжения и частоты сети, постоянная составляющая, можно устранить только путем построения устойчивых систем, инвариантных к отклонениям напряжения питающей сети. Этого можно достигнуть выбором соответствующих параметров силовой цепи, цепей обратных связей и систем управления.

## ГЛАВА 2

### УСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ С ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ

#### 2.1. Модель замкнутой системы с выпрямителем

Рассмотренные в гл. 1 вентильные преобразователи работают, как правило, в системах с обратными связями. Введение обратной связи (по напряжению, току, мощности, частоте) позволяет сделать устройство малочувствительным к изменениям питающих напряжений и токов нагрузки. Одним из свойств, позволяющих оценить работоспособность замкнутой системы, является анализ ее устойчивости.

Традиционные допущения о линейности характеристик активных и пассивных элементов на отдельных интервалах работы силовой части преобразовательного устройства позволяют описать электромагнитные процессы в установившемся режиме дифференциальными уравнениями с кусочно-постоянными периодическими коэффициентами. Анализ устойчивости в этом случае можно провести с помощью первого метода Ляпунова [3], для чего линеаризацию дифференциальных уравнений силовой части преобразователя и системы управления (СУ) осуществим путем нахождения бесконечно малых приращений переменных состояния.

В начале в замкнутой форме опишем установившийся процесс в силовой части управляемого выпрямителя, а затем в наиболее распространенных систе-

мах управления. При описании электромагнитных процессов принимаем следующие допущения: сопротивление тиристоров и диодов в открытом состоянии определяется некоторым конечным активным сопротивлением, в закрытом состоянии — бесконечно большим сопротивлением; дроссели и конденсаторы — линейные элементы.

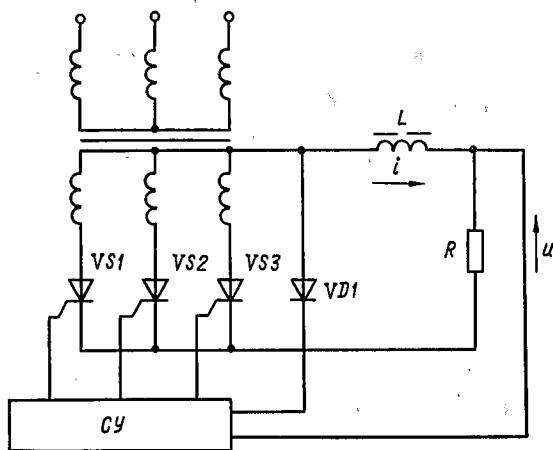


Рис. 2.1

Рассмотрим трехфазный выпрямитель (рис. 2.1), эквивалентная схема которого показана на рис. 2.2. На этой схеме:  $L1$ ,  $L2$ ,  $L3$  — индуктивности рассеяния обмоток трансформатора;  $L$  — индуктивность дросселя;  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$  — сопротивления, равные сумме активных сопротивлений источника питания, обмоток трансформатора и сопротивления включенного тиристора;  $R_d$  — активное сопротивление открытого диода;  $R_{др}$  — активное сопротивление дросселя;  $R$  — активное сопротивление нагрузки;  $e1$ ,  $e2$ ,  $e3$  — ЭДС вторичных обмоток;  $u_{ab}$  — напряжение между узлами

$a$  и  $b$ ;  $u_{a,к}$  — напряжение между анодом и катодом тиристора;  $u_{оп}$  — напряжение опорного элемента;  $u_r^1, u_r^2, u_r^3$  — опорные напряжения генераторов, синхронизированных с ЭДС сети;  $u_{c.o}^1, u_{c.o}^2, u_{c.o}^3$  — напряжение сигнала обратной связи;  $S1, S2, S3$  — управляемые ключи, соответствующие тиристорам;  $S4$  — ключ, соответствующий диоду;  $\Phi$  — формиро-

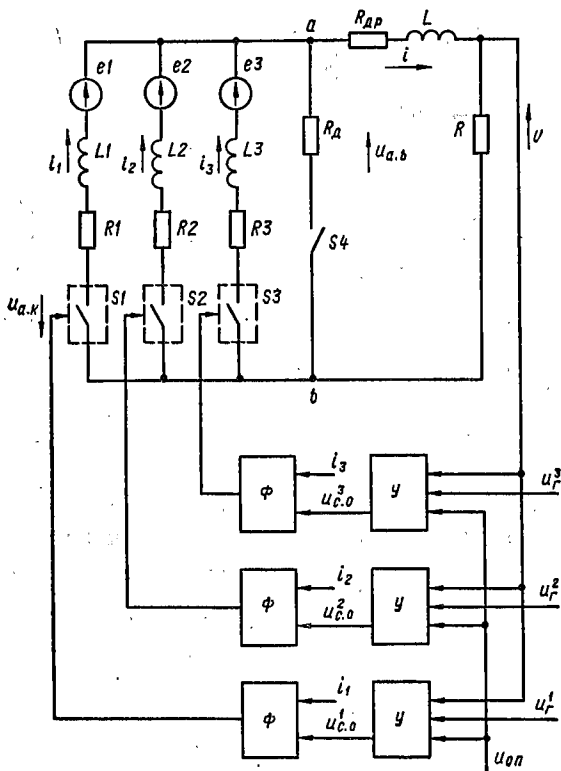


Рис. 2,2



ватель;  $U$  — усилитель сигнала. Считаем, что система управления работает по принципу вертикального управления. Включение тиристора происходит при положительном напряжении на аноде (по отношению

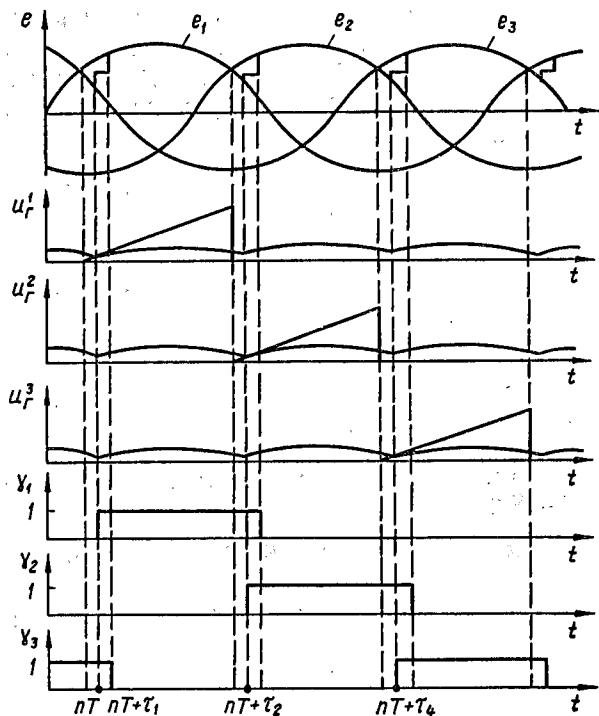


Рис. 2.3

к катоду) и подаче управляющего импульса в момент равенства напряжения генератора  $u_r^v$  ( $v = 1, 2, 3$ ) и напряжения сигнала ошибки  $k^v u_o$  ( $k^v = k^1, k^2, k^3$  — коэффициенты усиления).

Для описания состояния тиристоров введем функции переключения  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$  (рис. 2.3). Единичное значение функции переключения соответствует проводящему состоянию тиристора. Изменение состояния функции переключения  $\gamma_v$  определяется направлением изменения напряжения  $u_{c.o}^v$  (рис. 2.4, а) и тока  $i^v$  (рис. 2.4, б), протекающего через тиристор.

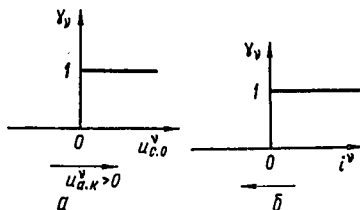


Рис. 2.4

Процессы в системе управления описываются уравнениями

$$u_{c.o}^v = u_r^v - k^v u_\sigma; u_\sigma = u - u_{оп}; u = Ri; \\ v = 1, 2, 3,$$

где  $u_\sigma$  — напряжение, определяемое разностью напряжений на нагрузке и напряжения опорного элемента.

Дифференциальные уравнения, описывающие установившийся режим работы выпрямителя на интервале коммутации  $nT \leq t \leq nT + \tau_1$  (открыты ключи  $S1, S2$ ), имеют вид

$$u_{ab} = L \frac{di}{dt} + R_0 i - Li(nT) \delta(t - nT);$$

$$e_1 - u_{ab} = L_1 \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 - L_1 i_1(nT) \delta(t - nT);$$

$$e_3 - u_{ab} = L_3 \frac{di_3}{dt} + R_3 i_3 - L_3 i_3(nT) \delta(t - nT); \quad (2.1)$$

$$i = i_1 + i_3,$$

где  $R_0 = R + R_{др}$ ;  $i(nT)$ ,  $i_1(nT)$ ,  $i_3(nT)$  — начальные значения токов в установившемся режиме в момент времени  $t = nT - 0$ ;  $i_1(nT) = 0$ ;  $i(nT) = i_3(nT)$ ;  $\delta(t - nT)$  — функция Дирака;  $n$  — натуральное число. На следующем интервале  $nT + \tau_1 \leq t \leq nT +$

$+ \tau_2$  открыт ключ S2. Дифференциальные уравнения, соответствующие этому интервалу, имеют вид

$$\begin{aligned} u_{ab} &= L \frac{di}{dt} + R_0 i - Li (nT + \tau_1) \delta(t - nT - \tau_1); \\ e_1 - u_{ab} &= L_1 \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 - L_1 i_1 (nT + \tau_1) \times \\ &\quad \times \delta(t - nT - \tau_1); \\ i &= i_1. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Ненулевые решения уравнений систем (2.1) и (2.2) зависят от начальных значений токов и воздействующих напряжений ( $e_1 - u_{ab}$ ) и ( $e_3 - u_{ab}$ ). Скачкообразное изменение воздействующих напряжений происходит в момент открывания (закрывания) тиристорov. Функциональную зависимость изменения воздействующих напряжений учтем с помощью функций переключения ( $e_1 - u_{ab}$ )  $\gamma_1$ , ( $e_3 - u_{ab}$ )  $\gamma_3$ . Тогда на интервале  $nT \leq t \leq nT + \tau_2$  системы уравнений (2.1) и (2.2) объединяются в систему

$$\begin{aligned} u_{ab} &= L \frac{di}{dt} + R_0 i - Li (nT) \delta(t - nT); \\ (e_1 - u_{ab}) \gamma_1 &= L_1 \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 - L_1 i_1 (nT) \delta(t - nT); \\ (e_3 - u_{ab}) \gamma_3 &= L_3 \frac{di_3}{dt} + R_3 i_3 - L_3 i_3 (nT) \delta(t - nT); \\ i &= i_1 + i_3, \end{aligned} \quad (2.3)$$

где  $i_3(nT) = i(nT)$ ;  $i_1(nT) = 0$ .

Дополняя систему (2.3) на интервале  $nT + \tau_2 \leq t \leq (n+1)T$  соответствующими дифференциальными уравнениями, получаем

$$\begin{aligned} u_{ab} &= L \frac{di}{dt} + R_0 i - Li (nT) \delta(t - nT); \\ (e_1 - u_{ab}) \gamma_1 &= L_1 \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 - L_1 i_1 (nT) \delta(t - nT); \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$(e_2 - u_{ab})\gamma_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 - L_2 i_2 (nT) \delta(t - nT);$$

$$(e_3 - u_{ab})\gamma_3 = L_3 \frac{di_3}{dt} + R_3 i_3 - L_3 i_3 (nT) \delta(t - nT); \quad (2.5)$$

$$i = i_1 + i_2 + i_3,$$

где  $i_3(nT) = i(nT)$ ;  $i_1(nT) = i_2(nT) = 0$ . Частные случаи для систем (2.1) и (2.2) определяются при соответствующих значениях функций  $\gamma_v$ .

Уравнения замыкания, соответствующие системе (2.4) — (2.5), имеют вид

$$\begin{aligned} u_{c.o}^1 &= u_r^1 - k^1 u_{\sigma}; \\ u_{c.o}^2 &= u_r^2 - k^2 u_{\sigma}; \\ u_{c.o}^3 &= u_r^3 - k^3 u_{\sigma}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

При уменьшении длительности интервала проводимости тиристора наступает режим, при котором проводит ток обратный диод. Дифференциальное уравнение на интервале  $nT \leq t \leq nT + \tau_1$  имеет вид

$$u_{ab} = L \frac{di}{dt} + R_0 i - L i (nT) \delta(t - nT);$$

$$(1 - \gamma_1 - \gamma_3 + \gamma_1 \gamma_3) u_{ab} = R_d i_d;$$

$$i = i_d,$$

где  $\gamma$  — функции, показанные на рис. 2.5. На всем интервале  $nT \leq t \leq (n+1)T$  систему уравнений (2.4—2.5) необходимо дополнить уравнениями

$$\begin{aligned} (1 - \gamma_1 - \gamma_2 - \gamma_3 + \gamma_1 \gamma_2 + \gamma_2 \gamma_3 + \gamma_1 \gamma_3) u_{ab} &= R_d i_d; \\ i &= i_1 + i_2 + i_3 + i_d. \end{aligned} \quad (2.7)$$

При отсутствии в схеме выпрямителя обратного вентиля и при увеличении угла регулирования на-

ступает режим прерывистого тока дросселя. В этом случае уравнение (2.4) примет вид

$$\gamma_0 u_{ab} = L \frac{di}{dt} + R_0 i - Li(nT) \delta(t - nT), \quad (2.8)$$

где  $\gamma_0 = \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 - \gamma_1\gamma_2 - \gamma_2\gamma_3 - \gamma_1\gamma_3$ . Если интервалы времени, на которых функции  $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = 1$ , перекрываются, то режим прерывистого тока

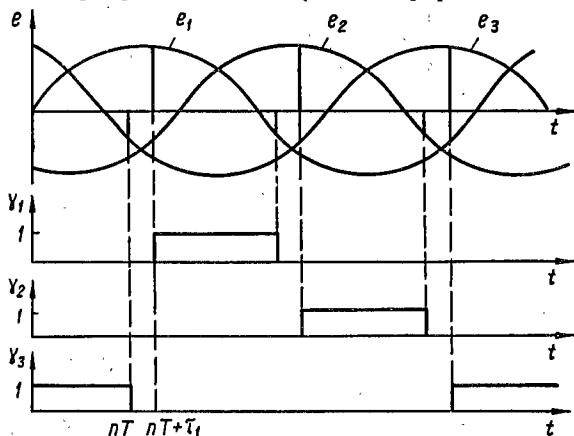


Рис. 2.5

дросселя отсутствует и уравнение (2.8) эквивалентно уравнению (2.4).

Рассмотрим схему трехфазного выпрямителя (рис. 2.6) с  $LC$ -фильтром. Эквивалентная схема выпрямителя показана на рис. 2.7 ( $R_c$  — активное сопротивление конденсатора). Дифференциальные уравнения, описывающие установившиеся значения токов и напряжений в фильтре и нагрузке, имеют вид

$$\begin{aligned} \gamma^i u_{ab} &= L \frac{di}{dt} + R_{др} i + (u_c + R_c i_c) \gamma^i - Li(nT) \delta(t - nT), \\ C \frac{du_c}{dt} &= i_c + C u_c(nT) \delta(t - nT); \end{aligned}$$

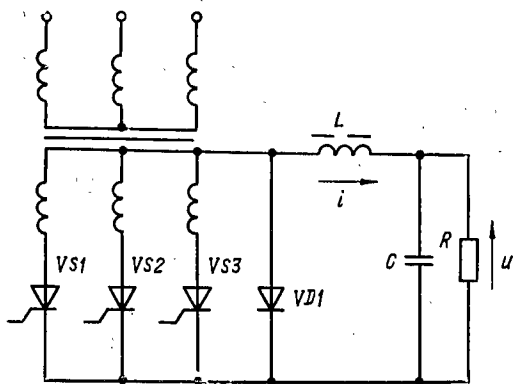


Рис. 2.6

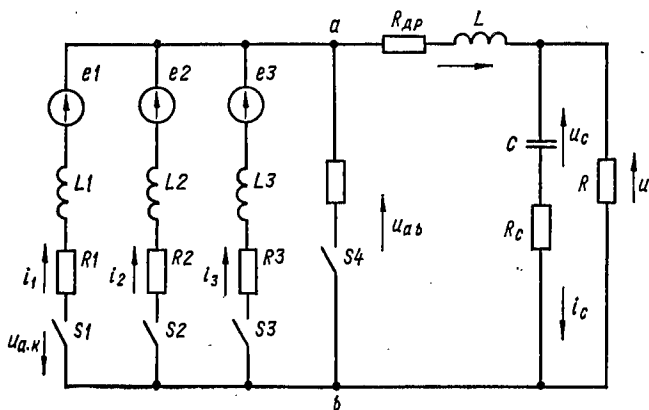


Рис. 2.7

$$i_c = i - u/R; \quad (2.9)$$

$$u = u_c + R_c i_c,$$

где  $\gamma' = \gamma(i)$ .

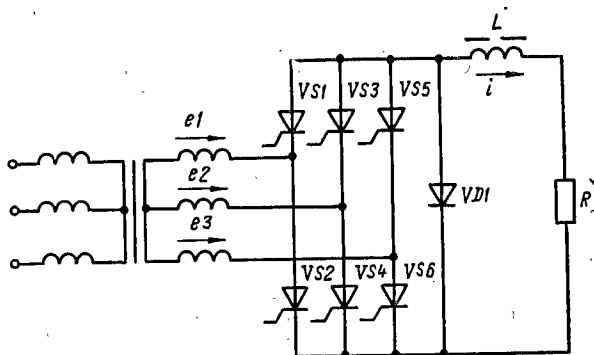


Рис. 2.8

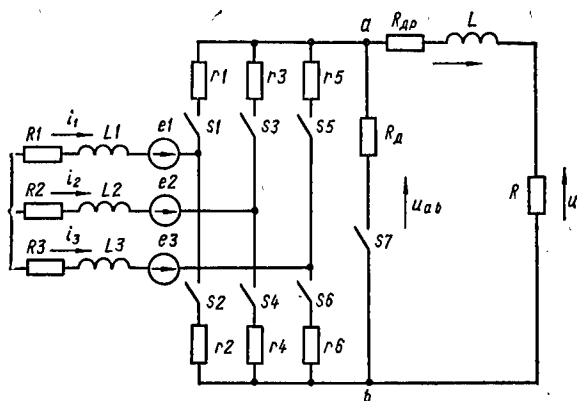


Рис. 2.9

Полную систему дифференциальных уравнений получаем объединением уравнений систем (2.5), (2.6), (2.7) и (2.9).

Рассмотрим схему трехфазного мостового выпрямителя (рис. 2.8), эквивалентная схема которого показана на рис. 2.9. При угле регулирования меньше

$\pi/3$   $\gamma$ -функции имеют вид, показанный на рис. 2.10. На интервале  $nT \leq t \leq nT + \tau_1$  открыты ключи  $S1$ ,  $S4$ ,  $S5$  и эквивалентная схема имеет вид, показанный

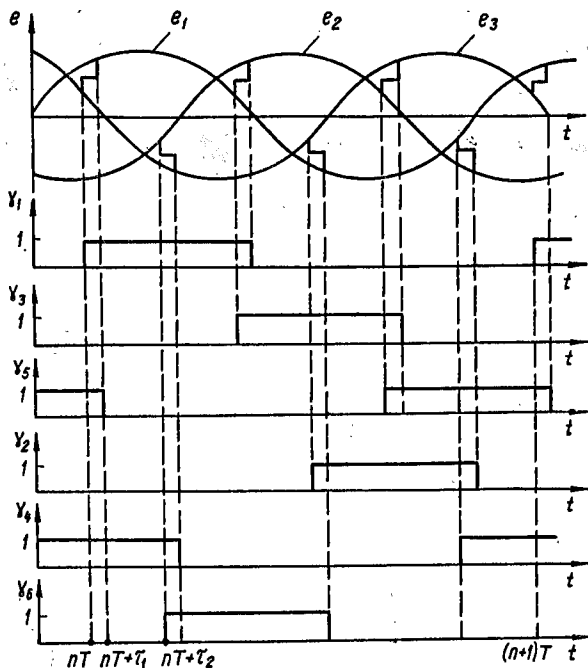


Рис. 2.10

на рис. 2.11. Дифференциальные уравнения, описывающие установившиеся процессы в силовой части выпрямителя,

$$u_{ac} - e_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 + r_1 i_1;$$

$$u_{ac} - e_3 = L_3 \frac{di_3}{dt} + R_3 i_3 + r_5 i_3 - L_3 i_3 (nT) \delta(t - nT);$$



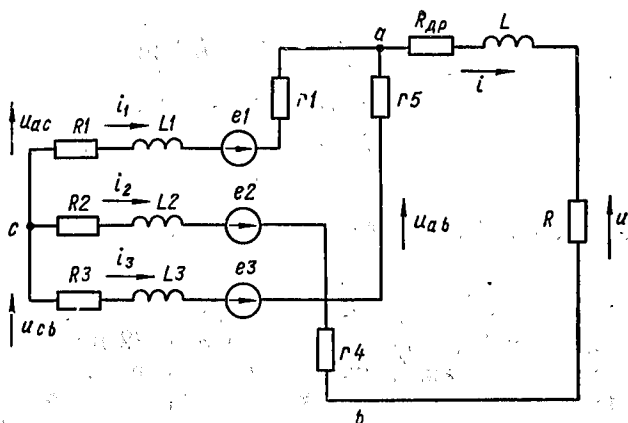


Рис. 2.11

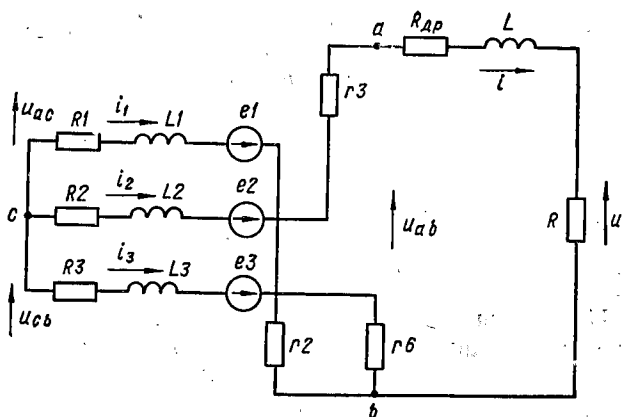


Рис. 2.12

$$-u_{cb} - e_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 + r_4 i_2 - L_2 i_2 (nT) \delta(t - nT);$$

$$i = i_1 + i_3;$$

$$i = -i_2; \quad (2.10)$$

$$u_{ab} = u_{ac} + u_{cb},$$

где  $R_1, R_2, R_3$  — сумма сопротивлений источника питания и обмотки трансформатора;  $r_1, \dots, r_6$  — сопротивления включенных тиристоров.

На интервале  $nT + \tau_1 \leq t \leq nT + \tau_2$  открыты ключи  $S1$  и  $S4$ . Из уравнений системы (2.10) исключается второе уравнение. На интервале  $nT + \tau_6 \leq t \leq nT + \tau_7$  открыты ключи  $S2, S3, S6$  (см. рис. 2.9). Эквивалентная схема показана на рис. 2.12. Дифференциальные уравнения, описывающие установившиеся процессы в силовой части выпрямителя, на этом интервале имеют вид

$$-u_{cb} - e_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 + r_2 i_1 + 0;$$

$$-u_{cb} - e_3 = L_3 \frac{di_3}{dt} + R_3 i_3 + r_6 i_3 - L_3 i_3 (nT + \tau_3) \delta(t - nT - \tau_3);$$

$$u_{ac} - e_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 + r_3 i_2 - L_2 i_2 (nT + \tau_3) \delta(t - nT - \tau_3); \quad (2.11)$$

$$i = i_2 = -(i_1 + i_3);$$

$$u_{ab} = u_{ac} + u_{cb}.$$

Используя функции переключения  $\gamma_1 - \gamma_6$  (рис. 2.10), запишем систему дифференциальных уравнений для интервала  $nT \leq t \leq (nT + 1)T$  в виде

$$(u_{ac} - e_1) \gamma_1 - (u_{cb} + e_1) \gamma_2 =$$

$$\begin{aligned}
&= L_1 \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 + (r_1 \gamma_1 + r_2 \gamma_2) i_1; \\
&\quad (u_{ac} - e_2) \gamma_3 - (u_{cb} + e_2) \gamma_4 = \\
&= L_2 \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 + (r_3 \gamma_3 + r_4 \gamma_4) i_2 - L_3 i (nT) \delta(t - nT); \\
&\quad (u_{ac} - e_3) \gamma_5 - (u_{cb} + e_3) \gamma_6 = \\
&= L_3 \frac{di_3}{dt} + R_3 i_3 + (r_5 \gamma_5 + r_6 \gamma_6) i_3; \quad (2.12)
\end{aligned}$$

$$u_{ab} = u_{ac} + u_{cb};$$

$$i = i_1 \gamma_1 + i_2 \gamma_3 + i_3 \gamma_5 = -i_1 \gamma_2 - i_2 \gamma_4 - i_3 \gamma_6.$$

Для  $RL$ -нагрузки система дифференциальных уравнений должна быть дополнена уравнением (2.8)  $\gamma_0 = \frac{1}{2} (\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 + \gamma_4 + \gamma_5 + \gamma_6 - \gamma_1 \gamma_5 - \gamma_4 \gamma_6 - \gamma_1 \gamma_3 - \gamma_2 \gamma_6 - \gamma_3 \gamma_5 - \gamma_2 \gamma_4)$ , для  $RLC$ -нагрузки — системой (2.9).

В общем случае установившиеся процессы в силовой части выпрямителя и нагрузки описываются системой дифференциальных уравнений

$$\begin{aligned}
\frac{dX}{dt} &= A(\gamma) X + B(\gamma) V + S(\gamma) \Theta + E(\gamma) + \\
&\quad + X(nT) \delta(t - nT); \\
V &= C(\gamma) X; \\
J &= \zeta(\gamma) X,
\end{aligned} \quad (2.13)$$

где  $X$  — вектор переменных состояния;  $\Theta$  — вектор функций  $u_{ac}$ ,  $u_{cb}$  или  $u_{ab}$ ;  $J$  — вектор тока  $i$  для узлов  $a$  и  $b$ ;  $X(nT)$  — вектор начальных значений переменных состояния в момент времени  $t = nT$  — 0;  $E(\gamma)$  — вектор ЭДС  $e_1$ ,  $e_2$ ,  $e_3$ ;  $\zeta(\gamma)$ ,  $A(\gamma)$ ,  $B(\gamma)$ ,  $S(\gamma)$ ,  $C(\gamma)$  — матрицы с периодическими коэффициентами;  $\gamma = (\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_l, \gamma^l)$ ;  $l$  — число управ-

ляемых ключей. Начальные значения некоторой компоненты вектора  $X$  ( $nT + \tau$ ) ( $\tau = 0, \tau_1, \tau_2, \dots$ ) равны нулю, если в момент времени  $t = nT + \tau = 0$  для однородной части уравнения, соответствующего этой компоненте, все воздействия будут нулевыми.

Опишем процессы в системах управления управляемых выпрямителей. При составлении уравнений замыкания следует учитывать, что не только разностное напряжение  $u_\sigma$  может сравниваться с напряжением генератора  $u_r^v$ . В зависимости от типа применяемого регулятора с напряжением генератора может сравниваться напряжение  $u_{o.c.}$ , которое определяется решением дифференциального уравнения. Для интегрального регулятора

$$\frac{du_{o.c.}}{dt} = k_1 u_\sigma + u_{o.c.}(nT) \delta(t - nT);$$

для пропорционально-интегрального регулятора

$$\begin{aligned} \frac{du_{o.c.}}{dt} = k_1 u_\sigma + k_2 \frac{du_\sigma}{dt} + [u_{o.c.}(nT) - \\ - k_2 u_\sigma(nT)] \delta(t - nT); \end{aligned}$$

для пропорционально-дифференциального регулятора

$$u_{o.c.} = k_2 u_\sigma + k_3 \frac{du_\sigma}{dt} - k_3 u_\sigma(nT) \delta(t - nT);$$

для пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора

$$\begin{aligned} \frac{du_{o.c.}}{dt} = k_1 u_\sigma + k_2 \frac{du_\sigma}{dt} + k_3 \frac{d^2 u_\sigma}{dt^2} + \\ + [u_{o.c.}(nT) - k_2 u_\sigma(nT) - k_3 u_{t\sigma}(nT)] \delta(t - nT), \end{aligned}$$

где  $k_1, k_2, k_3$  — постоянные коэффициенты;

$$u_{t\sigma} = \frac{du_\sigma}{dt}; \quad u_\sigma = u - u_{оп}; \quad u_{c.o} = u_r - k u_{o.c.}$$

Уравнение замыкания зависит от способа модуляции. Рассмотрим процессы в системе управления с асинхронной модуляцией. На рис. 2.13 показан асинхронный способ модуляции, основанный на интегрировании постоянного напряжения и сравнении полученного пилообразного напряжения с напряжением

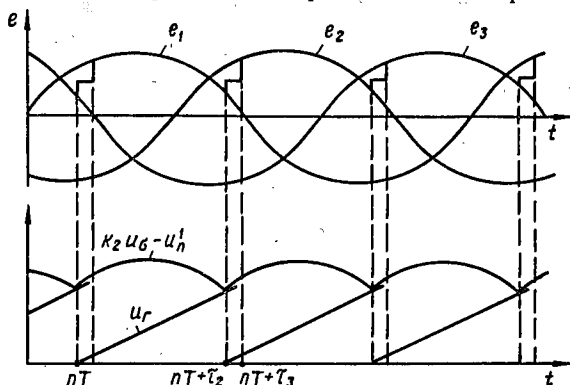


Рис. 2.13

$k_2 u_\sigma + u_n^1$  [2]. Уравнения замыкания на интервале  $nT + \tau_{2(v-1)} \leq t \leq nT + \tau_{2(v+1)}$  ( $\tau_0 = 0$ )

$$u_r^v(t) = k_1^v \int_{nT + \tau_{2(v-1)}}^t (u_1 \gamma_v^1 - u_2 \gamma_v^2) dt;$$

$$u_{c.o}^v(t) = u_r^v(t) - k_2 u_\sigma(t) - u_n^1;$$

$$\gamma_v^1 = \gamma(-u_r^v(t), u_{c.o}^v(t)); \quad (2.14)$$

$$\gamma_v^2 = \gamma(u_{c.o}^v(t), -u_r^v(t));$$

$$\gamma_v = \gamma(u_{c.o}^{v-1}(t), i^v(t)),$$

где  $\gamma_v$ ,  $v = 1, 2, 3$  — показаны на рис. 2.14;  $\kappa_1^v$ ,  $\kappa_2^v$  — постоянные коэффициенты;  $u_1$ ,  $u_2$  — постоянные.

ные напряжения, определяющие скорость изменения напряжения генераторов  $u_r^v$ ;  $u_n^1$  — постоянное напряжение, определяющее частоту управляющих импульсов при  $u_\sigma = 0$  ( $u < u_{оп}$ );  $(u_{с.о}^0(t) = u_{с.о}^3(t))$ .

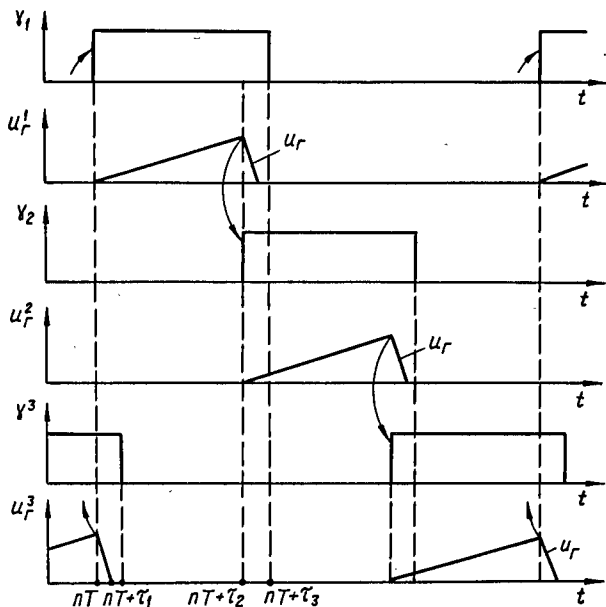


Рис. 2.14

Другой способ построения асинхронной модуляции основывается на интегрировании напряжения  $u_\sigma(t)$  и сравнении полученного напряжения с постоянным напряжением [6]

$$u_r^v = \int_{nT+\tau_{2(v-1)}}^{\tau} [-k_1^v u_2 \gamma_v^2 + k_2^v \gamma_v^1 (u_n^2 - u_\sigma(t))] dt;$$

$$u_{c.o}^v(t) = u_r^v(t) - u_n^1;$$

$$\gamma_v^1 = \gamma(-u_r^v(t), u_{c.o}^v); \quad \gamma_v^2 = \gamma(u_{c.o}^v(t), -u_r^v(t)); \quad (2.15)$$

$$\gamma_v = \gamma(u_{c.o}^{v-1}(t), i^v(t)),$$

где  $u_n^2$  — постоянное напряжение сравнения.

Продифференцировав выражения (2.14), (2.15), получим

$$\begin{aligned} \frac{du_r^v(t)}{dt} = & k_1(u_1\gamma_v^1 - u_2\gamma_v^2) + u_r^v(nT + \tau_{2(v-1)}) \times \\ & \times \delta(t - nT - \tau_{2(v-1)}); \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$u_{c.o}^v(t) = u_r^v(t) - k_2^v u_\sigma(t) - u_n^1,$$

и соответственно

$$\begin{aligned} \frac{du_r^v(t)}{dt} = & k_2^v(u_n^2 - u_\sigma(t))\gamma_v^1 - k_1^v u_2\gamma_v^2 + \\ & + u_r^v(nT + \tau_{2(v-1)})\delta(t - nT - \tau_{2(v-1)}); \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$u_{c.o}^v(t) = u_r^v(t) - u_n^1.$$

В общем случае установившиеся процессы в системах управления, работающих по принципу широтно-импульсной модуляции второго рода (ШИМ-II), описываются дифференциальными уравнениями

$$\begin{aligned} \frac{dY}{dt} = & DY + N \frac{dQ}{dt} + G(\gamma)Q + F(\gamma) + \\ & + M(nT)\delta(t - nT); \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$U_{c.o} = U_r - KU_{o.c}(t),$$

где  $Y$  — вектор переменных  $U_{o.c}^v$  или  $U_r^v$  и производных этих переменных;  $Q$  — вектор переменных  $V$ ,  $X$  и их производных;  $F(\gamma)$  — матрица  $\gamma$ -функций;  $D$ ,  $N$  — матрицы с постоянными коэффициентами;

$G(\gamma)$  — матрица с периодическими коэффициентами;  $M(nT)$  — вектор начальных значений переменных  $Y$  и  $Q$ .

При построении систем управления используется также широтно-импульсная модуляция 1-го рода (ШИМ-1). В этом случае измерение напряжения  $u_{o.c}(t)$  производится в фиксированные моменты времени. Уравнение замыкания примет вид

$$U_{o.c}(t) = U_r(t) - KU_{o.c}(t_\varphi); \quad \gamma_v(t) = \gamma(u_{o.c}^v(t)), \quad (2.19)$$

где  $u_r^v(t)$  — напряжения генераторов, определяющие начальные положения управляющих импульсов (рис. 2.15),

$$U_{o.c}(t) = \begin{bmatrix} u_{o.c}^1(t) \\ u_{o.c}^2(t) \\ \dots \\ u_{o.c}^l(t) \end{bmatrix}; \quad K = \begin{bmatrix} k_1 & & \\ & k_2 & \\ \dots & & \\ & & k_l \end{bmatrix};$$

$$U_r(t) = \begin{bmatrix} u_r^1(t) \\ u_r^2(t) \\ \dots \\ u_r^l(t) \end{bmatrix}; \quad u_{o.c}(t_\varphi) = \begin{bmatrix} u_{o.c}(nT) \\ u_{o.c}\left(nT + \frac{T}{l}\right) \\ \dots \\ u_{o.c}\left(nT + (l-1)\frac{T}{l}\right) \end{bmatrix}.$$

Построение систем управления на базе микропроцессоров позволяет унифицировать схемы регуляторов. При этом возникает ряд проблем, обусловленных ограниченной пропускной способностью и дискретностью функционирования микропроцессорной системы управления. В дальнейшем будем считать, что аналого-цифровой преобразователь, преобразующий выходное напряжение выпрямителя, имеет ошибку квантования, величиной которой можно пренебречь.



При построении и описании системы управления необходимо учесть время запаздывания, которое обусловлено конечной величиной времени расчета управляющего сигнала. Для пропорционального регулятора уравнение замыкания имеет вид

$$u_{c.o.}(nT + \tau_{2(v-1)} + \tau_p, t) = u_r^v(t) - k_1^v u_o(nT + \tau_{2(v-1)});$$

$$\gamma^v = \gamma(u_{c.o.}(nT + \tau_{2(v-1)} + \tau_p, t), \quad (2.20)$$

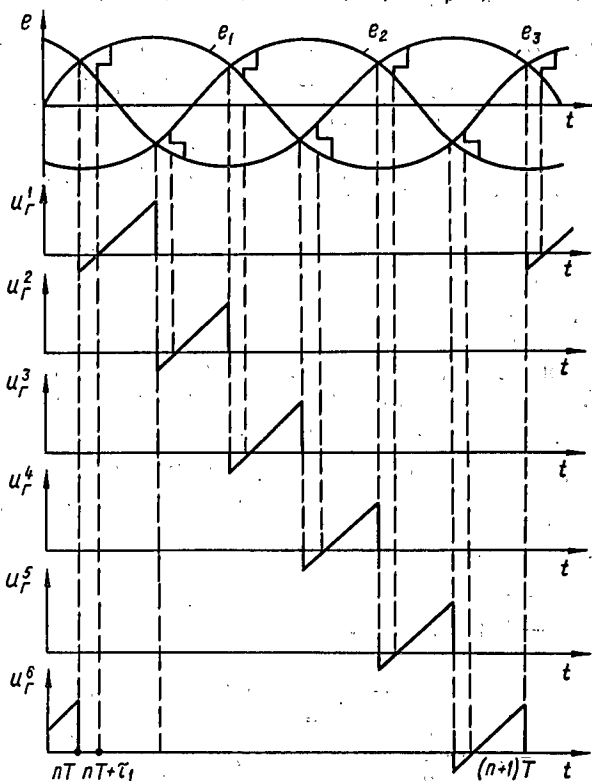


Рис. 2.15

где  $u_r^v(t)$  — напряжение генератора, аналогичное напряжению  $u_r^v(t)$  для ШИМ-I;  $\tau_p$  — суммарное время, необходимое для расчета управляющего сигнала и программирования интерфейса управляющих импульсов. Отметим, что уравнение (2.20) описывает ШИМ-I с запаздыванием.

Для дифференциального регулятора уравнение замыкания имеет вид

$$u_{c.o.}(nT + \tau_{2(v-1)} + 2\tau_p, t) = u_r^v(t) - k_3^v[u_\sigma(nT + \tau_{2(v-1)} + \tau_p) - u_\sigma(nT + \tau_{2(v-1)})];$$

для интегрального регулятора

$$u_{c.o.}(nT + \tau_{2(v-1)} + \tau_p, t) = u_r^v(t) - k_2 \sum_{\rho=1}^{\rho_{nv}} u_\sigma(\rho\tau_p), \quad (2.21)$$

где  $\rho_{nv} \tau_p = nT + \tau_{2(v-1)}$ .

Если  $\tau_p$  превосходит величину длительности интервала проводимости тиристоров, то сравнение напряжений генератора  $u_r^v(t)$  и  $u_{c.o.}(nT + \tau_{2(v-1)})$  произойдет на следующем интервале постоянства структуры. В этом случае уравнение замыкания для пропорционального регулятора

$$u_{c.o.}(nT + \tau_{2v}, t) = u_r^v(t) - k_1^v u_\sigma(nT + \tau_{2(v-1)}), \quad (2.22)$$

для пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора

$$\begin{aligned} u_{c.o.}(nT + \tau_{2(v+1)}, t) = & u_r^v(t) - k_1 u_\sigma(nT + \tau_{2v}) - \\ & - k_3 [u_\sigma(nT + \tau_{2v}) - u_\sigma(nT + \tau_{2(v-1)})] - \\ & - k_2 \sum_{\rho=1}^{\rho_{nv}} u_\sigma(\rho\tau_p), \end{aligned} \quad (2.23)$$

где  $\tau_p = \tau_{2v} - \tau_{2(v-1)}$  — для произвольного  $v$ . Разностное уравнение, соответствующее уравнению (2.23),

имеет вид

$$\begin{aligned}
 & u_{c.o}(nT + \tau_{2(v+2)}, t) - u_{c.o}(nT + \tau_{2(v+1)}, t) = \\
 & = u_r(t) - k_1 [u_\sigma(nT + \tau_{2(v+1)}) - u_\sigma(nT + \tau_{2v})] - \\
 & \quad - k_2 [u_\sigma(nT + \tau_{2(v+1)}) - u_\sigma(nT + \tau_{2v})] - \quad (2.24) \\
 & \quad - k_3 [u_\sigma(nT + \tau_{2(v+1)}) - 2u_\sigma(nT + \tau_{2v}) + \\
 & \quad + u_\sigma(nT + \tau_{2(v-1)})].
 \end{aligned}$$

В зависимости от алгоритма функционирования интерфейса управляющих импульсов вид уравнений замыкания (2.20)...(2.24) может изменяться. При

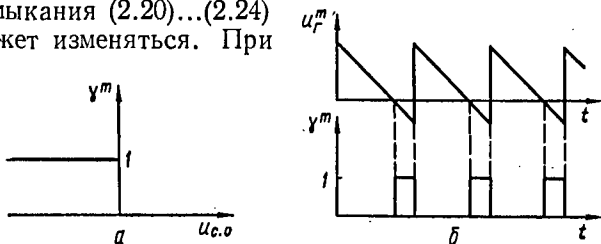


Рис. 2.16

использовании в микропроцессорной системе управления интервального таймера КР580ВИ53 уравнение замыкания преобразуется в

$$\begin{aligned}
 u_{c.o}(nT + \tau_{2(v-1)} + \tau_p, t) &= u_r^m(t) + k_1 u_\sigma(nT + \tau_{2(v-1)}); \\
 \gamma^m &= \gamma(u_{c.o}(nT + \tau_{2(v-1)} + \tau_p, t)).
 \end{aligned}$$

Вид функций  $\gamma^m$  (рис. 2.16, а),  $u_r^m(t)$  (рис. 2.16, б) и выбор знака суммирования в уравнении определяются особенностями функционирования таймера.

Полученные в данном параграфе системы уравнений описывают процессы в замкнутых системах с управляемыми выпрямителями для различных законов управления, видов модуляции, аналоговых и микропроцессорных систем управления. Эти уравнения

являются основой для проведения расчетов переходных и установившихся процессов и исследования устойчивости систем.

## 2.2. Линеаризация уравнений состояния

Для анализа устойчивости в «малом» необходимо линеаризовать уравнения состояния относительно исследуемого установившегося процесса. Дифференциальные уравнения, описывающие установившиеся процессы в силовой части выпрямителя,

$$\begin{aligned}\frac{dX}{dt} &= A(\gamma) X + B(\gamma) V + S(\gamma) \Theta + E(\gamma) + \\ &+ X(nT) \delta(t - nT); \\ V &= C(\gamma) X; \\ J &= \zeta(\gamma) X,\end{aligned}\quad (2.25)$$

в системе управления, построенной на основе ШИМ-II,

$$\begin{aligned}\frac{dY}{dt} &= DY + N \frac{dQ}{dt} + G(\gamma) Q + F(\gamma) + \\ &+ M(nT) \delta(t - nT); \\ U_{c.o} &= U_r - KU_{o.c}(t),\end{aligned}\quad (2.26)$$

на основе ШИМ-I (2.19)

$$U_{c.o} = U_r - KU_{o.c}(t),$$

на основе микропроцессорной системы управления (2.24)

$$\begin{aligned}Y((m+q)\tau_p) &= U_r(t) + Y((m+q-1)\tau_p) + \\ &+ G_{q-1}Q((m+q-1)\tau_p) + \dots + G_1Q(m\tau_p),\end{aligned}$$

где  $q$  — степень разностного уравнения;  $\tau_p = \tau_{2v} - \tau_{2(v-1)}$ .

Линеаризуем системы (2.25), (2.26) путем вычисления дифференциалов переменных состояния по их начальным значениям. Этот метод основан на вычислении обобщенных дифференциалов [4] и связан с методами [5; 7].

Так как значения векторов  $X$ ,  $Y$ ,  $Q$  зависят от начальных значений  $\xi(nT) = (X(nT), Y(nT), Q(nT))$ ,

$$X = f_1(\xi(nT)), Y = f_2(\xi(nT)), Q = f_3(\xi(nT)),$$

то дифференциалы этих величин определяются по начальным значениям

$$d_\xi X = \frac{\partial f_1(\xi(nT))}{\partial \xi(nT)} d\xi(nT);$$

$$d_\xi Y = \frac{\partial f_2(\xi(nT))}{\partial \xi(nT)} d\xi(nT);$$

$$d_\xi Q = \frac{\partial f_3(\xi(nT))}{\partial \xi(nT)} d\xi(nT).$$

Найдем дифференциалы от правых и левых частей системы (2.25) — (2.26)

$$\begin{aligned} \frac{dX_\xi}{dt} &= A_\xi(\gamma) X + A(\gamma) X_\xi + B_\xi(\gamma) V + B(\gamma) V_\xi + \\ &+ S_\xi(\gamma) \Theta + S(\gamma) \Theta_\xi + E_\xi(\gamma) + X_\xi(nT) \delta(t - nT); \\ V_\xi &= C_\xi(\gamma) X + C(\gamma) X_\xi; \\ J_\xi &= \zeta(\gamma) X_\xi + \zeta_\xi(\gamma) X; \end{aligned} \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} \frac{dY_\xi}{dt} &= DV_\xi + N \frac{dQ_\xi}{dt} + G_\xi(\gamma) Q + G(\gamma) Q_\xi + \\ &+ M_\xi(nT) \delta(t - nT) + F_\xi(\gamma); \end{aligned}$$

$$U_{\xi c.o} = U_{\xi r} - KU_{\xi o.c},$$

где

$$X_\xi = d_\xi X; \quad Y_\xi = d_\xi Y; \quad V_\xi = d_\xi V; \quad Q_\xi = d_\xi Q;$$

$$A_{\xi}(\gamma) = \frac{\partial A(\gamma)}{\partial \xi} d\xi; \quad B_{\xi}(\gamma) = \frac{\partial B(\gamma)}{\partial \xi} d\xi;$$

$$C_{\xi}(\gamma) = \frac{\partial C(\gamma)}{\partial \xi} d\xi;$$

$$G_{\xi}(\gamma) = \frac{\partial G(\gamma)}{\partial \xi} d\xi; \quad E_{\xi}(\gamma) = \frac{\partial E(\gamma)}{\partial \xi} d\xi;$$

$$S_{\xi}(\gamma) = \frac{\partial S(\gamma)}{\partial \xi} d\xi;$$

$$X_{\xi}(nT) = \frac{\partial X(nT)}{\partial \xi} d\xi; \quad M_{\xi}(nT) = \frac{\partial M(nT)}{\partial \xi} d\xi;$$

$$F_{\xi}(\gamma) = \frac{\partial F(\gamma)}{\partial \xi} d\xi.$$

Все производные вычисляются в точке установившегося режима. Определим

$$A_{\xi}(\gamma) = \frac{\partial A(\gamma)}{\partial \xi} d\xi = \frac{\partial A(\gamma)}{\partial \gamma} \cdot \frac{\partial \gamma}{\partial \xi} d\xi = A_{\gamma}(\gamma) \frac{\partial \gamma}{\partial \xi} d\xi, \quad (2.28)$$

где  $A_{\gamma}(\gamma) = \frac{\partial A(\gamma)}{\partial \gamma}$ .

Так как  $\gamma = \gamma(u_{c.o}, i)$  и

$$\frac{\partial \gamma(u_{c.o}, i)}{\partial \xi} d\xi = \frac{\partial \gamma(u_{c.o})}{\partial u_{c.o}} \frac{\partial u_{c.o}}{\partial \xi} d\xi + \frac{\partial \gamma(i)}{\partial i} \frac{\partial i}{\partial \xi} d\xi,$$

причем

$$\frac{\partial \gamma(u_{c.o})}{\partial u_{c.o}} = \delta(u_{c.o}); \quad \frac{\partial \gamma(i)}{\partial i} = \delta(i);$$

$$u_{\xi c.o} = d_{\xi} u_{c.o} = \frac{\partial u_{c.o}}{\partial \xi} d\xi; \quad i_{\xi} = d_{\xi} i = \frac{\partial i}{\partial \xi} d\xi,$$

то

$$\frac{\partial \gamma(u_{c.o}, i)}{\partial \xi} d\xi = \delta(u_{c.o}) u_{\xi c.o} + \delta(i) i_{\xi}, \quad (2.29)$$

где  $\gamma(u_{c.o}) = \gamma(u_{c.o}, i)$  при постоянном токе  $i$ ;  $\gamma(i) = \gamma(u_{c.o}, i)$  при постоянном напряжении  $u_{c.o}$ ;  $\delta(u_{c.o})$ ,  $\delta(i)$  — функции Дирака.

В соответствии с рис. 2.17 [1] для произвольной точки, в которой  $u_{c.o.}(t) = 0$ ,

$$\delta(u_{c.o.}) = \frac{\delta(t - t_\mu)}{|u_{t.c.o.}(t_\mu)|},$$

и в которой  $i(t) = 0$ ,

$$\delta(i) = \frac{\delta(t - t_\eta)}{|i_t(t_\eta)|},$$

где

$$u_{t.c.o.}(t_\mu) = \lim_{t \rightarrow t_\mu - 0} \frac{\partial u_{c.o.}}{\partial t}; \quad i_t(t_\eta) = \lim_{t \rightarrow t_\eta - 0} \frac{\partial i}{\partial t}.$$

Так как ток не имеет приращений для  $t = t_\eta + 0$  (т. е. в конце  $\gamma$ -функции и в начале  $\gamma^i$ -функции), то  $i_\xi(t_\eta) = 0$  и, следовательно,  $\delta(i) i_\xi = 0$ . При составлении уравнений на всем временном интервале необходимо учесть все пересечения напряжения  $u_{c.o.}(t)$  с нулевым значением

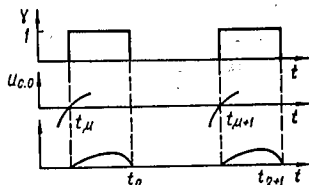


Рис. 2.17

$$\delta(u_{c.o.}) = \sum_{\mu} \frac{\delta(t - t_\mu)}{|u_{t.c.o.}(t_\mu)|}. \quad (2.30)$$

Следует отметить, что выражение  $|u_{t.c.o.}(t_\mu)|$  определяет фактор пульсаций [8].

Подставляя в систему (2.27) значения производных (2.28) — (2.30), получаем

$$\begin{aligned} \frac{dX_\xi}{dt} = & \sum_{\mu} [A_\gamma^\mu(\gamma) X(t_\mu) + S_\gamma^\mu(\gamma) \Theta(t_\mu) + B_\gamma^\mu(\gamma) V(t_\mu) + \\ & + E_\gamma^\mu(\gamma)] \frac{u_{\xi c.o.}(t_\mu)}{|u_{t.c.o.}(t_\mu)|} \delta(t - t_\mu) + A(\gamma) X_\xi + \\ & + B(\gamma) V_\xi + S(\gamma) \Theta_\xi + X_\xi(nT) \delta(t - nT); \end{aligned} \quad (2.31)$$

$$\begin{aligned}
V_{\xi} &= \sum_{\mu} C_{\gamma}^{\mu}(\gamma) X(t_{\mu}) \frac{u_{\xi c.o.}(t_{\mu})}{|u_{tc.o.}(t_{\mu})|} \delta(t - t_{\mu}) + C(\gamma) X_{\xi}; \\
J_{\xi} &= \zeta(\gamma) X_{\xi}; \\
\frac{dY_{\xi}}{dt} &= DY_{\xi} + N \frac{dQ_{\xi}}{dt} + G(\gamma) Q_{\xi} + \sum_{\mu} [G_{\gamma}^{\mu}(\gamma) Q(t_{\mu}) + \\
&+ F_{\gamma}^{\mu}(\gamma)] \frac{u_{\xi c.o.}(t_{\mu})}{|u_{tc.o.}(t_{\mu})|} \delta(t - t_{\mu}) + M_{\xi}(nT) \delta(t - nT);
\end{aligned}
\tag{2.32}$$

$$U_{\xi c.o.} = U_{\xi p} - KU_{\xi o.c.}$$

Так как функция  $u_{tc.o.}(t)$  периодическая, то ее значения не зависят от номера периода. Полученные уравнения являются линейными дифференциальными уравнениями с периодическими коэффициентами. Дифференциалы  $X_{\xi}$ ,  $V_{\xi}$ ,  $Y_{\xi}$ ,  $Q_{\xi}$  определяют бесконечно малые приращения переменных  $X$ ,  $V$ ,  $Y$ ,  $Q$  относительно их установившихся значений.

Линеаризация уравнений замыкания для ШИМ-I

$$u_{\xi c.o.}(t) = u_{\xi p}(t) - ku_{\xi o.c.}(t_v),$$

для микропроцессорной системы управления

$$\begin{aligned}
Y_{\xi}((m+q)\tau_p) &= Y_{\xi}((m+q-1)\tau_p) + \\
&+ G_{q-1}Q_{\xi}((m+q-1)\tau_p) + \dots + G_1Q_{\xi}(m\tau_p).
\end{aligned}
\tag{2.33}$$

Необходимо отметить, что если  $u_{\gamma}$  не зависит от переменных  $X$ ,  $V$ ,  $Y$ ,  $Q$  (например, напряжение питания генератора постоянно), то  $u_{\xi \gamma}(t) = 0$ .

Для асинхронной ШИМ в соответствии с выражениями (2.16), (2.17) получим

$$\begin{aligned}
&\frac{du_{\xi \gamma}^v(t)}{dt} = \\
&= \kappa_1^v(u_1 + u_2) \left[ \sum_n \frac{u_{\xi c.o.}^{v-1}(nT + \tau_{2(v-1)})}{|u_{tc.o.}^{v-1}(nT + \tau_{2(v-1)})|} \delta(t - nT - \right. \\
&\left. - \tau_{2(v-1)}) - \sum_n \frac{u_{\xi \gamma}^{v-1}(nT + \tau_{2v-1})}{|u_{tr}^{v-1}(nT + \tau_{2v-1})|} \delta(t - nT - \tau_{2v-1}) \right] +
\end{aligned}$$



$$+ u_{\xi r}^v (nT + \tau_{2(v-1)}) \delta(t - nT - \tau_{2(v-1)});$$

$$u_{\xi c.o}^v(t) = u_{\xi r}^v(t) - k_2^v u_{\xi \sigma}^v(t),$$

и соответственно

$$\begin{aligned} \frac{du_{\xi r}^v(t)}{dt} = & \sum_n \frac{k_1^v u_2 + k_2^v [u_n^2 - u_\sigma (nT + \tau_{2(v-1)})]}{|u_{ic.o}^{v-1} (nT + \tau_{2(v-1)})|} \times \\ & \times u_{\xi c.o}^{v-1} \times (nT + \tau_{2(v-1)}) \delta(t - nT - \tau_{2(v-1)}) - \\ & - \sum_n \frac{k_1^v u_2 + k_2^v [u_n^2 - u_\sigma (nT + \tau_{2v-1})]}{|u_{ir}^{v-1} (nT + \tau_{2v-1})|} \times \\ & \times u_{\xi r}^{v-1} (nT + \tau_{2v-1}) \delta(t - nT - \tau_{2v-1}) + \\ & + u_{\xi r}^v (nT + \tau_{2(v-1)}) \delta(t - nT - \tau_{2(v-1)}); \\ & u_{\xi c.o}^v(t) = u_{\xi r}^v(t). \end{aligned}$$

### 2.3. Анализ устойчивости установившегося режима

Анализ устойчивости установившихся процессов в «малом» проведем с помощью первого метода Ляпунова по линеаризованным дифференциальным уравнениям. На первом этапе составим разностные уравнения путем нахождения переменных  $X_\xi$ ,  $V_\xi$ ,  $Y_\xi$ ,  $Q_\xi$  в конце  $n$ -го периода. На втором этапе анализ устойчивости проводится по характеристическому уравнению, соответствующему полученному разностному уравнению.

Решим систему дифференциальных уравнений (2.31), (2.32) на интервале  $nT + \tau_{v-1} \leq t \leq nT + \tau_v$  постоянства структуры (постоянства коэффициентов матриц  $A(\gamma)$ ,  $B(\gamma)$ ,  $C(\gamma)$ ,  $E(\gamma)$ ,  $G(\gamma)$ ,  $F(\gamma)$ ). Необходимо учитывать, что из ряда

$$\sum_\mu \delta(t - t_\mu)$$

оказывает влияние на процессы только  $\delta$ -функция, соответствующая началу этого интервала, т. е.  $t_n = nT + \tau_{n-1}$ . Используя для  $t_v = nT + \tau_{v-1}$  начальные значения уравнений (2.31) — (2.32), запишем для  $v$ -го интервала постоянства структуры дифференциальные уравнения в следующем виде:

$$\frac{dX}{dt} = F_1^v(t_v) u_{\xi c.o.}(t_v) \delta(t - t_v) + A^v X_{\xi} + B^v V_{\xi} +$$

$$+ S^v \Theta_{\xi} + X_{\xi}(t_v) \delta(t - t_v);$$

$$V_{\xi} = F_2^v(t_v) u_{\xi c.o.}(t_v) \delta(t - t_v) + C^v X_{\xi};$$

$$J_{\xi} = \zeta^v X_{\xi};$$

$$\frac{dY_{\xi}}{dt} = DY_{\xi} + N \frac{dQ_{\xi}}{dt} + G^v Q_{\xi} + [M_{\xi}(t_v) +$$

$$+ F_3^v(t_v) u_{\xi c.o.}(t_v)] \delta(t - t_v);$$

$$u_{\xi c.o.} = -KU_{\xi c.o.},$$

где  $t_v = nT + \tau_{v-1}$ ;  $A^v$ ,  $B^v$ ,  $C^v$ ,  $S^v$ ,  $G^v$  — матрицы, совпадающие на  $v$ -интервале соответственно с матрицами  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $S$ ,  $G$ ;

$$F_1^v(t_v) = \frac{A_{\gamma}^v(\gamma) X(t_v) + S_{\gamma}^v(\gamma) \Theta(t_v) + B_{\gamma}^v(\gamma) V(t_v) + E_{\gamma}^v(\gamma)}{|u_{ic.o.}(t_v)|};$$

$$F_2^v(t_v) = \frac{C_{\gamma}^v(\gamma) Y(t_v)}{|u_{ic.o.}(t_v)|};$$

$$F_3^v(t_v) = \frac{G_{\gamma}^v(\gamma) Q(t_v) + F_{\gamma}^v(\gamma)}{|u_{ic.o.}(t_v)|};$$

$A_{\gamma}^v(\gamma)$ ,  $S_{\gamma}^v(\gamma)$ ,  $B_{\gamma}^v(\gamma)$ ,  $C_{\gamma}^v(\gamma)$ ,  $G_{\gamma}^v(\gamma)$  — матрицы, совпадающие на  $v$ -интервале соответственно с матрицами  $A_{\gamma}(\gamma)$ ,  $S_{\gamma}(\gamma)$ ,  $B_{\gamma}(\gamma)$ ,  $C_{\gamma}(\gamma)$ ,  $G_{\gamma}(\gamma)$ . Значения всех функций, входящих в  $F_1^v(t_v)$ ,  $F_2^v(t_v)$ ,  $F_3^v(t_v)$ , определены  $t = t_v - 0$ .

Применим к полученным уравнениям преобразование Лапласа, тогда

$$pX_{\xi}(p) = A^v X_{\xi}(p) + B^v V_{\xi}(p) + S^v \Theta_{\xi}(p) + \\ + [F_1^v(t_v) u_{\xi c.o}(t_v) + X_{\xi}(t_v)] e^{-pt_v}; \quad (2.34)$$

$$Y_{\xi}(p) = F_2^v(t_v) u_{\xi c.o}(t_v) e^{-pt_v} + C^v X_{\xi}(p); \quad (2.35)$$

$$J_{\xi}(p) = \zeta^v X_{\xi}(p);$$

$$pY_{\xi}(p) = DY_{\xi}(p) + pQ_{\xi}(p) + G^v Q_{\xi}(p) + \\ + [F_3^v(t_v) u_{\xi c.o}(t_v) + M_{\xi}(t_v)] e^{-pt_v}; \quad (2.36)$$

$$U_{\xi c.o}(p) = -KU_{\xi o.c}(p),$$

где  $X_{\xi}(p)$ ,  $V_{\xi}(p)$ ,  $\Theta_{\xi}(p)$ ,  $J_{\xi}(p)$ ,  $Y_{\xi}(p)$ ,  $Q_{\xi}(p)$  — изображения соответственно функций  $X_{\xi}$ ,  $V_{\xi}$ ,  $\Theta_{\xi}$ ,  $J_{\xi}$ ,  $Y_{\xi}$ ,  $Q_{\xi}$ .

Подставив уравнение (2.35) в уравнение (2.34), получим

$$pX_{\xi}(p) = (A^v + B^v C^v) X_{\xi}(p) + S^v \Theta_{\xi}(p) + \\ + [(F_1^v(t_v) + B^v F_2^v(t_v)) u_{\xi c.o}(t_v) + X_{\xi}(t_v)] e^{-pt_v}. \quad (2.37)$$

Исключим из данного уравнения вектор  $\Theta_{\xi}(p)$ . Для этого просуммируем уравнения системы (2.37) с одним (если  $\Theta_{\xi}(p) = u_{\xi ab}(p)$ ) или двумя заранее выделенными уравнениями. Получим

$$L^v(p) X'_{\xi}(p) = \Lambda^v X'_{\xi}(p) + [F_{12}^v(t_v) u_{\xi c.o}(t_v) + \\ + K^v X'_{\xi}(t_v)] e^{-pt_v}, \quad (2.38)$$

где  $K^v$  — матрица с постоянными коэффициентами;  $X'_{\xi}(p)$  — вектор переменных состояния, совпадающий с вектором  $X_{\xi}(p)$  за исключением нулевых компонент. Воспользуемся соотношением  $J_{\xi}(p) = \zeta^v X_{\xi}(p)$

и исключим одну переменную состояния

$$L^v(p) X_{\xi}''(p) = \Lambda^v X_{\xi}''(p) + [F_{12}^v(t_v) u_{\xi c.o}(t_v) + K^v X_{\xi}''(t_v)] e^{-pt_v}, \quad (2.39)$$

где  $X_{\xi}''(p)$  — вектор  $X_{\xi}'(p)$ , в котором исключена одна переменная состояния. Объединим системы (2.36) и (2.39). Получим

$$W_v(p) Z_{\xi}(p) = \mathcal{F}(t_v) Z_{\xi}(t_v) e^{-pt_v}, \quad (2.40)$$

где

$$Z_{\xi}(p) = \begin{vmatrix} X_{\xi}''(p) \\ Y_{\xi}(p) \end{vmatrix}.$$

Из уравнения (2.40) определяем

$$Z_{\xi}(p) = W_v^{-1}(p) \mathcal{F}(t_v) Z_{\xi}(t_v) e^{-pt_v},$$

где  $W_v^{-1}(p)$  — обратная матрица.

Переходя в область оригиналов, получаем

$$Z_{\xi}(t) = H(t - t_v) \mathcal{F}(t_v) Z_{\xi}(t_v),$$

где  $H(t - t_v)$  — оригинал функции  $W_v^{-1}(p) e^{-pt_v}$ .

В конце интервала постоянства структуры  $t = t_{v+1}$

$$Z_{\xi}(t_{v+1}) = H(t_{v+1} - t_v) \mathcal{F}(t_v) Z_{\xi}(t_v).$$

Учитывая, что  $t_1 = nT$ ,  $t_{\lambda} = (n+1)T$ , и решая уравнение (2.40) для всех  $v$ , получаем

$$Z_{\xi}((n+1)T) = \prod_{v=1}^{\lambda} H^v \mathcal{F}^v Z_{\xi}(nT), \quad (2.41)$$

где  $H^v = H(t_{v+1} - t_v)$ ;  $\mathcal{F}^v = \mathcal{F}(t_v)$ ;  $\lambda$  — число интервалов постоянства структуры на одном периоде.

Применим к уравнению (2.41) дискретное преобразование Лапласа

$$e^{pT} Z_{\xi}^*(p) = \prod_{v=1}^{\lambda} H^v \mathcal{F}^v Z_{\xi}^*(p),$$

где  $Z_{\xi}^*(p)$  — изображение  $Z_{\xi}(nT)$ .

Из этого выражения находим определитель

$$\left| Ie^{pT} - \prod_{v=1}^{\chi} H^v \mathcal{F}^v \right|,$$

где  $I$  — единичная матрица. По этому определителю вычисляется характеристическое уравнение, с помощью которого исследуется устойчивость в «малом» установившегося процесса.

Если амплитуды ЭДС  $e_1, e_2, e_3$  равны,  $L_1 = L_2 = L_3$ ,  $R_1 = R_2 = R_3$ ,  $r_1 = r_2 = r_3 = \dots = r_6$ , то устойчивость можно исследовать на интервале равном  $1/3$  периода для выпрямителя с нулевым выводом ( $1/l$  — в общем случае). Характеристическое уравнение определяется на основе определителя матрицы

$$Ie^{pT'} - \prod_{v=1}^{\chi'} H^v \mathcal{F}^v,$$

где  $T' = T/l$ ;  $\chi'$  — число интервалов постоянства структуры на периоде  $T'$ .

Рассмотрим анализ устойчивости выпрямителя с ШИМ-I. Так как уравнения замыкания для ШИМ-I

$$U_{\xi c.o} = U_{\xi r} - KU_{\xi o.c}(t_{\varphi}),$$

то система (2.39) примет вид

$$\begin{aligned} X_{\xi}''(p) = (L'^v(p) - \Lambda'^v)^{-1} [-kF_{12}^v(t_v) u_{\xi o.c}(t_{\varphi}) + \\ + K^v X_{\xi}''(t_v)] e^{-p't_v}, \end{aligned} \quad (2.42)$$

где  $U_{\xi r} = 0$ ;  $(L'^v(p) - \Lambda'^v)^{-1}$  — обратная матрица. Переходя в область оригиналов, получаем

$$\begin{aligned} X_{\xi}''(t) = H_l^v(t - t_v) [-kF_{12}^v(t_v) u_{\xi o.c}(t_{\varphi}) + \\ + K^v X_{\xi}''(t_v)], \end{aligned} \quad (2.43)$$

где  $H_l^v(t - t_v)$  — оригинал функции  $(L'^v(p) - \Lambda'^v)^{-1} e^{-p't_v}$ .

В начале интервала  $nT \leq t \leq nT + \tau_1$   $\gamma$ -функции постоянны, следовательно,

$$kF_{12}^1(t_1) u_{\text{эо.с}}(t_v) = 0.$$

С учетом этого выражение (2.43) примет вид

$$X_{\xi}''(t) = H_I^1(t - t_1) K^1 X_{\xi}''(t_1), \quad (2.44)$$

где  $t_1 = nT$ .

На интервале  $nT + \tau_1 \leq t \leq nT + \tau_2$  выражение (2.43) примет вид

$$X_{\xi}''(t) = H_I^2(t - t_2) [-kF_{12}^2(t_2) u_{\text{эо.с}}(t_1) + K^2 X_{\xi}''(t_2)], \quad (2.45)$$

где  $t_2 = nT + \tau_1$ .

Подставляя в уравнение (2.44)  $t = t_2$  и затем подставляя полученное выражение в уравнение (2.45), получаем

$$X_{\xi}''(t) = H_I^2(t - t_2) [-kF_{12}^2(t_2) X + K^2 H_I^1(t - t_1)] X_{\xi}''(t_1),$$

где  $u_{\xi} = X X_{\xi}''$ .

На интервале  $nT + \tau_2 \leq t \leq nT + \tau_3$  ( $\tau_3 = T/l$ ) выражение (2.43)

$$X_{\xi}''(t) = H_I^3(t - t_3) K^3 X_{\xi}''(t_3).$$

В конце интервала  $t_4 = nT + \tau_3$  получим

$$X_{\xi}''(nT + \tau_3) = H_I^3 \mathcal{F}_I^3 H_I^2 \mathcal{F}_I^2 X_{\xi}''(nT), \quad (2.46)$$

где  $H_I^3 = H_I^3(t_4 - t_3)$ ;  $\mathcal{F}_I^3 = K^3$ ;  $H_I^2 = H_I^1(t_3 - t_2)$ ;

$$\mathcal{F}_I^2 = -kF_{12}^2(t_2) X + K^2 H_I^1; \quad H_I^1 = H_I^1(t_2 - t_1).$$

Определяя решения на каждом последующем интервале, найдем решение при  $t_{3l} = (n + 1) T$

$$X_{\xi}''((n + 1) T) = \prod_{v=1}^l H_I^{3v} \mathcal{F}_I^{3v} H_I^{3v-1} \mathcal{F}_I^{3v-1} X_{\xi}''(nT),$$

где  $\mathcal{F}_l^{3v} = K^{3v}; \mathcal{F}_l^{3v-1} = -kF_{12}^{3v-1}(t_{3v-1})X +$   
 $+ K^{3v-1}H_l^{3v-2}.$

Устойчивость системы с ШИМ-I определяется по определителю матрицы

$$\left| Ie^{pT} - \prod_{v=1}^l H_l^{3v} \mathcal{F}_l^{3v} H_l^{3v-1} \mathcal{F}_l^{3v-1} \right|.$$

Если все фазы одинаковы, то устойчивость определяется по определителю

$$|Ie^{pT'} - H_l^3 \mathcal{F}_l^3 H_l^2 \mathcal{F}_l^2|. \quad (2.47)$$

Рассмотрим анализ устойчивости выпрямителя с микропроцессорной системой управления. Уравнение замыкания (2.33) имеет вид

$$Y_{\xi}((m+q)\tau_p) = Y_{\xi}((m+q-1)\tau_p) +$$

$$+ G_{q-1}Q_{\xi}((m+q-1)\tau_p) + \dots + G_1Q_{\xi}(m\tau_p).$$

Будем считать, что система является симметричной, т. е.  $\tau_p = T' = \tau_{2v} - \tau_{2(v-1)}$  для любого  $v$ . Тогда уравнение замыкания примет вид

$$Y_{\xi}((n+q)T') = Y_{\xi}((n+q-1)\tau_p) +$$

$$+ G_{q-1}Q_{\xi}((n+q-1)T') + \dots + G_1Q_{\xi}(nT'). \quad (2.48)$$

Разностное уравнение для силовой части управляемого выпрямителя находим таким же способом, как для системы с ШИМ-I. На интервале  $nT' \leq t \leq nT' + \tau_1$

$$X_{\xi}''(t) = H_l^1(t - nT')K^1X_{\xi}''(nT'),$$

на интервале  $nT' + \tau_1 \leq t \leq nT' + \tau_2$

$$X_{\xi}''(t) = H_l^2(t - t_2)[F_{12}^2(t_2)u_{\xi c.o.}(nT') + K^2X_{\xi}''(t_2)],$$

на интервале  $nT' + \tau_1 \leq t \leq ((n+1)T')$

$$X_{\xi}''(t) = H_l^3(t - t_3)K^3X_{\xi}''(t_3).$$

Используя значения функций  $X_{\xi}''(t)$  в конце предыдущих интервалов, находим

$$X_{\xi}''((n+1)T') = H_u u_{\xi c.o.}(nT') + H_x X_{\xi}''(nT'), \quad (2.49)$$

где

$$H_u = H_1^3(t_4 - t_3) K^3 H_1^2(t_3 - t_2) F_{12}^2(t_2);$$

$$H_x = H_1^3(t_4 - t_3) K^3 H_1^2(t_3 - t_2) K^2 H_1^1(t_2 - t_1) K^1.$$

Применяя к уравнениям (2.48), (2.49) дискретное преобразование Лапласа, получаем

$$Y_{\xi}^*(p) e^{pqT'} = Y_{\xi}^*(p) e^{p(q-1)T'} + (G_{q-1} e^{p(q-1)T'} + \dots + G_1) Q_{\xi}^*(p) + G(0);$$

$$X_{\xi}^{**}(p) e^{pT'} = H_u u_{\xi c.o.}^*(p) + H_x X_{\xi}^{**}(p) + X_{\xi}''(0),$$

где  $X_{\xi}''(0)$ ,  $G(0)$  — матрица и вектор начальных значений функций  $Y_{\xi}(0)$ ,  $Q_{\xi}(0)$ ,  $X_{\xi}''(0)$ .

Так как  $Y_{\xi}^*(p) = u_{\xi c.o.}^*(p)$  и  $Q_{\xi}^*(p) = X_{\xi}^{**}(p)$ , то объединяя эти системы, получаем

$$W_m^*(p) \begin{vmatrix} X_{\xi}^{**}(p) \\ u_{\xi c.o.}^*(p) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} X_{\xi}''(0) \\ G(0) \end{vmatrix},$$

где

$$W_m^*(p) = \begin{vmatrix} I e^{pT'} - H_x & -H_u \\ G_{q-1} e^{p(q-1)T'} + \dots + G_1 I (e^{pqT'} - e^{p(q-1)T'}) \end{vmatrix}.$$

Устойчивость замкнутой системы исследуется по характеристическому уравнению, которое находится путем вычисления определителя матрицы  $W_m^*(p)$ .

Описанный способ анализа устойчивости замкнутых систем с микропроцессорными системами управления является приближенным из-за наличия «сту-



пенек» в характеристике аналого-цифрового преобразователя.

В качестве примера рассмотрим анализ устойчивости трехфазного выпрямителя (см. рис. 2.1). Система управления построена на основе пропорционально-интегрального регулятора. В уравнениях (2.25), (2.26) имеем

$$X = \begin{bmatrix} i \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix};$$

$$A = A(\gamma) = \begin{bmatrix} -R_0/L & & & \\ & -R_1/L_1 & & \\ & & -R_2/L_2 & \\ & & & -R_3/L_3 \end{bmatrix};$$

$$S(\gamma) = \begin{bmatrix} 1/L \\ -\gamma_1/L_1 \\ -\gamma_2/L_2 \\ -\gamma_3/L_3 \end{bmatrix}; \quad E(\gamma) = \begin{bmatrix} 0 \\ e_1\gamma_1/L_1 \\ e_2\gamma_2/L_2 \\ e_3\gamma_3/L_3 \end{bmatrix};$$

$$X(nT) = \begin{bmatrix} i(nT) \\ 0 \\ 0 \\ i_3(nT) \end{bmatrix};$$

$$B = 0; V = u; J = i; \xi = (0, 1, 1, 1); Q = u - u_{o.c};$$

$$D = 0; Y = u_{o.c}; N = k_2; G(\gamma) = k_1; F(\gamma) = 0;$$

$$U'(t) = 0; K = 1; M(nT) = [u_{o.c}(nT) - k_2 u_{\sigma}(nT)];$$

$$C(\gamma) = (R, 0, 0, 0).$$

Считаем, что угол управления меньше  $\pi/3$ . В этом режиме нулевой вентиль ток не пропускает. В соответствии с уравнениями (2.31) — (2.32) имеем

$$X_{\xi} = \begin{bmatrix} i_{\xi} \\ i_{\xi 1} \\ i_{\xi 2} \\ i_{\xi 3} \end{bmatrix}; \quad S_{\gamma}^1(\gamma) \Theta(t_1) + E_{\gamma}^1(\gamma) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{e_1(t_1) u_{ab}(t_1)}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$t_1 = nT; \quad Y_{\xi} = u_{\xi o.c}; \quad Q_{\xi} = u_{\xi}; \quad J_{\xi} = i_{\xi}; \quad V_{\xi} = u_{\xi}; \\ M_{\xi}(nT) = [u_{\xi o.c}(nT) - k_2 u_{\xi}(nT)]; \quad \Theta_{\xi} = u_{\xi ab}; \quad A_{\xi} = 0;$$

$$X_{\xi}(nT) = \begin{bmatrix} i_{\xi}(nT) \\ 0 \\ 0 \\ i_{\xi}(nT) \end{bmatrix}; \quad i_{\xi 3}(nT) = i_{\xi}(nT);$$

$$S_{\gamma}^3(\gamma) \Theta(t_3) + E_{\gamma}^3(\gamma) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{e_2(t_3) - u_{ab}(t_3)}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$S_{\gamma}^5(\gamma) \Theta(t_5) + E_{\gamma}^5(\gamma) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{e_3(t_5) - u_{ab}(t_5)}{L_3} \end{bmatrix};$$

$$t_3 = nT + \tau_2; \quad t_5 = nT + \tau_4.$$

Найдем решение на интервале  $nT \leq t \leq nT + \tau_1$ . В уравнении (2.34)  $A^v = A$ ;

$$S^1 = \begin{vmatrix} 1/L \\ -1/L_1 \\ 0 \\ -1/L_3 \end{vmatrix}; \quad F_1^1(t_1) = \begin{vmatrix} 0 \\ e_1(t_1) - u_{ab}(t_1) \\ L_1 |u_{tc.o}(t_1)| \end{vmatrix};$$

$$F_2^v = F_3^v = 0.$$

Исключим из системы  $u_{\xi ab}$ . Сложим первое уравнение со вторым и четвертым (для третьего уравнения  $i_{\xi 2} = 0$ ). Получим

$$X_{\xi}'(p) = \begin{vmatrix} i_{\xi}(p) \\ i_{\xi 1}(p) \\ i_{\xi 3}(p) \end{vmatrix}; \quad \Lambda^1 = \begin{vmatrix} -R_0 & -R_1 & 0 \\ -R_0 & 0 & -R_3 \end{vmatrix};$$

$$L^1(p) = \begin{vmatrix} pL & pL_1 & 0 \\ pL & 0 & pL_3 \end{vmatrix}; \quad K^1 = \begin{vmatrix} L \\ L + L_3 \end{vmatrix};$$

$$X_{\xi}'(t_1) = i_{\xi}(nT);$$

$$F_{12}^1(t_v) = \begin{vmatrix} e(t_1) - u_{ab}(t_1) \\ |u_{tc.o}(t_1)| \\ 0 \end{vmatrix};$$

$$\Lambda'^1 = \begin{vmatrix} -R_0 - R_1 & R_1 \\ -R_0 & -R_3 \end{vmatrix}.$$

Из полученной системы (2.38) исключаем переменную  $i_{\xi 1}$ , используя соотношение  $i_{\xi} = i_{\xi 1} + i_{\xi 3}$ . Получаем

$$L'^v(p) = \begin{vmatrix} p(L + L_1) & -pL_1 \\ pL & pL_3 \end{vmatrix}; \quad X_{\xi}''(p) = \begin{vmatrix} i_{\xi}(p) \\ i_{\xi 3}(p) \end{vmatrix}.$$

Объединим системы (2.36) и (2.39). Получим

$$W_1(p) = \begin{vmatrix} p(L + L_1) + R_0 + R_1 & -pL_1 - R_1 & 0 \\ pL + R_0 & pL_3 + R_3 & 0 \\ -R(pk_2 + k_1) & 0 & p \end{vmatrix};$$

$$Z_{\xi}(p) = \begin{vmatrix} i_{\xi}(p) \\ i_{\xi 3}(p) \\ u_{\xi 0.c}(p) \end{vmatrix}; \quad \mathcal{F}(t_1) = \begin{vmatrix} L & 0 & F_{12}^1 \\ L_1 + L_3 & 0 & \\ -Rk_2 & 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

Так как в конце интервала  $t = nT + \tau_1$ ,  $i_3 = 0$ , то  $i_{\xi 3} = 0$ . Образует вектор

$$Z'_{\xi}(t) = \begin{vmatrix} i_{\xi} \\ u_{\xi 0.c} \end{vmatrix}.$$

В конце интервала

$$Z'_{\xi}(t_2) = H'(t_2 - t_1) \mathcal{F}(t_1) Z'_{\xi}(t_1),$$

где  $H(t - t_1)$  — оригинал функции  $W_1^{-1}(p) e^{-pt}$ ,  $H' \times (t - t_1)$  — матрица, состоящая из 1-й и 3-й строк матрицы  $H(t - t_1)$ .

Определим решение на интервале  $nT + \tau_1 \leq t \leq nT + \tau_2$ . В уравнении (2.34) имеем

$$S^2 = \begin{vmatrix} 1/L \\ -1/L \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad X(t_2) = \begin{vmatrix} -Li(nT + \tau_1) \\ -L_1 i_1(nT + \tau_1) \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix};$$

$$t_2 = nT + \tau_1.$$

Уравнение замыкания остается без изменения:  $M(t_2) = M(nT + \tau_1)$ .

Исключая  $u_{\xi ab}$ , получаем (складываем 1-е и 2-е уравнения)

$$L^2(p) = |pL, pL_1|; \quad \Lambda^2 = |-R_0, -R_1|;$$

$$X'_{\xi}(p) = \begin{vmatrix} i_{\xi}(p) \\ i_{\xi 1}(p) \end{vmatrix}; \quad K^2 = |-L, -L_1|.$$

Исключая переменную  $i_{\xi 1} = i_{\xi}$ , получаем

$$L'^2(p) = p(L + L_1); \quad X''_{\xi}(p) = i_{\xi}(p);$$

$$\Lambda'^2 = -(R_0 + R_1); \quad K'^2 = -(L + L_1),$$

объединяя уравнения систем (2.36) и (2.39), получаем

$$W_2(p) = \begin{vmatrix} p(L + L_1) + R_0 + R_1 & 0 \\ -R(pk_2 + k_1) & p \end{vmatrix};$$

$$Z_{\xi}(p) = \begin{vmatrix} i_{\xi}(p) \\ u_{\xi c.o}(p) \end{vmatrix};$$

$$\mathcal{F}(t_2) = \begin{vmatrix} -(L + L_1) & 0 \\ -k_2 R & 1 \end{vmatrix}.$$

В конце интервала

$$Z_{\xi}(t_3) = H(t_3 - t_2) \mathcal{F}(t_2) Z_{\xi}(t_2).$$

Причем  $Z_{\xi}(t_2) = Z_{\xi}(t_2)$ .

Аналогичным способом находятся значения матриц  $H_3, \mathcal{F}_3, H_4, H_5, \mathcal{F}_5, H_6, \mathcal{F}_6, \mathcal{F}_4$ . Анализ устойчивости проводится по определителю матрицы

$$\left| I e^{pT} - \prod_{v=1}^6 H_v \mathcal{F}_v \right|. \quad (2.50)$$

Если считать, что  $H_1 = H_3 = H_5, H_2 = H_4 = H_6, \mathcal{F}_1 = \mathcal{F}_3 = \mathcal{F}_5, \mathcal{F}_2 = \mathcal{F}_4 = \mathcal{F}_6$  (т. е. считать, что  $R_1 = R_2 = R_3, L_1 = L_2 = L_3, e_1 = e_2 = e_3$ ), то анализ устойчивости целесообразно проводить по определителю матрицы

$$\left| I e^{pT_1} - \prod_{v=1}^2 H_v \mathcal{F}_v \right|, \quad (2.51)$$

где  $T_1 = T/3$ .

Для анализа устойчивости необходимо предварительно рассчитать установившийся процесс в силовой части выпрямителя и затем найти все составляющие матриц  $H_v$  и  $\mathcal{F}_v$ . Раскрывая определитель (2.50) или (2.51), находим характеристическое уравнение линеаризованной системы. В дальнейшем анализ устойчивости проводится любым известным методом.

В общем случае устойчивость «в малом» установившегося режима управляемого выпрямителя анализируется по характеристическому уравнению, соответствующему системе (2.41) или другой аналогичной системе.

## ГЛАВА 3

### УСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

#### 3.1. Модель замкнутой системы с широтно-импульсным преобразователем

Рассмотрим схему полупроводникового преобразователя постоянного напряжения (рис. 3.1, а). Будем считать, что сопротивление транзистора в режиме насыщения  $R_T$  и сопротивление диода  $R_d$ , смещенного в прямом направлении, в процессе изменения режимов постоянны, дроссель — линейный, конденсатор — линейный и имеет некоторое внутреннее со-

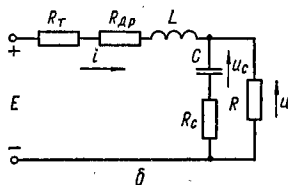
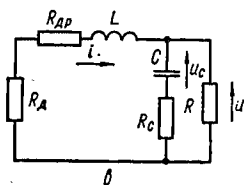
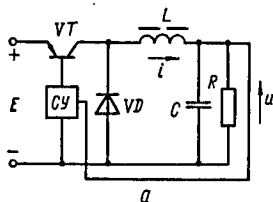


Рис. 3.1

противление. Эквивалентные схемы силовой части полупроводникового преобразователя показаны для открытого состояния транзистора на рис. 3.1, б, для закрытого состояния транзистора — на рис. 3.1, в,

В установившемся режиме процессы описываются дифференциальными уравнениями

для открытого состояния транзистора

$$E = \frac{di}{dt} + i(R_{дп} + R_r) + u - Li(nT) \delta(t - nT);$$

$$C \frac{du_c}{dt} = i_c + Cu_c(nT) \delta(t - nT); \quad (3.1)$$

$$i = i_c + u/R; \quad u = u_c + i_c R_c,$$

для закрытого состояния транзистора

$$0 = L \frac{di}{dt} + i(R_{дп} + R_d) + u - Li(nT + \tau) \times$$

$$\times \delta(t - nT - \tau);$$

$$C \frac{du_c}{dt} = i_c + Cu_c(nT + \tau) \delta(t - nT - \tau); \quad (3.2)$$

$$i = i_c + u/R;$$

$$u = u_c + i_c R_c,$$

где  $R_{дп}$  — сопротивление дросселя,  $R_c$  — сопротивление конденсатора;  $i_c$  — ток, протекающий через конденсатор.

Регулирование транзистора осуществляется с помощью широтно-импульсного модулятора

$$u_\sigma(t) = u(t) - u_{оп};$$

$$u_{с.о}(t) = U_r(t) - \gamma u_\sigma(t); \quad (3.3)$$

$$\gamma = \gamma(u_{с.о}(t)),$$

где  $u_{оп}$  — опорное напряжение;  $u_r$  — напряжение генератора (рис. 3.2, а — в). Объединяя системы (3.1) и (3.2), получаем

$$E\gamma = L \frac{di}{dt} + i(R_{дп} + R_r\gamma + R_d(1 - \gamma)) +$$

$$+ u_r - Li(nT) \delta(t - nT);$$

$$C \frac{du_c}{dt} = i + C u_c (nT) \delta(t - nT); \quad (3.4)$$

$$i = i_c + u/R; \quad u = u_c + i_c R_c.$$

Так как транзистор является полностью управляемым прибором, то  $\gamma$ -функция зависит только от  $u_{c.0}$

(рис. 3.3). Если считать, что  $R_d = R_r$ , то система (3.4) будет являться системой с постоянной структурой (описывается дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами).

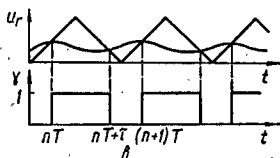
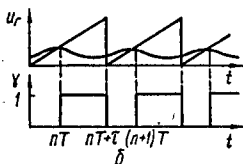
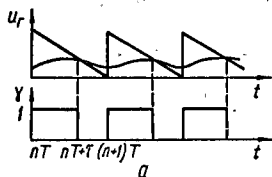


Рис. 3.2

Транзисторные преобразователи для получения высоких массогабаритных показателей рассчитываются на работу в области высоких частот (десятки — сотни кГц). В этом случае необходимо учитывать частотные свойства транзисторов и диодов. Будем считать, что моменты включения и выключения транзистора запаздывают на время положительного и отрицательного фронтов  $\gamma$ -функции соответственно на время  $\tau^1$  и  $\tau^2$  (рис. 3.4). С учетом запаздывания система (3.4) примет вид

$$E\gamma^\tau = L \frac{di}{dt} + i(R_{дp} + R_r\gamma^\tau + R_d(1 - \gamma^\tau)) + u - Li(nT) \delta(t - nT);$$



$$C \frac{du_C}{dt} = i_C + Cu_C (nT) \delta(t - nT); \quad (3.5)$$

$$i = i_C + u/R;$$

$$u = u_C + i_C R_C.$$

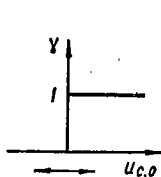


Рис. 3.3

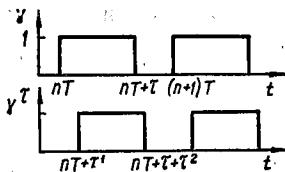


Рис. 3.4

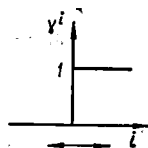


Рис. 3.5

При наличии режима прерывистых токов система (3.5) преобразуется в

$$E\gamma^t\gamma^t = L \frac{di}{dt} + i(R_{дp} + R_{\tau}\gamma^t + R_{д}(1 - \gamma^t)) + \\ + u\gamma^t - Li(nT) \delta(t - nT);$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_C + Cu_C (nT) \delta(t - nT); \quad (3.6)$$

$$i\gamma^t = i_C + u/R;$$

$$u = u_C + i_C R_C,$$

где  $\gamma^t = \gamma^t(i)$  (рис. 3.5).

Для импульсного преобразователя постоянного напряжения (рис. 3.6, а) эквивалентные схемы для открытого и закрытого состояния транзистора показаны соответственно на рис. 3.6, б и рис. 3.6, в. В установившемся режиме процессы описываются дифференциальными уравнениями

для открытого состояния транзистора

$$E = \frac{Ldi}{dt} + i(R_{дp} + R_{\tau}) - Li(nT) \delta(t - nT);$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_C + C u_C (nT) \delta(t - nT);$$

$$u = u_C + i_C R_C;$$

$$0 = i_C + u/R, \quad (3.7)$$

для закрытого состояния транзистора

$$E = \frac{L di}{dt} + i(R_{дп} + R_d) - Li(nT + \tau) \times \\ \times \delta(t - nT - \tau) + u;$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_C + C u_C (nT + \tau) \delta(t - nT - \tau);$$

$$u = u_C + i_C R_C; \quad (3.8)$$

$$i = i_C + u/R.$$

Объединяя системы (3.7), (3.8), получаем

$$E \gamma^t = L \frac{di}{dt} + i(R_{дп} + \\ + R_T \gamma^t + R_d(1 - \gamma^t)) +$$

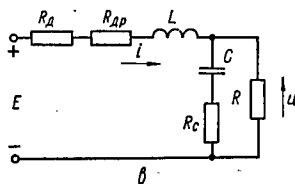
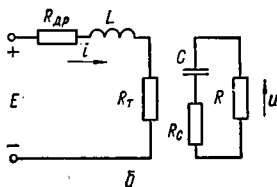
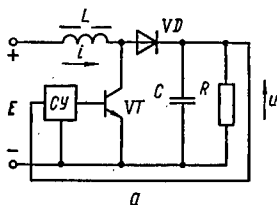


Рис. 3.6

$$+ u(1 - \gamma^t) \gamma^t - Li(nT) \delta(t - nT);$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_C + C u_C (nT) \delta(t - nT); \quad (3.9)$$

$$u = u_C + i_C R_C;$$

$$i(1 - \gamma^t) \gamma^t = i_C + u/R.$$

Для импульсного преобразователя постоянного напряжения (рис. 3.7) установившиеся процессы описываются дифференциальными уравнениями

$$E\gamma^r = L \frac{di}{dt} + (R_{дп} + R_{\tau}\gamma^r + R_{д}(1 - \gamma^r)) i + u (1 - \gamma^r) \gamma^i - Li(nT) \delta(t - nT);$$

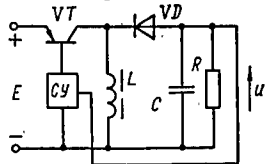


Рис. 3.7

$$C \frac{du_C}{dt} = i_C + Cu_C(nT) \delta(t - nT);$$

$$u = u_C + i_C R_C;$$

$$i(1 - \gamma^r) \gamma^i = i_C + u/R.$$

Рассмотрим работу импульсного преобразователя (рис. 3.8, а). Эквивалентные схемы преобразователя

для открытого и закрытого состояний транзистора показаны соответственно на рис. 3.8, б и рис. 3.8, в. Дифференциальные уравнения, описывающие уста-

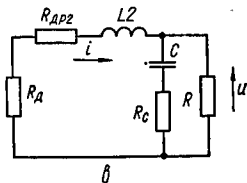
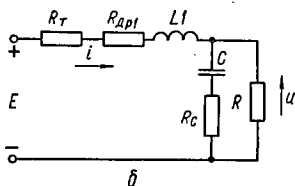
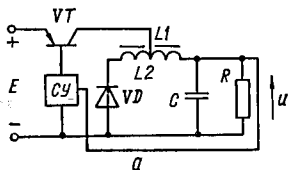


Рис. 3.8

новившийся режим работы стабилизатора, для открытого состояния транзистора

$$E = L_1 \frac{di}{dt} + (R_{\tau} + R_{дп1}) i + u - L_2 i(nT) \delta(t - nT);$$

$$\begin{aligned}
 C \frac{du_C}{dt} &= i_C + C u_C (nT) \delta(t - nT); \\
 u &= u_C + i_C R_C; \\
 i &= i_C + u/R,
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

для закрытого состояния транзистора

$$\begin{aligned}
 0 &= L_2 \frac{di}{dt} + (R_d + R_{дp2}) i + u - L_1 i (nT + \tau) \times \\
 &\quad \times \delta(t - nT - \tau); \\
 C \frac{du_C}{dt} &= i_C + C u_C (nT + \tau) \delta(t - nT - \tau); \\
 u &= u_C + i_C R_C; \\
 i &= i_C + u/R.
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

Уравнения (3.11), (3.12) получены на основе постоянства потокосцепления  $\Psi$  до и после коммутации

$$\Psi(nT) = L_2 i(nT - 0) = L_1 i(nT + 0);$$

$$\Psi(nT + \tau) = L_1 i(nT + \tau - 0) = L_2 i(nT + \tau + 0).$$

Объединяя системы (3.11), (3.12), получаем

$$\begin{aligned}
 E\gamma &= \frac{d\Psi}{dt} + [(R_\tau + R_{дp1})\gamma + (R_d + R_{дp2})(1 - \gamma)] i + \\
 &\quad + u - \Psi(nT) \delta(t - nT); \\
 C \frac{du_C}{dt} &= i_C + C u_C (nT) \delta(t - nT); \\
 u &= u_C + i_C R_C; \\
 i &= i_C + u/R; \\
 \Psi &= (L_1 \gamma + (1 - \gamma) L_2) i.
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

В общем случае силовая часть преобразователя описывается в установившемся режиме системой нелинейных дифференциальных уравнений с периоди-

ческими коэффициентами (аналогичной системе (2.13))

$$\frac{dX}{dt} = A(\gamma') + B(\gamma')V + E(\gamma') + X(nT)\delta(t - nT);$$

$$V = C(\gamma')X, \quad (3.14)$$

где  $\gamma' = \Phi_1(\gamma^r, \gamma^i)$  — функция, представляющая различные сочетания  $\gamma^r$ - и  $\gamma^i$ -функций. Считаем, что момент времени  $t = nT$  совпадает с положительным фронтом  $\gamma$ -функции.

Система (3.14) описывает процессы в преобразователях напряжения с входным фильтром, в многофазных преобразователях напряжения, имеющих общую синхронизацию задающих генераторов отдельных фаз.

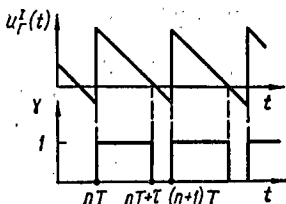


Рис. 3.9

Системы управления преобразователей напряжения строятся на основе различных способов модуляции. Для ШИМ-II уравнение замыкания (см. уравнение (3.3))

$$u_{c.o}(t) = u_r(t) - ku_o(t);$$

$$\gamma = \gamma(u_{c.o}(t));$$

$$\gamma^r = \gamma(u_{c.o}(t), \tau^1, \tau^2),$$

для ШИМ-I

$$u_{c.o}(t) = u_r^i(t) - ku_o(nT); \quad (3.15)$$

$$\gamma = \gamma(u_{c.o}(t));$$

$$\gamma^r = \gamma(u_{c.o}(t), \tau^1, \tau^2),$$

где  $u_r^i(t)$  — напряжение генератора, показанное на рис. 3.9. Для многофазного преобразователя необходимо воспользоваться уравнением (2.20).

Для асинхронной широтно-импульсной модуляции уравнение (2.14) примет вид

$$u_r^1(t) = k_1 \int_{nT}^t [u_1 \gamma_3 - u_2 (1 - \gamma_3)] dt; \quad (3.16)$$

$$u_{c.o}(t) = u_r^1(t) - k_2 u_\sigma(t) - u_n^1;$$

$$\gamma = \gamma(u_{c.o}(t), u_r^2(t)); \quad \gamma_3 = \gamma(-u_r^1(t), u_{c.o}(t)),$$

где  $\tau_a$  — время задержки, соответствующее времени обнуления интегратора; функции  $\gamma$  и  $\gamma_3$  показаны

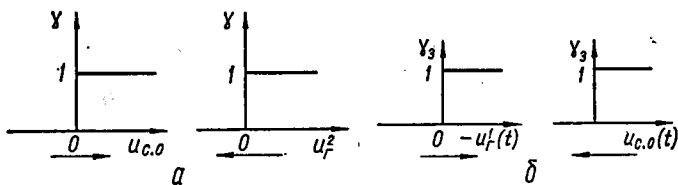


Рис. 3.10

на рис. 3.10, а и соответственно на рис. 3.10, б; диаграммы формирования функций  $\gamma$ ,  $\gamma_3$ ,  $u_r^2(t)$  — на рис. 3.11.

Для асинхронной широтно-импульсной модуляции, основанной на интегрировании напряжения, уравнение (2.15) примет вид

$$u_r^1(t) = \int_{nT}^t [k_2 \gamma_3 (u_n^2 - u_\sigma(t)) - k_1 u_2 (1 - \gamma_3)] dt;$$

$$u_{c.o}(t) = u_r^1(t) - u_n^1; \quad (3.17)$$

$$\gamma = \gamma(u_{c.o}(t), u_r^2(t)); \quad \gamma_3 = \gamma(-u_r^1(t), u_{c.o}(t)).$$

Продифференцируем выражения (3.16), (3.17) и получим

$$\frac{du_r^1(t)}{dt} = k_1 [u_1 \gamma_3 - u_2 (1 - \gamma_3)] + u_r^1(nT) \delta(t - nT); \quad (3.18)$$

$$u_{c.o}(t) = u_r^1(t) - k_2 u_\sigma(t) - u_n^1$$

и соответственно

$$\begin{aligned} \frac{du_r^1(t)}{dt} = & -k_1 (1 - \gamma_3) u_2 + k_2 \gamma_3 (u_n^2 - u_\sigma(t)) + \\ & + u_r^1(nT) \delta(t - nT); \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$u_{c.o}(t) = u_r^1(t) - u_n^1;$$

$$\gamma = \gamma(u_{c.o}(t), u_r^2(t)); \quad \gamma_3 = \gamma(-u_r^1(t), u_{c.o}(t)).$$

В преобразователях постоянного напряжения в отличие от управляемых выпрямителей используются частотные методы модуляции. На рис. 3.12 показан

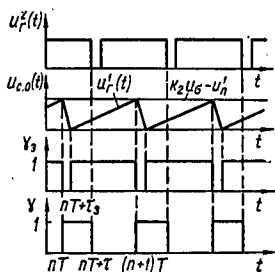


Рис. 3.11

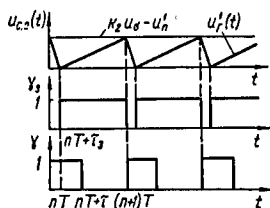


Рис. 3.12

способ формирования управляющих сигналов. Как и для асинхронной ШИМ, так и для интегральной ШИМ формирование управляющих импульсов может проводиться двумя способами. Первый способ формирования управляющих импульсов основывается на

сравнении напряжений генераторов пилообразного напряжения с напряжением  $u_{\sigma}(t)$  и образовании в момент сравнения импульсов постоянной длительности  $\tau$

$$u_r^1(t) = k_1 \int_{nT}^t [u_1 \gamma_3 - u_2 (1 - \gamma_3)] dt; \quad (3.20)$$

$$u_{c.o}(t) = u_r^1(t) - k_2 u_{\sigma}(t) - u_n^1;$$

$$\gamma = \gamma(u_{c.o}(t), -u_{c.o}(t - \tau)); \quad \gamma_3 = \gamma(-u_r^1(t), u_{c.o}(t)),$$

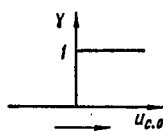


Рис. 3.13

где  $\gamma$  — функция, показанная на рис. 3.13. Переход в единичное состояние происходит при возрастании  $u_{c.o}(t)$ , а в нулевое состояние — через фиксированное значение  $t = \tau$ .

Второй способ формирования управляющих сигналов заключается в сравнении проинтегрированной величины  $u_{\sigma}(t)$  с постоянным напряжением:

$$u_r^1(t) = \int_{nT}^t [k_2 \gamma_3 (u_n^2 - u_{\sigma}(t)) - k_1 u_2 (1 - \gamma_3)] dt; \quad (3.21)$$

$$u_{c.o}(t) = u_r^1(t) - u_n^1;$$

$$\gamma = \gamma(u_{c.o}(t), -u_{c.o}(t - \tau)); \quad \gamma_3 = \gamma(-u_r^1(t), u_{c.o}(t)).$$

Продифференцируем выражения (3.20), (3.21). Получим

$$\frac{du_r^1(t)}{dt} = k_1 [u_1 \gamma_3 - u_2 (1 - \gamma_3)] + u_r^1(nT) \delta(t - nT); \quad (3.22)$$

$$u_{c.o}(t) = u_r^1(t) - k_2 u_{\sigma}(t) - u_n^1$$



и соответственно

$$\frac{du_r^1(t)}{dt} = -k_1 u_2^1 (1 - \gamma_3) + k_2 \gamma_3 (u_n^2 - u_\sigma(t)) + \\ + u_r^1(nT) \delta(t - nT); \quad (3.23)$$

$$u_{c.o}(t) = u_r^1(t) - u_n^1;$$

$$\gamma = \gamma(u_{c.o}(t), -u_{c.o}(t - \tau));$$

$$\gamma_3 = \gamma(-u_r^1(t), u_{c.o}(t)).$$

В общем случае система управления описывается системой дифференциальных уравнений

$$\frac{dV}{dt} = D(\gamma'') Y + N \frac{dQ}{dt} + G(\gamma'') Q + \\ + F(\gamma'') + M(nT) \delta(t - nT); \quad (3.24)$$

$$U_{c.o}(t) = U_r - kU_{o.c}(t),$$

где  $\gamma'' = \varphi_2(\gamma', \gamma_3)$  — функция, представляющая различные сочетания  $\gamma'$ - и  $\gamma_3$ -функций. Для ШИМ-I общий вид уравнения замыкания

$$U_{c.o}(t) = U_r^1(t) - \chi Q. \quad (3.25)$$

При построении СУ на базе микропроцессорных систем длительность цикла выполнения программы обычно ограничивается периодом работы преобразователя. Уравнение замыкания (2.22) для пропорционального регулятора преобразуется в

$$u_{o.c}((n+1)T, t) = u_r^1(t) - k_1 u_\sigma(nT), \quad (3.26)$$

уравнение (2.23) для пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора преобразуется в

$$u_{o.c}((n+2)T, t) = u_r^1(t) - k_1 u_\sigma((n+1)T) - \\ - k_3 [u_\sigma((n+1)T) - u_\sigma(nT)] - k_2 \sum_{\rho=1}^{n+1} u_\sigma(\rho T). \quad (3.27)$$

### 3.2. Линеаризация уравнений состояния

Линеаризация уравнений состояний преобразователя проводится методом, описанным в параграфе 2.2 [1]. Дифференциальные уравнения (3.14), (3.24), описывающие установившиеся процессы в системе с ШИМ-II, имеют вид

$$\frac{dX}{dt} = A(\gamma') X + B(\gamma') V + E(\gamma') + X(nT) \delta(t - nT);$$

$$V = C(\gamma') X; \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} \frac{dY}{dt} = & D(\gamma'') Y + N \frac{dQ}{dt} + G(\gamma'') Q + F(\gamma'') + \\ & + U_r(t) + M(nT) \delta(t - nT); \\ U_{c.o.}(t) = & U_r(t) - kU_{o.c.}(t), \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \gamma &= \gamma(u_{c.o.}(t)); \quad \gamma = \gamma(u_{c.o.}(t); \quad u_r^2(t)); \\ \gamma &= \gamma(u_{c.o.}(t), \tau); \\ \gamma' &= \varphi_1(\gamma', \gamma'); \\ \gamma'' &= \varphi_2(\gamma', \gamma_3); \\ \gamma_3 &= \gamma(u_{c.o.}(t - \tau_3), u_{c.o.}(t)). \end{aligned}$$

Линеаризуем эту систему:

$$\begin{aligned} \frac{dX_{\xi}}{dt} = & \sum_{\mu} [A_{\gamma'}^{\mu}(\gamma') X(t_{\mu}) + B_{\gamma'}^{\mu}(\gamma') V(t_{\mu}) + E_{\gamma'}^{\mu}(\gamma')] \times \\ & \times \frac{u_{\xi c.o.}(t'_{\mu})}{|u_{tc.o.}(t'_{\mu})|} \delta(t - t_{\mu}) + A(\gamma') X_{\xi} + B(\gamma') V_{\xi} + \\ & + X_{\xi}(nT) \delta(t - nT); \\ V_{\xi} = & \sum_{\mu} \frac{C_{\gamma'}^{\mu}(\gamma') X(t_{\mu})}{|u_{tc.o.}(t'_{\mu})|} u_{\xi c.o.}(t'_{\mu}) \delta(t - t_{\mu}) + C(\gamma') X_{\xi}; \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$\begin{aligned} \frac{dY_{\xi}}{dt} = & \sum_{\mu} [D_{\gamma''}^{\mu}(\gamma'') Y(t_{\mu}) + G_{\gamma''}^{\mu}(\gamma'') Q(t_{\mu}) + F_{\gamma''}^{\mu}(\gamma'')] \times \\ & \times \frac{u_{\xi c.o.}(t'_{\mu})}{|u_{tc.o.}(t'_{\mu})|} \delta(t - t_{\mu}) + N \frac{dQ}{dt} + D(\gamma'') Y_{\xi} + \\ & + G(\gamma'') Q_{\xi} + M_{\xi}(nT) \delta(t - nT); \\ U_{\xi c.o.}(t) = & U_{\xi r}(t) - kU_{\xi o.c.}(t), \end{aligned}$$

где  $t_{\nu}$  — моменты времени, в которых аргументы функций  $\gamma'$ ,  $\gamma''$  обращаются в нуль за исключением моментов времени, где переключение  $\gamma$ -функций фиксированно (например, моменты времени  $t = nT$  на рис. 3.2, а,  $t = nT + \tau$  на рис. 3.2, б);  $t'_{\mu} = t_{\mu}$ , если аргумент  $\gamma$ -функции определен без запаздывания;  $t'_{\mu} = t_{\mu} - \tau^1$  или  $t'_{\mu} = t_{\mu} - \tau^2$  или  $t'_{\mu} = t_{\mu} - t_3$ .

Частные случаи линеаризации уравнения замыкания имеют вид для пропорционального регулятора с ШИМ-II [1; 3]

$$\begin{aligned} u_{\xi c.o.}(t) &= -ku_{\xi o.c.}(t); \\ u_{\xi o.c.}(t) &= u_{\xi \sigma}(t) = u_{\xi}(t), \end{aligned}$$

при условии независимости напряжения генератора от переменных  $X$ ,  $V$ ,  $Y$ ,  $Q$   $u_{\xi r}(t) = 0$ .

для пропорционального регулятора с ШИМ-I (3.15) [2]

$$u_{\xi c.o.} = -ku_{\xi \sigma}(nT),$$

для асинхронной ШИМ (3.18)

$$\begin{aligned} \frac{du_{\xi r}^1(t)}{dt} = & k_1(u_1 + u_2) \left[ \sum_{\rho=n} \frac{u_{\xi c.o.}(\rho T)}{|u_{tc.o.}(nT)|} \delta(t - \rho T) - \right. \\ & \left. - \sum_{\rho=n} \frac{u_{\xi r}^1(\rho T + \tau_3)}{|u_{tr}^1(nT + \tau_3)|} \delta(t - \rho T - \tau_3) \right] + u_{\xi r}^1(nT) \delta(t - nT); \\ u_{\xi c.o.}(t) = & u_{\xi r}^1(t) - k_2 u_{\xi \sigma}(t); \end{aligned}$$

и асинхронной ШИМ (3.19)

$$\begin{aligned} \frac{du_{\xi r}^1(t)}{dt} = & \sum_{p=n} \frac{k_1 u_2 + k_2 [u_{\pi}^2 - u_{\sigma}(\rho T)]}{|u_{\xi c.o.}(nT)|} u_{\xi c.o.}(\rho T) \delta(t - \rho T) - \\ & - \sum_{p=n} \frac{k_1 u_2 + k_2 [u_{\pi}^2 - u_{\sigma}(\rho T + \tau_3)]}{|u_{\xi r}^1(\rho T + \tau_3)|} u_{\xi r}^1(\rho T + \tau_3) \times \\ & \times \delta(t - \rho T - \tau_3) + u_{\xi r}^1(nT) \delta(t - nT); \\ u_{\xi c.o.}(t) = & u_{\xi r}^1(t). \end{aligned}$$

Для частотной модуляции уравнения замыкания совпадают с соответствующими уравнениями асинхронной модуляции (отличие заключается в разных выражениях линеаризованных уравнений для силовой части преобразователя).

Для разностного уравнения, соответствующего уравнению (3.27),

$$\begin{aligned} u_{\xi o.c.}((n+3)T, t) = & u_{\xi o.c.}((n+2)T, t) - \\ & - k_1 [u_{\xi \sigma}((n+2)T) - u_{\xi \sigma}((n+1)T)] - \\ & - k_2 u_{\xi \sigma}((n+2)T) - k_3 [u_{\xi \sigma}((n+2)T) - \\ & - 2u_{\xi \sigma}((n+1)T) + u_{\xi \sigma}(nT)]. \end{aligned}$$

### 3.3. Устойчивость установившегося режима

Анализ устойчивости установившегося режима в «малом» проводим по методу, изложенному в параграфе 2.3. Найдем решение линеаризованных дифференциальных уравнений (3.30) на  $v$ -м интервале постоянств, структуры  $nT + \tau_{v-1} \leq t \leq nT + \tau_v$ :

$$\begin{aligned} \frac{dX_{\xi}}{dt} = & [F_1^v(t_v) u_{\xi c.o.}(t_v) + X_{\xi}(t_v)] \delta(t - t_v) + \\ & + A^v X_{\xi} + B^v V_{\xi}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V_{\xi} &= F_2^v(t_v) u_{\xi c.o}(t'_v) \delta(t - t_v) + C^v X_{\xi}; \\
\frac{dY_{\xi}}{dt} &= D^v Y_{\xi} + N \frac{dQ_{\xi}}{dt} + G^v Q_{\xi} + [M_{\xi}(t_v) + \\
&\quad + F_3^v(t_v) u_{\xi c.o}(t'_v)] \delta(t - t_v); \\
U_{\xi c.o}(t) &= -KU_{\xi o.c}(t),
\end{aligned} \tag{3.31}$$

где  $t_v = nT + \tau_{v-1}$ ;

$$\begin{aligned}
F_1^v(t_v) &= \frac{A_{\gamma}^v(\gamma) X(t_v) + B_{\gamma}^v(\gamma) V(t_v) + E_{\gamma}^v(\gamma)}{|u_{tc.o}(t'_v)|}; \\
F_2^v(t_v) &= \frac{C_{\gamma}^v(\gamma) Y(t_v)}{|u_{tc.o}(t'_v)|}; \\
F_3^v(t_v) &= \frac{G_{\gamma}^v(\gamma) Q(t_v) + D_{\gamma}^v(\gamma) Y(t_v) + F_{\gamma}^v(\gamma)}{|u_{tc.o}(t'_v)|};
\end{aligned}$$

$t'_v$  определяется в точках, в которых аргумент  $\gamma$ -функции равен нулю;  $\tau_0 = 0$ ;  $t_v$  определяется в точках, в которых аргументы  $\gamma'$ - и  $\gamma''$ -функций обращаются в нуль.

Применяя к системе (3.31) непрерывное преобразование Лапласа и подставляя второе уравнение системы в первое, получаем

$$\begin{aligned}
pX_{\xi}(p) &= (A^v + B^v C^v) X_{\xi}(p) + [(F_1^v(t_v) + \\
&\quad + B^v F_2^v(t_v)) u_{\xi c.o}(t'_v) + X_{\xi}(t_v)] e^{-pt_v};
\end{aligned} \tag{3.32}$$

$$\begin{aligned}
pY_{\xi}(p) &= D^v Y_{\xi}(p) + NpQ_{\xi}(p) + G^v Q_{\xi}(p) + \\
&\quad + [F_3^v(t_v) u_{\xi c.o}(t'_v) + M_{\xi}(t_v)] e^{-pt_v}; \\
U_{\xi c.o}(p) &= -KU_{\xi o.c}(p).
\end{aligned} \tag{3.33}$$

На первом интервале изменения  $\gamma'$ - и  $\gamma''$ -функций не происходит. Поэтому  $F_1^1(t_1) = F_2^1(t_1) = F_3^1(t_1) =$

= 0. Объединим системы (3.32) и (3.33). Получим

$$W_1(p) Z_{\xi}(p) = \mathcal{F}^1(t_1) Z_{\xi}(t_1) e^{-pt_1},$$

где 
$$Z_{\xi}(p) = \begin{vmatrix} X_{\xi}(p) \\ Y_{\xi}(p) \end{vmatrix}.$$

Решая данное уравнение и переходя в область оригиналов, получаем

$$Z_{\xi}(t) = H^1(t - t_1) \mathcal{F}^1(t_1) Z_{\xi}(t_1),$$

где  $H^1(t - t_1)$  — оригинал функции  $W_1^{-1}(p) e^{-pt_1}$ ;  $W_1^{-1}(p)$  — обратная матрица.

Найдем значение этого выражения при  $t = t_2$  и подставим в системы (3.32), (3.33) на втором интервале. Если моменты изменения  $\gamma'$ - и  $\gamma''$ -функций не фиксированны при  $t = t_2$ , то не все  $F_1^2(t_2)$ ,  $F_2^2(t_2)$ ,  $F_3^2(t_2)$  равны нулю. Так как

$$\frac{\partial \gamma'}{\partial u_{c.o.}} \frac{\partial u_{c.o.}}{\partial \xi} d\xi = \delta(u(t - \tau^1)) u_{\xi c.o.}(t - \tau^1)$$

и

$$\delta(u(t - \tau^1)) = \frac{\delta(t - t_2)}{|u_{t.c.o.}(t_2 - \tau^1)|}$$

(сумма  $\delta$ -функций на интервале соответствует одной  $\delta$ -функции), то из  $t_1 = t_2 - \tau^1$  получаем

$$\frac{\partial \gamma'}{\partial u_{c.o.}} \frac{\partial u_{c.o.}}{\partial \xi} d\xi = \frac{\delta(t - t_2)}{|u_{t.co}(t_1)|} u_{\xi c.o.}(t_1),$$

где  $t_2' = t_2 - \tau^1$ .

Подставим в систему (3.32) — (3.33) значение вектора  $Z_{\xi}(t_2)$  и получим

$$W_2(p) Z_{\xi}(p) = \mathcal{F}^2(t_2) Z_{\xi}(t_1) e^{-pt_2}.$$

Решая данное уравнение и переходя в область оригиналов, получаем

$$Z_{\xi}(t) = H^2(t - t_2) \mathcal{F}^2(t_2) Z_{\xi}(t_1),$$

где  $H^2(t - t_2)$  — оригинал функции  $W_2^{-1}(p) e^{-pt_2}$ .

Аналогичным образом находим значения вектора  $Z_{\xi}(t)$  на всех остальных интервалах постоянства структуры. Конечное значение вектора

$$Z_{\xi}((n+1)T) = \prod_v H^v \mathcal{F}^v Z_{\xi}(nT). \quad (3.34)$$

Из произведения исключаются члены  $H^p \mathcal{F}^p$ , индексы интервалов которых предшествуют не фиксированным фронтам  $\gamma^r$ - и  $\gamma_s$ -функций. Значения переменных

$$Z_{\xi}(t_{p+1}) = H^p \mathcal{F}^p Z_{\xi}(t_p)$$

подставляются в матрицу  $\mathcal{F}^{p+1}$ , соответствующую следующему интервалу.

Устойчивость анализируется по характеристическому уравнению, которое находится в результате вычисления определителя

$$\left| I e^{pT} - \prod_v H^v \mathcal{F}^v \right|.$$

Если запаздывание изменения структуры преобразователя не учитывается, то  $t_v' = t_v$  и устойчивость анализируется по характеристическому уравнению

$$\left| I e^{pT} - \prod_{v=1}^l H^v \mathcal{F}^v \right|,$$

где  $l$  — число интервалов постоянства структуры преобразователя.

Если для некоторого  $v$  фронт  $\gamma$ -функций фиксирован, то  $\mathcal{F}^v = I$ . Следует отметить, что в начале и конце  $\gamma^i = \gamma(i)$ -функций  $i_{\xi}(t_n) \equiv 0$ . Поэтому отсут-

ствуют члены с  $\delta(t)$ -функциями и  $\mathcal{F}^\nu = I$  для интервала, на котором  $i_\xi(t) \equiv 0$ .

При анализе устойчивости систем с ШИМ-I  $u_{\xi c.o.}(t_\nu) = u_{\xi c.o.}(nT)$ . На интервале  $nT \leq t \leq nT + \tau_1$   $F_1'(t_1) = F_2'(t_1) = 0$  и система (3.32) примет вид

$$pX_\xi(p) = (A^1 + B^1C^1) X_\xi(p) + X_\xi(t_1) e^{-pt_1}. \quad (3.35)$$

Решая эту систему, получаем

$$X_\xi(p) = (pI - A^1 - B^1C^1)^{-1} X_\xi(t_1) e^{-pt_1},$$

где  $(pI - A^1 - B^1C^1)^{-1}$  — обратная матрица.

Переходя в область оригиналов,

$$X_\xi(t) = H_I^1(t - t_1) X_\xi(t_1),$$

где  $H_I^1(t - t_1)$  — оригинал функции  $(pI - A^1 - B^1C^1)^{-1} e^{-pt_1}$ . На интервале  $nT + \tau_1 \leq t \leq nT + \tau_2$  также  $F_1^2(t_2) = F_2^2(t_2) = 0$  и, следовательно,

$$X_\xi(t) = H_I^2(t - t_2) X_\xi(t_2).$$

На интервале  $nT + \tau_2 \leq t \leq nT + \tau_3$

$$pX_\xi(p) = (A^3 + B^3C^3) X_\xi(p) + [F_1^3(t_3) + B^3F_2^3(t_3)] u_{\xi c.o.}(t_1) + X_\xi(t_3) e^{-pt_3}; \quad (3.36)$$

$$u_{\xi c.o.}(t_1) = -u_\xi(t_1).$$

Подставляя в данное выражение  $X_\xi(t_3) = H_I^2H_I^1X_\xi(t_1)$  и  $u_{\xi c.o.}(t_1) = \chi X_\xi(t_1)$ , получаем

$$pX_\xi(p) = (A^3 + B^3C^3) X_\xi(p) + \mathcal{F}_I^3(t_3) X_\xi(t_1) e^{-pt_3},$$

где  $\mathcal{F}_I^3(t_3) = [F_1^3(t_3) + B^3F_2^3(t_3)] \chi + H_I^2H_I^1$ .

Из этого выражения находим оригинал

$$X_\xi(t) = H_I^3(t - t_3) \mathcal{F}_I^3(t_3).$$



На последующих интервалах решение находится по выражению, аналогичному (3.35). Исследование устойчивости проводится по характеристическому уравнению

$$\left| 1e^{pT} - \prod_{v=3}^l H^v \mathcal{F}^v \right|,$$

где  $\mathcal{F}^4 = \dots = \mathcal{F}^l = 0$ .

При анализе устойчивости систем с микропроцессорной системой управления на первом этапе составим разностное уравнение для силовой части преобразователя. Воспользуемся выражениями, которые были получены при анализе устойчивости с ШИМ-I (3.35), (3.36). На интервале  $nT + \tau_2 \leq t \leq nT + \tau_3$

$$X_{\xi}(t) = H_1^3(t - t_3) [F_{12}^3(t_3) u_{\xi c.o.}(nT) + X_{\xi}(t_3)],$$

где  $F_{12}^3(t_3) = F_1^3(t_3) + B^3 F_2^3(t_3)$ .

Используя решения для всех интервалов постоянства структуры, находим разностное уравнение для силовой части преобразователя:

$$X_{\xi}((n+1)T) = \prod_{v=3}^l H^v \mathcal{F}_{12}^3 u_{\xi c.o.}(nT) + \prod_{v=1}^l H^v X_{\xi}(nT)$$

или

$$X_{\xi}((n+1)T) = H_u u_{\xi c.o.}(nT) + H_x X_{\xi}(nT), \quad (3.37)$$

где  $\mathcal{F}_{12}^3 = F_{12}^3(t_3)$ ;  $H_u = \prod_{v=3}^l H^v \mathcal{F}_{12}^3$ ;  $H_x = \prod_{v=1}^l H^v$ .

На втором этапе используем уравнение замыкания, которое для микропроцессорной системы управления в общем виде

$$Y_{\xi}((n+q)T) = Y_{\xi}((n+q-1)T) + \\ + G_{q-1} Q_{\xi}((n+q-1)T) + \dots + G_1 Q_{\xi}(nT), \quad (3.38)$$

где

$$Y_{\xi}(nT) = u_{\xi c.o.}(nT); \quad Q_{\xi}(nT) = X_{\xi}(nT).$$

Применим к системе (3.37), (3.38) дискретное преобразование Лапласа, тогда

$$\begin{aligned} e^{pT} X_{\xi}^*(p) &= H_u u_{\xi c.o}^*(p) + H_x X_{\xi}^*(p) + X_{\xi}(0); \\ e^{pTq} u_{\xi c.o}^*(p) &= e^{p(q-1)T} u_{\xi c.o}^*(p) + G_{q-1} e^{p(q-1)T} X_{\xi}^*(p) + \\ &+ \dots + G_1 X_{\xi}^*(p) + G(0), \end{aligned}$$

где  $X_{\xi}^*(p)$ ,  $u_{\xi c.o}^*(p)$  — изображения соответственно  $X_{\xi}(nT)$  и  $u_{\xi c.o}(nT)$ ;  $G(0)$  — матрица начальных значений функций  $u_{\xi c.o}(nT)$ ,  $X_{\xi}(nT)$ .

Объединяя эти системы, получаем

$$W_m^*(p) \begin{vmatrix} X_{\xi}^*(p) \\ u_{\xi c.o}^*(p) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} X_{\xi}(0) \\ G(0) \end{vmatrix},$$

где

$$W_m^*(p) = \begin{vmatrix} Ie^{pT} - H_x & -H_u \\ G_{q-1}e^{p(q-1)T} + \dots + G_1 & I(e^{pqT} - e^{p(q-1)T}) \end{vmatrix}.$$

Устойчивость замкнутой системы исследуется по характеристическому уравнению, соответствующему определителю матрицы  $W_m^*(p)$ .

В качестве примера рассмотрим анализ устойчивости преобразователя напряжения (рис. 3.6, а) с частотной импульсной модуляцией. Для системы дифференциальных уравнений (3.28), (3.29) векторы и матрицы имеют вид

$$\begin{aligned} X &= \begin{vmatrix} i \\ u_c \end{vmatrix}; \quad A(\gamma') = \begin{vmatrix} -\frac{R_{дp} + R_d \gamma^T + R_T(1 - \gamma^T)}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}; \\ B(\gamma') &= \begin{vmatrix} 0 & -\frac{(1 - \gamma^T) \gamma^T}{L} \\ 1/C & 0 \end{vmatrix}; \quad V = \begin{vmatrix} i_c \\ u_c \end{vmatrix}; \end{aligned}$$

$$E(\gamma') = \begin{vmatrix} E\gamma'/L \\ 0 \end{vmatrix};$$

$$C(\gamma') = \begin{vmatrix} \frac{R}{(R+R_C)} (1-\gamma^r) \gamma' & -\frac{1}{R+R_C} \\ \frac{RR}{R+R_C} (1-\gamma^r) \gamma' & \frac{R}{R+R_C} \end{vmatrix}.$$

Для первого способа частотно-импульсной модуляции  $Y = u_{o.c.}$ ;

$$M(nT) = u_{o.c.}(nT) - k_2 u_\sigma(nT);$$

$$F(\gamma'') = k_1 [u_1 \gamma_3 - u_2 (1 - \gamma_3)];$$

$$D=0; \quad N = -k_2; \quad G=0; \quad \gamma_3 = \gamma(-u_r^1(t), u_{c.o.}(t));$$

$$\gamma = \gamma(u_{c.o.}(t), -u_{c.o.}(t - \tau));$$

$$\gamma^r = \gamma(u_{c.o.}(t - \tau^1), -u_{c.o.}(t - \tau - \tau^2)).$$

В результате линеаризации исходной системы дифференциальных уравнений получаем

$$A_\gamma(\gamma') = \begin{vmatrix} -\frac{R_d + R_r}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}; \quad B_{\gamma''}(\gamma') = \begin{vmatrix} 0 & 1/L \\ 0 & 0 \end{vmatrix};$$

$$E_{\gamma'}(\gamma') = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad C_{\gamma'}(\gamma') = \begin{vmatrix} -\frac{R}{R+R_C} & 0 \\ -\frac{RR_C}{R+R_C} & 0 \end{vmatrix};$$

$$F_{\gamma''}(\gamma'') = k_1.$$

При линеаризации уравнения замыкания считаем, что  $t_3 \rightarrow 0$ , тогда  $u_2 \rightarrow \infty$ . На интервале  $nT \leq t \leq nT + t_3$  уравнение замыкания имеет вид

$$\frac{du_{\xi r}^1(t)}{dt} = k_1 \frac{u_1 + u_2}{|u_{c.o.}(nT)|} u_{\xi c.o.}(nT) \delta(t - nT) +$$

$$+ u_{\xi r}^1(nT) \delta(t - nT);$$

$$u_{\xi c.o}(t) = u_{\xi r}^1(t) - k_2 u_{\xi \sigma}(t),$$

на интервале  $nT + t_3 \leq t \leq (n+1)T$

$$\frac{du_{\xi r}^1(t)}{dt} = \left[ -k_1 \frac{u_1 + u_2}{|u_{tr}^1(nT + t_3)|} u_{\xi r}^1(nT + t_3) + \right. \\ \left. + u_{\xi r}^1(nT + t_3) \right] \delta(t - nT - t_3);$$

$$u_{\xi c.o}(t) = u_{\xi r}^1(t) - k_2 u_{\xi \sigma}(t).$$

Решение этих уравнений на интервале  $nT \leq t \leq nT + t_3$

$$u_{\xi r}^1(t) = k_1 \frac{u_1 + u_2}{|u_{tr}^1(nT)|} u_{\xi c.o}(nT) + u_{\xi r}(nT), \quad (3.39)$$

на интервале  $nT + t_3 \leq t \leq (n+1)T$

$$u_{\xi r}^1(t) = -k_1 \frac{u_1 + u_2}{k_1 u_2} u_{\xi r}^1(nT + t_3) + u_{\xi r}^1(nT + t_3); \quad (3.40)$$

$$u_{\xi c.o}(t) = u_{\xi r}^1(t) - k u_{\xi \sigma}(t),$$

где  $|u_{tr}^1(nT)| = k_1 u_2$ .

Подставляя выражение (3.39) в формулу (3.40), получаем

$$u_{\xi p}^1(t) = -\frac{u_1}{u_2} \left[ k_1 \frac{u_1 + u_2}{|u_{tr}^1(nT)|} u_{\xi c.o}(nT) + u_{\xi r}(nT) \right].$$

Так как  $u_2 \rightarrow \infty$ , то

$$u_{\xi r}^1(t) = -k_1 \frac{u_1}{|u_{tr}^1(nT)|} u_{\xi c.o}(nT);$$

$$u_{\xi c.o}(t) = u_{\xi r}(t) - k_2 u_{\xi \sigma}(t)$$

для всех  $nT \leq t \leq (n+1)T$ .

Рассмотрим режим непрерывного тока дросселя. Тогда на интервале  $nT \leq t \leq nT + \tau^1$  формула (3.32) имеет вид

$$pX_{\xi}(p) = (A^1 + B^1 C^1) X_{\xi}(p) + X_{\xi}(nT) e^{-pnT},$$

где

$$F_1^1(nT) = F_2^2(nT) = 0; \quad F_3^1(nT) = \frac{-k_1 u_1}{|u_{t.c.o}(nT)|};$$

$$M_{\xi}(nT) = 0;$$

$$A^1 = \begin{vmatrix} -\frac{R_{дп} + R_{\tau}}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}; \quad B^1 = \begin{vmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & 0 \end{vmatrix};$$

$$E^1 = \begin{vmatrix} E/L \\ 0 \end{vmatrix}; \quad C^1 = \begin{vmatrix} \frac{R}{R + R_C} & -\frac{1}{R + R_C} \\ \frac{RR_C}{R + R_C} & \frac{R}{R + R_C} \end{vmatrix}.$$

Решая это уравнение, получаем

$$X_{\xi}(t) = H^1(t - nT) X_{\xi}(nT); \quad (3.41)$$

$$u_{\xi.c.o}(t) = F_3^1(nT) u_{\xi.c.o}(nT) - k_2 u_{\xi\sigma}(t).$$

На интервале  $nT + \tau^1 \leq t \leq nT + \tau + \tau^2$  имеем

$$A^2 = \begin{vmatrix} -\frac{R_{дп} + R_{\tau}}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}; \quad B^2 = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 1/C & 0 \end{vmatrix};$$

$$E^2 = \begin{vmatrix} E/L \\ 0 \end{vmatrix}; \quad C^2 = \begin{vmatrix} 0 & -\frac{1}{R + R_C} \\ 0 & \frac{R}{R + R_C} \end{vmatrix};$$

$$F_1^2(t_2) = A_{\gamma'}^2(\gamma') X(t_2) + B_{\gamma'}^2(\gamma') V(t_2);$$

$$F_2^2(t_2) = C_{\gamma'}^2(\gamma') X(t_2); \quad F_3^2(t_2) = 0;$$

$$pX_{\xi}(p) = (A^2 + B^2C^2) X_{\xi}(p) + [(F_1^2(t_2) + B^2F_2^2(t_2)) u_{\xi c.o}(nT) + X_{\xi}(t_2)] e^{-pT_2},$$

где  $t_2 = nT + \tau^1$ .

Решая это уравнение, получаем

$$X_{\xi}(t) = H^2(t - t_2) [F_{12}^2(t_2) u_{\xi c.o}(nT) + X_{\xi}(t_2)],$$

где  $F_{12}^1(t_2) = F_1^2(t_2) + B^2F_2^2(t_2)$ .

Подставляя в данное выражение значение  $X_{\xi}(t_2)$ , которое вычисляется в конце предыдущего интервала по выражению (3.41), получаем

$$X_{\xi}(t) = H^2(t - t_2) [F_{12}^2 u_{\xi c.o}(nT) + H^1 X_{\xi}(nT)],$$

где

$$H^1 = H^1(t_2 - t_1); \quad F_{12}^2 = F_{12}^2(t_2).$$

На интервале  $nT + \tau + \tau^2 \leq t \leq nT + \tau^3$  имеем

$$A^3 = A^1; \quad B^3 = B^1; \quad C^3 = C^1; \quad E^3 = E^1;$$

$$F_1^3(t_3) = A_{\gamma'}^3(\gamma') X(t_3) + B_{\gamma'}^3(\gamma') V(t_3);$$

$$F_2^3(t_3) = C_{\gamma'}^3(\gamma') X(t_3); \quad F_3^3(t_3) = 0;$$

$$X_{\xi}(p) = (A^3 + B^3C^3) X_{\xi}(p) + [-F_{12}^3 u_{\xi c.o}(nT) + X_{\xi}(t_3)] e^{-pt_3},$$

где  $F_{12}^3 = F_1^3(t_3) + B^3F_2^3(t_3)$ .

Решая эту систему, получаем

$$X_{\xi}(t) = -H^3(t - t_3) F_{12}^3 u_{\xi c.o}(nT) + H^3(t - t_3) X_{\xi}(t_3).$$

Подставляя в данное выражение значение  $X_{\xi}(t_3)$ , получаем

$$X_{\xi}(t) = H^3(t - t_3) [-F_{12}^3 u_{\xi c.o}(nT) + H^2 F_{12}^2 u_{\xi c.o}(nT) + H^2 H^1 X_{\xi}(nT)].$$

Если в преобразователе отсутствует режим прерывистых токов, то

$$\begin{aligned} t_4 &= nT + \tau^3 = (n+1)T; \\ X_{\xi}((n+1)T) &= \\ &= H^3(-F_{12}^3 + H^2 F_{12}^2) u_{\xi c.o.}(nT) + \prod_{v=1}^3 H^v X_{\xi}(nT); \\ u_{\xi c.o.}((n+1)T) &= F_3^1(nT) u_{\xi c.o.}(nT) - \\ &\quad - k_2 u_{\xi \sigma}((n+1)T). \end{aligned} \quad (3.42)$$

Исследование устойчивости проводится по полученному разностному уравнению. Если в преобразователе существует режим прерывистых токов, то на интервале  $nT + \tau^3 \leq t \leq (n+1)T$

$$A^4 = A^3; \quad B^4 = B^2; \quad C^4 = C^2; \quad E^4 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \end{vmatrix};$$

$$F_1^4 = F_2^4 = F_3^4 = 0; \quad i(t_4) = 0; \quad i_{\xi}(t_4) = 0;$$

$$pX_{\xi}(p) = (A^4 + B^4 C^4) X_{\xi}(p) + X_{\xi}(t_4) e^{-pt_4}.$$

Решая это уравнение, получаем  $X_{\xi}(t) = H^4(t - t_4) \times \times X_{\xi}(t_4)$ . Учитывая, что на первом интервале также существует режим прерывистых токов, то  $A^1 = A^4$ ;  $B^1 = B^4$ ;  $C^1 = C^4$ ;  $E^1 = E^4$ . Для режима прерывистых токов система разностных уравнений примет вид

$$\begin{aligned} X_{\xi}((n+1)T) &= \\ &= H^4 H^3(-F_{12}^3 + H^2 F_{12}^2) u_{\xi c.o.}(nT) + \prod_{v=1}^4 H^v X_{\xi}(nT); \end{aligned} \quad (3.43)$$

$$u_{\xi c.o.}((n+1)T) = F_3^1 u_{\xi c.o.}(nT) - k u_{\xi \sigma}((n+1)T).$$

Так как существует интервал времени, на котором  $i_{\xi}(t) \equiv 0$ , то порядок разностных уравнений на единицу меньше по сравнению с системой (3.42). Анализ устойчивости необходимо проводить по характерис-

тическому уравнению, которое находится по системе (3.42) или (3.43).

Таким образом, в гл. 2 и 3 рассмотрен метод, позволяющий проводить анализ устойчивости «в малом» установившихся процессов в вентильных преобразователях. Причем вентильный преобразователь может описываться как системой дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами, так и с переменными коэффициентами. Для нахождения матриц  $H$ ,  $F$ , ..., а также проведения вычислений целесообразно использовать ЭВМ.

## ГЛАВА 4

### КАЧЕСТВО ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ СИСТЕМ С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

#### 4.1. Гармонический состав выпрямленного напряжения

Выходное напряжение преобразователей содержит широкий спектр гармоник, обусловленных как принципом работы преобразователя, его внутренней несимметрией, так и рядом внешних помех. Причины, вызывающие появление гармоник в выпрямленном напряжении преобразователя, являются определяющими при классификации гармоник.

Проведем краткую оценку гармоник управляемого выпрямителя (УВ).

**Канонические гармоники.** Относительные амплитуды  $U_n^*$  этих гармоник имеют максимальные значения для режима х. х. преобразователя и в зависимости от их порядка  $n = km$ , где  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ ;  $m$  — пульсность преобразователя, определяются по формуле [17]

$$U_n^* = \frac{U_n}{U_{d0}} = \frac{2 \cos \alpha}{n^2 - 1} \sqrt{1 + n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha},$$



где  $U_{d_0} = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} U_m$  — среднее значение выпрямленного напряжения в холостом неуправляемом режиме;  $U_m$  — амплитуда линейного напряжения сети;  $\alpha$  — угол регулирования преобразователя.

Предельные амплитуды этих гармоник имеют место при  $\alpha = 90^\circ$  и для  $m = 6$   $U_6 = 0,34 U_{d_0}$ , а для  $m = 12$   $U_{12} = 0,17 U_{d_0}$ . При работе выпрямителя на нагрузку амплитуды этих гармоник снижаются [17].

Амплитуды гармоник тока в цепи нагрузки

$$I_n = U_n / \sqrt{R_n^2 + [\omega_n (L_n + L_s)]^2},$$

где  $R_n$ ,  $L_n$  — параметры нагрузки, а  $L_s$  определяется из соотношения [16]

$$X_s = \omega_n L_s (2 - 3\gamma/2\pi) = \omega_n L_s,$$

где  $L_s$  — индуктивность рассеяния фазной обмотки питающего трансформатора;  $\omega_n = km\omega_0$  — частота  $n$ -й гармоники;  $\omega_0$  — частота напряжений питающей сети;  $\gamma$  — угол коммутации.

Учитывая, что выпрямленное напряжение можно представить [6]

$$u_{d_\alpha}(t) = U_{d_\alpha} + \sum_{n=1}^{\infty} \dot{U}_n e^{-jn\omega_0 t},$$

где  $\dot{U}_n$  — комплексная амплитуда  $n$ -й гармоники,  $U_{d_\alpha} = U_{d_0} \cos \alpha$  — среднее значение выпрямленного напряжения при  $\alpha \neq 0$ , канонические гармоники в замкнутых структурах с вентильными преобразователями учитываются в виде аддитивной составляющей или сигнала помехи с корреляционной функцией

$$R_n(\tau) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n^2}{2} \cos \omega_n \tau,$$

где  $\tau$  — временной параметр корреляционной функции.

**Неканонические гармоники, обусловленные несимметрией напряжений питающей сети.** Рассмотрим вначале случай, когда система управления (СУ) УВ обеспечивает симметрию управляющих импульсов при несимметрии сетевых напряжений  $u_{AB}$ ,  $u_{BC}$ ,  $u_{CA}$  (рис. 4.1, а). Для построения динамической модели выпрямителя при несимметрии напряжений сети представим составляющие напряжений в виде суммы симметричных составляющих прямой  $u_{AB1}$ ,  $u_{BC1}$ ,  $u_{CA1}$  и обратной  $u_{AB11}$ ,  $u_{BC11}$ ,  $u_{CA11}$  последовательностей (рис. 4.1, а, б).

Проходя через УВ, составляющие прямой последовательности образуют симметричную кривую выпрямленного напряжения  $u_{d\alpha}(t)$ , а составляющие обратной последовательности переходят на сторону постоянного тока, не выпрямляясь, образуя при этом кривую  $u_{11}(t)$ , содержащую основную  $u_2(t)$  и высшие неканонические гармоники (рис. 4.1, б).

Приняв за начало отсчета момент перехода линейного напряжения через нуль, можно записать

$$\left. \begin{aligned} u_{AB11} &= U_{11} \sin(\omega_0 t - \varphi_{11}); \\ u_{BC11} &= U_{11} \sin\left(\omega_0 t - \varphi_{11} + \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_{CA11} &= U_{11} \sin\left(\omega_0 t - \varphi_{11} - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

где  $\varphi_{11} = \alpha - \Delta\psi - \varphi_e$ ;  $\alpha$  — угол регулирования, соответствующий фазе, с которой синхронизирована СУ;  $\Delta\psi$  — угол между составляющими прямой и обратной последовательностей;  $U_{11}$  — амплитуда составляющей обратной последовательности;  $\varphi_e$  — угол между  $u_{AB}$  и  $u_{AB1}$ , находится из условия равенства

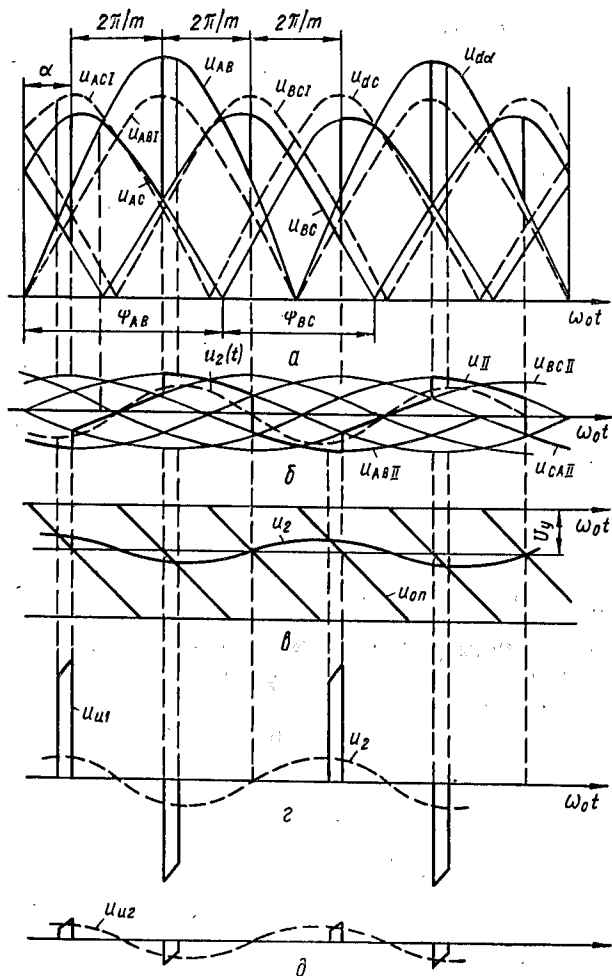


Рис. 4.1

нулю суммы составляющих  $u_{ABI}$  и  $u_{ABII}$ ,

$$\varphi_e = \operatorname{arctg} \left( - \frac{\varepsilon \sin \Delta\psi}{1 + \varepsilon \cos \Delta\psi} \right),$$

где  $\varepsilon = U_{II}/U_I$ ;  $U_I$  — амплитуда напряжения  $u_I(t)$ .

Комплексная амплитуда гармоники напряжения порядка  $n = 2k$ , содержащейся в  $u_{II}(t)$ ,

$$\begin{aligned} \dot{U}_n = \frac{2j}{\pi} & \left[ \int_0^{2\pi/m} u_{BCII} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t + \right. \\ & \left. + \int_{2\pi/m}^{4\pi/m} u_{BAII} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t + \int_{4\pi/m}^{\pi} u_{CAII} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t \right]. \end{aligned}$$

С учетом формулы (4.1) относительное значение комплексной амплитуды [4]

$$\dot{U}_n^* = \mp j \frac{\varepsilon}{n \mp 1} e^{\pm j\varphi}, \quad (4.2)$$

где знак минус соответствует гармоникам порядка  $n = km + 2$ , а знак плюс —  $n = km - 2$ ;  $\varphi = \alpha + \Delta\psi$ .

Из формулы (4.2) следует, что с повышением порядка  $n$  гармоник амплитуды их уменьшаются.

Предположим, что ко входу СУ УВ приложен периодический сигнал частотой 100 Гц (рис. 4.1, в). При этом произойдет определенное изменение углов регулирования  $\alpha_k$ . Кривые  $u_{d\alpha}(t)$  и  $u_{II}(t)$  также изменяются соответствующим образом, и каждую из них можно представить в виде суммы симметричной составляющей, определяемой из условия  $\alpha_k = \alpha$ , и импульсной, обусловленной указанным отклонением углов регулирования (рис. 4.1, г, д). Первая составляющая вызвана соответствующими отклонениями углов регулирования за счет симметричной составляющей  $u_I$ , а вторая — за счет составляющей

обратной последовательности  $u_{11}$ . Таким образом, прохождение сигнала в преобразователе, питающемся несимметричными напряжениями, можно моделировать двумя каналами. При таком подходе структурная схема замкнутой системы с УВ представляется в виде, показанном на рис. 4.2, где сигнал  $\Lambda_{e1}$  на выходе преобразователя представляет собой периодическую кривую  $u_{11}(t)$ , содержащую напряжение основной гармоники  $u_2(t)$  и бесконечную сумму напряжений

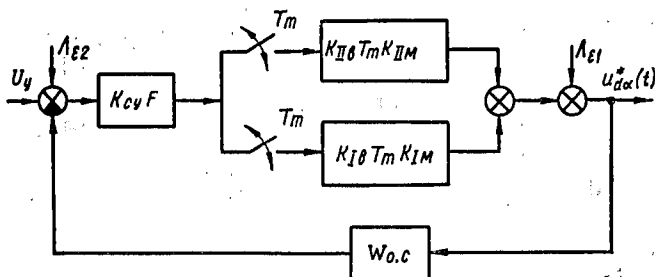


Рис. 4.2

высших гармоник. Воздействие двух импульсных последовательностей учитывается двумя параллельными ветвями с ключами, имеющими период дискретности  $T_m = 2\pi/m\omega_0$ , и с динамическими коэффициентами передачи силовой части выпрямителя [22] по каждому каналу  $K_{Iв}$ ,  $K_{IIв}$  и масштабными коэффициентами  $K_{Iм}$ ,  $K_{IIм}$  [23]. Можно показать, что  $K_{IIм} \approx \approx \varepsilon K_{Iм} \cos \Delta\psi$ , а  $K_{IIв} \approx K_{Iв}$ .

Общими для обоих каналов являются звено обратной связи с передаточной функцией  $W_{0,с}$  и звено в канале прямой передачи с передаточной функцией  $K_{cy}F$ , где  $K_{cy}$  — коэффициент усиления, учитывающий тип СУ,  $F$  — фактор пульсаций [25]. Считаем при этом, что амплитуды высших неканонических гармо-

ник из-за их малости и быстрого затухания на величину фактора пульсаций не влияют.

Рассмотрим случай, соответствующий применению синхронной СУ [4]. Несимметрия питающих напряжений оказывает здесь свое влияние на положение уп-

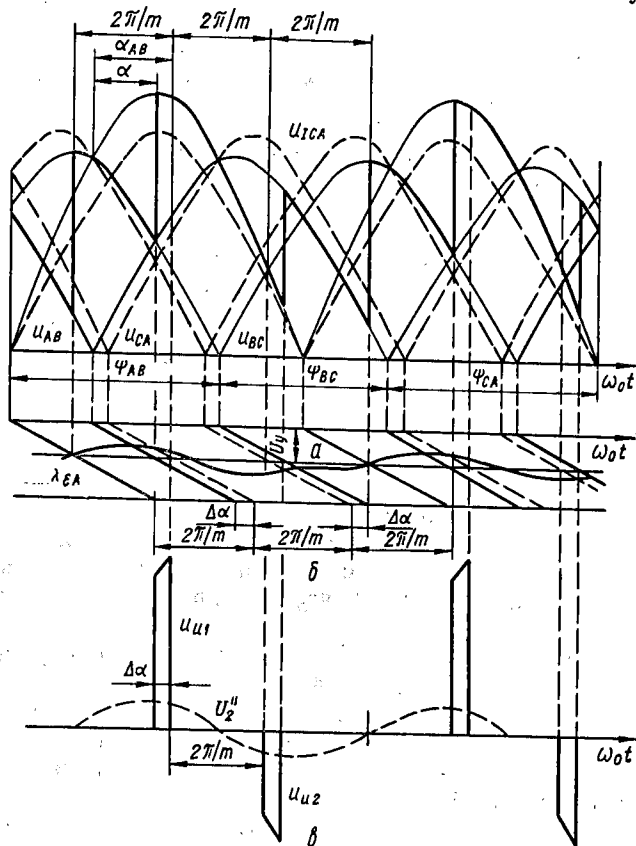


Рис. 4.3

правляющих импульсов, обеспечивая симметрию углов  $\alpha$ . Работу управляемого выпрямителя с такой СУ, как следует из рис. 4.3, можно представить в симметричном режиме (рис. 4.3, а), соответствующем рассмотренному случаю и воздействию сигнала помехи на входе УВ (рис. 4.3, б).

Комплексные амплитуды неканонических гармоник будут определяться составляющими  $\dot{U}_n = \dot{U}_{1n} + \dot{U}_{2n}$ . Первая, соответствующая симметричному режиму работы СУ, определяется выражением (4.2), а вторую можно найти после разложения в гармонический ряд импульсной составляющей выпрямленного напряжения, т. е. (рис. 4.3, в)

$$\begin{aligned} \dot{U}_{2n} = \frac{2j}{\pi} \left[ \int_{\pi-\psi_{CA}}^{\pi-\psi_{CA}+\Delta\alpha} u_{n1} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t + \right. \\ \left. + \int_{\psi_{AB}-\Delta\alpha}^{\psi_{AB}} u_{n2} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t \right], \end{aligned} \quad (4.3)$$

где

$$\left. \begin{aligned} u_{n1} &= u_{AB} - u_{BC} \\ u_{n2} &= u_{AB} - u_{AC} \end{aligned} \right\}. \quad (4.4)$$

Из совместного решения уравнений (4.3) и (4.4), после преобразований и замены  $e^{\pm j(n\pm 1)\Delta\alpha} \approx 1 \mp j(n \pm 1)\Delta\alpha$ , находим

$$U_{2n} = \frac{2j\Delta\alpha}{\pi} \sin \alpha (U_{BC} e^{-jn\psi_{AB}} - U_{CA} e^{-jn\psi_{CA}}). \quad (4.5)$$

Учитывая, что  $\psi_{AB} = \frac{2\pi}{3} + \Delta\alpha$ ;  $\psi_{BC} = \frac{2\pi}{3} - \Delta\alpha$  (рис. 4.3, а) при  $\varepsilon \leq 5\%$  с погрешностью, не превышающей 8—10 % для  $n = 2$ , уравнение (4.5) можно

заменить выражением

$$U_{2,2} = j \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \Delta\alpha e^{-j2\Delta\alpha} U_I \sin \alpha. \quad (4.6)$$

Для нахождения связи между  $U_{2,2}$  и коэффициентом несимметрии  $\varepsilon$  определим интервал длительности импульсов  $\Delta\alpha$ . Очевидно, что

$$\Delta\alpha = \frac{1}{2} (|\Delta\psi_{AB}| + |\Delta\psi_{BC}| + |\Delta\psi_{CA}|), \quad (4.7)$$

$$\text{где } \Delta\psi_{AB} = \psi_{AB} - \frac{2\pi}{3}; \quad \Delta\psi_{BC} = \psi_{BC} - \frac{2\pi}{3}; \quad \Delta\psi_{CA} = \psi_{CA} - \frac{2\pi}{3}.$$

Значения  $\Delta\psi_{AB}$ ,  $\Delta\psi_{BC}$ ,  $\Delta\psi_{CA}$  можно найти из решения треугольника несимметричных линейных напряжений сети

$$\left. \begin{aligned} \Delta\psi_{AB} &= \arcsin [(U_{AB}^2 + U_{BC}^2 - U_{CA}^2)/2U_{AB}U_{BC}] - \pi/6; \\ \Delta\psi_{BC} &= \arcsin [(U_{BC}^2 + U_{CA}^2 - U_{AB}^2)/2U_{BC}U_{CA}] - \pi/6; \\ \Delta\psi_{CA} &= \arcsin [(U_{CA}^2 + U_{AB}^2 - U_{BC}^2)/2U_{CA}U_{AB}] - \pi/6. \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

Связь между  $\varepsilon$  и линейными напряжениями сети устанавливается с помощью следующих соотношений [22]:

$$\left. \begin{aligned} U_{AB} &= U_I \sqrt{1 + \varepsilon^2 + 2\varepsilon \cos \Delta\psi}; \\ U_{BC} &= U_I \sqrt{1 + \varepsilon^2 + 2\varepsilon \cos \left(\Delta\psi - \frac{2\pi}{3}\right)}; \\ U_{CA} &= U_I \sqrt{1 + \varepsilon^2 - 2\varepsilon \cos \left(\Delta\psi + \frac{2\pi}{3}\right)}. \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$



Совместное решение уравнений (4.8) и (4.9) показывает, что каждое из значений  $\Delta\psi_k$  представляет собой симметричную систему периодических функций:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\psi_{AB} &= \Delta\alpha \sin\left(\Delta\psi + \frac{\pi}{6}\right); \\ \Delta\psi_{BC} &= \Delta\alpha \sin\left(\Delta\psi + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}\right); \\ \Delta\psi_{CA} &= \Delta\alpha \sin\left(\Delta\psi + \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

При этом значение  $\Delta\alpha$ , выраженное в градусах, численно равно  $\varepsilon$ , выраженному в процентах. Следовательно, амплитуда составляющей, определенная по формуле (4.6) с учетом уравнений (4.7) и (4.10),  $U_{2,2}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \varepsilon \sin \alpha$ , а с учетом погрешности, появившейся в результате упрощения, будет иметь вид (4.5).

Представление неканонических гармоник в виде суммы двух составляющих физически объясняет тот факт, что при использовании СУ рассматриваемого типа амплитуды спектральных составляющих высших порядков значительно больше, чем в случае применения СУ с симметрией управляющих импульсов, и возрастают с увеличением  $\alpha$ .

Выделение двух составляющих гармоник выпрямленного напряжения, обусловленных несимметрией сети, позволяет представить преобразователь в виде идеализированной модели, соответствующей рис. 4.2, ко входу и выходу которой прикладываются возмущающие воздействия  $\Lambda_{e1}(t)$  и  $\Lambda_{e2}(t)$ .

Как следует из изложенного, они содержат широкий спектр гармоник. Однако с учетом того, что преобразователь имеет граничную частоту  $f_{гр} = mf_0/2$ ,

равную 150 Гц при  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 50$  Гц, в возмущающих воздействиях  $\Lambda_{\varepsilon 1}(t)$  и  $\Lambda_{\varepsilon 2}(t)$  целесообразно рассматривать лишь первые гармоники с частотами, равными 100 Гц. Вследствие этого указанные возмущения можно представить в виде моногармонических сигналов

$$\Lambda_{\varepsilon}(t) = U_{\varepsilon} \sin(2\omega_0 t + \Delta\psi),$$

где  $U_{\varepsilon} = \varepsilon U_1$  для  $\Lambda_{\varepsilon 1}$  и  $U_{\varepsilon} = K_m^{-1} \varepsilon \sin \alpha$  для  $\Lambda_{\varepsilon 2}$ .

Несимметрия напряжений питающих сетей имеет случайный характер. Распределение модуля  $\varepsilon$  подчиняется закону Рэлея — Райса, а аргумент изменяется в интервале  $-\pi \leq \Delta\psi \leq +\pi$  [4; 14]. По этой причине сигнал  $\Lambda_{\varepsilon}(t)$  модулируется как по амплитуде, так и по фазе и представляет собой узкополосный случайный процесс с корреляционной функцией вида [13]

$$R_{\varepsilon}(\tau) = \sigma_{\varepsilon}^2 e^{-\alpha_{\varepsilon} |\tau|} \cos 2\omega_0 \tau,$$

где  $\sigma_{\varepsilon}^2$  — дисперсия процесса;  $\alpha_{\varepsilon}$  — коэффициент затухания корреляционной связи.

**Гармоники, обусловленные неидентичностью сопротивлений вентилях.** Амплитуды неканонических гармоник  $n = k = 1, 2, 3, \dots$ , обусловленные разбросами прямых сопротивлений открытых вентилях, в общем случае

$$\begin{aligned} U_n = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^m \int_{2\pi(k-1)/m}^{2\pi k/m} U_{km} \cos\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) \times \\ \times e^{-j n \omega_0 t} d\omega_0 t, \end{aligned} \quad (4.11)$$

где  $U_{km}$  — амплитуда напряжения на нагрузке в  $k$ -м интервале дискретности преобразователя.

Если принять за среднее значение напряжения  $U_{km}$  величину

$$U_{dm} = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m U_{km},$$

то функция интегрирования  $U_{km} \cos\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) \approx \approx U_{dm} \cos\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) + \Delta U_k$ , ввиду того, что падение напряжения на вентиле можно принять в интервале дискретности неизменным. Поэтому выражение (4.11) будет содержать две составляющие: первая из них определяет амплитуды канонических гармоник, а вторая — неканонических. Последние можно определить по формуле (разбросами интервалов проводимости вентилей, обусловленными упомянутыми причинами, пренебрегаем ввиду их незначительности)

$$\begin{aligned} U_n^* &= \frac{j}{\pi} \sum_{k=1}^m \int_{2\pi/m(k-1)}^{2\pi/mk} \Delta U_k^* e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t = \\ &= \frac{2}{m} \sum_{k=1}^m \Delta U_k^* e^{-jn\frac{2\pi}{m}(k-1)}. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Это выражение позволяет найти амплитуды неканонических гармоник для случая, когда  $\Delta U_k^* = \Delta U_k / U_{d_0}$  одинаковы и равны предельному значению  $\Delta U_n^*$ . Для  $m = 6$  предельные значения амплитуд имеют следующие величины:

$$U_n^* = \begin{cases} 2\Delta U_n^* & \text{для } n = 3; \\ \frac{4}{3} \Delta U_n^* & \text{для остальных.} \end{cases}$$

Выражение (4.12) используется в качестве основы для нахождения вероятностных характеристик нека-

ноических гармоник, в частности, для применения метода характеристических функций [12; 13]. Отметим прежде всего, что каждое значение  $\Delta U_k^*$  для мостовых схем выпрямления связано с падениями напряжений на отдельных вентилях  $\Delta U_{bk}$  выражением

$$\Delta U_k^* = \Delta U_{bk}^* + \Delta U_{b(k+1)}^*. \quad (4.13)$$

С учетом того, что величины  $\Delta U_{bk}^*$ , как правило, распределены по нормальному закону [11] и отклонения  $\Delta U_{bk}^*$  от математического ожидания укладываются в интервале  $\pm \Delta U_{bn}^*$  с вероятностью  $P(\Delta U_{bk}^* < \Delta U_{bn}^*) = P_d$ , среднее квадратичное отклонение рассматриваемой случайной величины

$$\sigma_{\Delta U_b} = \Delta U_{bn}/\lambda, \quad (4.14)$$

где  $\lambda$  — параметр, определяемый принятой вероятностью отклонений от математического ожидания (при  $P_d = 0,99$ ;  $\lambda = 2,6$ ).

Используя свойство дисперсии суммы двух независимых случайных величин, из (4.13) и (4.14) найдем среднее квадратичное отклонение напряжения на нагрузке

$$\sigma_{\Delta U^*} = \sqrt{2} \Delta U_{bk}^* / \lambda.$$

При этом математическое ожидание  $\Delta U_k^* = 0$ .

С учетом изложенного характеристическая функция от  $\Delta U_k^*$  имеет вид:

$$\begin{aligned} \Theta_{\Delta U^*}(u) &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{ju\Delta U_k^*} \omega(\Delta U_k^*) d\Delta U_k^* = \\ &= \exp \left[ - \left( \frac{\Delta U_k^*}{\lambda} u \right)^2 \right], \end{aligned} \quad (4.15)$$

где  $\omega(\Delta U_k^*)$  — плотность распределения падений на-

пряжения на вентилях;  $u$  — параметр характеристической функции.

Характеристическую функцию гармоник в соответствии с уравнением (4.12) определим, воспользовавшись свойством линейных преобразований. Учитывая, что

$$\begin{aligned} \dot{U}_n e^{-j \frac{2\pi n}{m}(k-1)} &= U_x \cos \frac{2\pi n}{m}(k-1) + \\ &+ U_y \sin \frac{2\pi n}{m}(k-1), \end{aligned}$$

находим

$$\begin{aligned} \Theta_{U_n^*}(U_x, U_y) &= \prod_{k=1}^m \Theta_{\Delta U^*} \left\{ \frac{2}{m} \left[ U_x \cos \frac{2\pi n}{m}(k-1) + \right. \right. \\ &\left. \left. + U_y \sin \frac{2\pi n}{m}(k-1) \right] \right\}^2, \end{aligned} \quad (4.16)$$

где  $U_x = U$ ;  $U_y = -jU$ .

Воспользовавшись уравнением (4.15), выражение (4.16) преобразуем к виду

$$\begin{aligned} \Theta_{U_n^*}(U_x, U_y) &= \prod_{k=1}^m \exp \left[ - \left( \frac{\Delta U_n^*}{\lambda} \right)^2 \right] \times \\ &\times \left\{ \frac{2}{m} \left[ U_x \cos \frac{2\pi n}{m}(k-1) + U_y \sin \frac{2\pi n}{m}(k-1) \right] \right\}^2. \end{aligned} \quad (4.17)$$

После выполнения операций согласно уравнению (4.17) находим

$$\Theta_{U^*}(U_x, U_y) = \exp \left[ - \left( \frac{\Delta U_n^*}{3\lambda} \right)^2 6U_n^2 \right]$$

для гармоник, кратных трем, и

$$\Theta_U(U_x, U_y) = \exp \left[ - \left( \frac{\Delta U_n^*}{\sqrt{3}\lambda} \right)^2 (U_x^2 + U_y^2) \right]$$

для остальных.

Таким образом, гармоники, кратные трем, распределены в одномерном пространстве с нулевым математическим ожиданием. Среднеквадратичное отклонение гармоник составляет

$$\sigma_{U^*} = 2\Delta U_n^* / \sqrt{3}\lambda.$$

Гармоники, не кратные трем, распределены на плоскости. Рассеяние их носит круговой характер с нулевым математическим ожиданием. Среднеквадратичное отклонение проекций вектора амплитуды по обоим осям составляет

$$\sigma_{U^*} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\Delta U_n^*}{\lambda}.$$

Среднеквадратичное значение амплитуд гармоник, не кратных трем, определяется из выражения

$$U_{\text{ск}}^* = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\Delta U_n^*}{\lambda}.$$

Плотность распределения амплитуд гармоник также подчиняется нормальному закону, корреляционная функция гармоник как внутренних помех УВ

$$R_{\Delta U}(\tau) = (U_{\text{ск}}^*)^2 \cos n\omega_0\tau. \quad (4.18)$$

Так как среднеквадратичное отклонение падений напряжений на вентилях  $\sigma_{\Delta U_b}$  находится в интервале 0,08...0,11 В [11], то для преобразователей с выходным напряжением  $U_d = 220$  В среднеквадратичное значение амплитуд гармоник выпрямленного напряжения  $U_{\text{ск}}^*$ , вычисленное по полученным формулам, находится в интервале 0,04...0,055 %. Поэтому учитывать эти гармоники необходимо в низковольтных преобразователях, где относительный уровень их существенно возрастает.

**Гармоники, обусловленные несимметрией управления.** Относительные комплексные амплитуды неканонических гармоник, обусловленных несимметрией управления, имеют порядок  $n = k$  и определяются формулой [12]

$$U_n^* = \frac{2}{m} \sin \alpha \cos \frac{n\gamma}{2} \sum_{k=1}^m \Delta \alpha_k e^{-j \frac{2\pi n}{m} (k-1)},$$

где  $\Delta \alpha_k = \alpha_k - \alpha$  — отклонение угла регулирования  $k$ -го вентиля от установленного  $\alpha$ .

Среднеквадратичное значение  $n$ -й гармоники определяется исходя из максимально допустимого отклонения угла регулирования  $\Delta \alpha_d$  и заданной доверительной вероятности  $P_d$  [12]:

$$U_{\text{оск}}^* = \frac{2\Delta \alpha_d}{\lambda \sqrt{m}} \sin \alpha \cos \frac{n\gamma}{2}. \quad (4.19)$$

Из выражения (4.19) следует, что для определения  $U_{\text{оск}}^*$  необходимо предварительно знать величину  $\Delta \alpha_d$  для каждого конкретного типа СУ. Вычисление  $\Delta \alpha_d$  осуществляется вероятностными методами в следующей последовательности:  $m$ -канальная СУ представляется структурой, состоящей из параллельных каналов, каждый из которых содержит  $N$  последовательно соединенных блоков или узлов; для каждого из блоков (синхронизации, фазового сдвига, формирователей и усилителей импульсов и др.) рассчитывается задержка  $t_k$  прохождения синхронизирующего импульса; с учетом разбросов параметров электронных компонентов, подчиняющихся обычно или нормальному закону, или закону равномерной плотности [19], вычисляются математическое ожидание задержки  $k$ -го блока  $M_{tk}$  и его дисперсия  $\sigma_{tk}^2$ .

Наличие в каждом из блоков большого числа элементов со случайным разбросом параметров

позволяет предположить, что плотность распределения  $k$ -й задержки будет подчиняться нормальному закону. Числовые характеристики их можно определить, например, с помощью метода линеаризации с применением формул [18]

$$M_{tk} = t_k(M_r, M_c, M_\beta, \dots);$$

$$\sigma_{tk}^2 = \sum_{c_i} \left( \frac{\partial t_k}{\partial c_i} \right)^2 \sigma_{c_i}^2 + \sum_{r_i} \left( \frac{\partial t_k}{\partial r_i} \right)^2 \sigma_{r_i}^2 + \sum_{\beta_i} \left( \frac{\partial t_k}{\partial \beta_i} \right)^2 \sigma_{\beta_i}^2 + \dots,$$

где  $M_r$ ,  $M_c$ ,  $M_\beta$ ,  $\sigma_c$ ,  $\sigma_r$ ,  $\sigma_\beta$  — соответственно математические ожидания и среднеквадратичные отклонения параметров конденсаторов, резисторов, транзисторов.

Математическое ожидание  $M_t$  и дисперсия  $\sigma_t^2$  временной задержки импульса определяются композицией независимых случайных величин [18]

$$M_t = \sum_{k=1}^N M_{tk}; \quad \sigma_t^2 = \sum_{k=1}^N \sigma_{tk}^2.$$

При принятом допущении о нормальном законе распределения

$$\Delta\alpha_d \approx 3\sigma_t \frac{180^\circ}{\pi}.$$

Помимо детерминированных разбросов управляющих импульсов в СУ имеют место и их временные флуктуации, обусловленные низкочастотными возмущениями питающих напряжений и флуктуациями параметров операционных усилителей в блоке фазового сдвига. Их учет целесообразен лишь при разработке систем электропитания с прецизионными характеристиками, используемыми, например, в электрофизической аппаратуре.

Корреляционная функция гармоник имеет вид, аналогичный выражению (4.18).



Величина максимально допустимого отклонения угла регулирования  $\Delta\alpha_d$  в современных СУ колеблется в интервале 0,2...1,0 эл. град., а возбуждаемые гармоники имеют среднеквадратичные значения  $U_{аск}^*$  в интервале 0,1...0,5 %.

Таким образом, неканонические гармоники выходного напряжения УВ имеют амплитуды, изменяющиеся в интервале 0,2...10 %, и в замкнутых вентильных системах представляются как аддитивные помехи и возмущающие воздействия, прикладываемые ко входным и выходным цепям преобразовательной установки.

#### 4.2. Низкочастотные колебания параметров напряжений сети

К низкочастотным колебаниям параметров сетевых напряжений относят колебания, отклонения, всплески — провалы их амплитуд, а также колебания и отклонения частоты. Они являются характерными как для общепромышленных [10; 14], так и для автономных [7] электроэнергетических систем. ГОСТ 13109 — 67 и Европейский стандарт EN 50006 регламентируют достаточно низкий уровень указанных колебаний, однако при построении замкнутых вентильных систем с высокими техническими характеристиками выходных параметров возникают достаточно серьезные проблемы их подавления. Рассматриваемые колебания имеют гауссово распределение, а их спектрально-корреляционные характеристики зависят от характера нагрузки сетей [2; 3; 9].

В промышленных сетях с резкопеременными нагрузками [14] корреляционная функция колебаний линейных напряжений, например  $R_{U_{AB}}(\tau)$ , зависит от соответствующих значений фазных  $R_{U_A}(\tau)$ ,  $R_{U_B}(\tau)$ .

Эта зависимость устанавливается выражением

$$R_{U_{AB}}(\tau) = R_{U_A}(\tau) + R_{U_B}(\tau) + \left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \times \\ \times R_{U_A}R_{U_B}(\tau) + \left(\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) R_{U_B}R_{U_A}(\tau).$$

Экспериментально полученные авто и взаимно корреляционные функции для заводских сетей с резкопеременными нагрузками аппроксимируются выражением

$$R_U(\tau) = \sigma_U^2 e^{-\alpha_U^2 \tau^2} \cos \beta_U \tau, \quad (4.20)$$

где  $\sigma_U^2$  — дисперсия колебаний напряжений сети;  $\alpha_U$ ,  $\beta_U$  — параметры корреляционной функции [8; 13].

Экспериментальные коррелограммы колебаний и отклонений напряжений общепромышленных сетей [2; 3] рекомендуется аппроксимировать функцией вида

$$R_U(\tau) = \sigma_U^2 \sum_{k=1}^{N_n} e^{-\alpha_{U_k} |\tau|} [\cos \beta_{U_k} \tau + b_k \sin \beta_{U_k} \tau], \quad (4.21)$$

где  $N_n$  — количество аппроксимирующих функций  $R_{U_k}(\tau)$ .

Для сетей автономных электроэнергетических систем колебания и отклонения напряжений рекомендуется [7] описывать корреляционной функцией

$$R_U(\tau) = \sigma_U^2 \sum_{k=1}^{N_n} e^{-\alpha_{U_k} |\tau|} \cos \beta_{U_k} \tau. \quad (4.22)$$

Колебания частоты как для промышленных, так и автономных электросетей достаточно полно описываются функцией [2; 7]

$$R_f(\tau) = \sigma_f^2 e^{-\alpha_f |\tau|}, \quad (4.23)$$

а в более общем виде формулой, аналогичной выражению (4.22).

Числовые величины параметров корреляционных функций имеют значительные разбросы не только для различных электроэнергетических систем, но и для различных режимов одной электросети.

Наиболее достоверный интервал значений  $\sigma_U^2$  (В<sup>2</sup>) для автономных сетей с напряжением 380 В находится в пределах  $25 \leq \sigma_U^2 \leq 80$  и является характерным лишь для долгопериодических составляющих процесса. Дисперсии быстроосциллирующих составляющих имеют большие разбросы в пределах одной электроэнергетической системы при измерении в различных точках, однако практически не выходят за предел  $\sigma_U^2 \leq (0,1 U_n)^2$ , где  $U_n$  — номинальное напряжение сети.

Числовые величины параметров  $\alpha_U$  и  $\beta_U$  для колебаний напряжений обычно находятся в пределах

$$3,91 > \alpha_U (\text{с}^{-1}) > 1,11;$$

$$6,72 > \beta_U (\text{с}^{-1}) > 1,88,$$

а для отклонений напряжения —

$$4,1 > \alpha_U (\text{мин}^{-1}) > 0,4;$$

$$3,45 > \beta_U (\text{мин}^{-1}) > 0,74.$$

В колебаниях частоты (не считая переходные процессы) преобладают долгопериодические составляющие, поэтому параметры  $\alpha_f$  и  $\beta_f$  распределены в интервалах

$$0,91 > \alpha_f (\text{с}^{-1}) > 0,34;$$

$$0,28 > \beta_f (\text{с}^{-1}) > 0,03,$$

а  $\sigma_f$  достигает  $0,05 f_n$ .

В автономных сетях коэффициент взаимной корреляции между колебаниями напряжений и частоты

не превышает 0,2 и возрастает для отклонений этих величин до 0,6...0,7.

Для оценки влияния низкочастотных колебаний на качество выходных параметров вентильных преобразователей напряжение сети представим в виде

$$u(t) = U_m [1 + \mu_U(t)] \sin [\omega_0 t + \varphi_0 + \psi(t)],$$

где  $\mu_U(t)$ ,  $\psi(t)$  — параметры, определяющие глубину амплитудной и фазовой модуляции идеализированного синусоидального напряжения  $u_n(t) = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ . Напряжение сети можно приближенно представить в виде

$$u(t) = u_n(t) + u_{\Pi}(t).$$

Составляющую помехи, в свою очередь, можно записать в виде

$$u_{\Pi}(t) = u_{\Sigma}(t) \sin [\omega_0 t + \varphi_0 + \chi(t)],$$

где  $u_{\Sigma}^2(t) = u_{\psi}^2(t) + u_{\mu}^2(t)$ ;  $u_{\mu}(t) = \mu_U(t) U_m$ ;  $u_{\psi}(t) = \psi(t) U_m$  — соответственно синфазная с  $u_n(t)$  и квадратурная составляющие помехи;  $\chi(t) = \arctg [u_{\psi}(t)/u_{\mu}(t)]$ .

Таким образом, реальную кривую напряжения питающей сети можно представить в виде идеализированной синусоиды и аддитивного сигнала помехи со случайно изменяющимися амплитудой и фазой.

Используя составляющие  $u_{\Pi}(t)$ , можно выделить косинусную  $u_c(t)$  и синусную  $u_s(t)$  ортогональные составляющие сетевого напряжения:

$$u_c(t) = u_n(t) + u_{\mu}(t); \quad u_s(t) = u_{\psi}(t).$$

В этом случае ввиду нормальности процесса  $u_{\Pi}(t)$  двумерная плотность вероятностей ортогональных составляющих будет иметь вид

$$\omega(u_c, u_s) = \frac{1}{2\pi\sigma_{\Sigma}^2} \exp \left[ -\frac{(u_c^2 + u_s^2)}{2\sigma_{\Sigma}^2} \right].$$

В динамической модели УВ колебания напряжений питающей сети можно представить как аддитивное возмущающее воздействие, прикладываемое к выходу

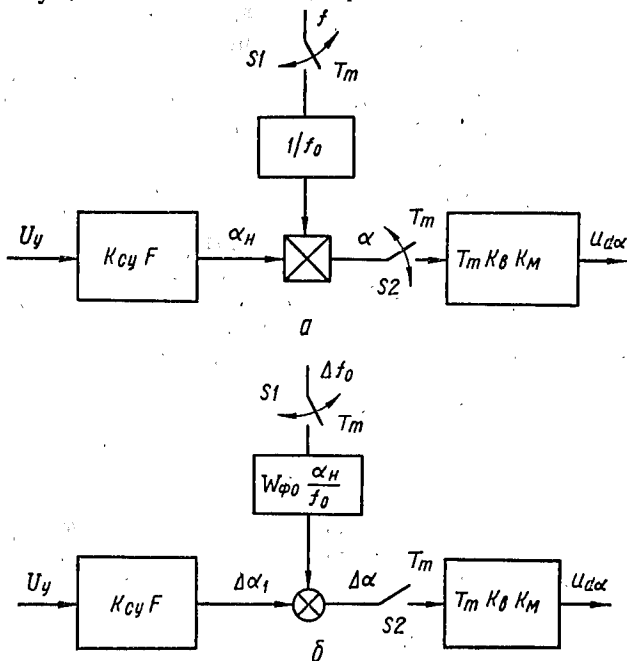


Рис. 4.4

преобразователя. Действительно, учитывая, что

$$u_c(t) = u_n(t) + u_\mu(t),$$

находим

$$u_{d\alpha}(t) = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha [U_m + u_\mu(t)],$$

а  $R_{U_d}(t) = \left( \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha \right)^2 R_\mu(\tau)$ , где  $R_\mu(\tau) = R_U(\tau)$ .

Воздействие колебаний частоты на качество выпрямленного напряжения проявляется через СУ выпрямителя. Так как синхронные СУ связаны с питающей сетью лишь в дискретные моменты времени перехода соответствующего линейного или фазного напряжения через нуль в положительном или отрицательном направлении, то и воздействие помехи осуществляется дискретно в эти же моменты времени, что

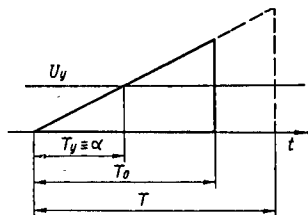


Рис. 4.5

на динамической модели отражается соответствующим ключом S1 (рис. 4.4, а, б). Равноинтервальные СУ [1; 20] связаны с сетью лишь дважды за период сетевого напряжения, поэтому частота квантования этого ключа равна удвоенной частоте питающей сети.

Воздействие колебаний частоты сказывается на работе СУ как случайное изменение периода и, следовательно, амплитуды разvertyвающего опорного напряжения (рис. 4.5). Изменение периода повторения пилообразного напряжения  $T$  относительно номинального  $T_0$  приводит к относительному изменению интервала  $T_y/T$ , соответствующего управляющему сигналу  $U_y$ . Из рис. 4.5

$$\alpha = \frac{\alpha_n T_0}{T} = \frac{\alpha_n f}{f_0}, \quad (4.24)$$

чему соответствует динамическая модель УВ, приведенная на рис. 4.4, а, в которой воздействие колебаний частоты на СУ проявляется как мультипликативное возмущающее воздействие  $\Lambda_{f\phi}$  [15].

Для оценки влияния  $\Lambda_{f\phi}$  на  $U_{d\alpha}$  в области малых отклонений частоты динамическая модель с блоком умножения, реализующим (4.24), линеаризуется в

окрестности номинальных значений  $\alpha_n$  и  $f_0$ :

$$\begin{aligned}\Delta\alpha &= \left(\frac{\partial\alpha}{\partial\alpha_1}\right)\Delta\alpha_1\Big|_{\substack{\alpha=\alpha_n \\ f=f_n}} + \left(\frac{\partial\alpha}{\partial f}\right)\Delta f\Big|_{\substack{\alpha=\alpha_n \\ f=f_0}} = \\ &= \Delta\alpha_1 + \frac{\alpha_n}{f_0}\Delta f.\end{aligned}\quad (4.25)$$

Динамическая модель УВ с учетом выражения (4.25) показана на рис. 4.4, б, где  $W_{\Phi.c}$  — передаточная функция сетевого фильтра синхронизации. Дисперсия выпрямленного напряжения, обусловленная колебаниями частоты,

$$\sigma_{df}^2 = \sigma_{f\Phi}^2 \left(\frac{\alpha_n}{f_0}\right)^2 K_v^2 K_m^2, \quad (4.26)$$

где  $\sigma_{f\Phi}^2$  — дисперсия колебаний частоты  $f_0$  на выходе фильтра.

Из изложенного следует, что в построенной модели возмущения питающих сетей представляются в виде двух независимых составляющих — колебаний напряжений и колебаний частоты. При этом первая из них представляется в виде аддитивного возмущения, прикладываемого к выходу УВ, а вторая является для УВ мультипликативным возмущением, прикладываемым к входным цепям СУ преобразователя.

Колебания амплитуд и частоты напряжений сети приводят в общем случае к снижению стабильности выпрямленного напряжения соответственно на  $\sigma_{U_d}$  и  $\sigma_{df}$ . Совместное их воздействие приведет к колебаниям выпрямленного напряжения, среднеквадратичное значение которого

$$\sigma_U = \sqrt{\sigma_{U_d}^2 + \sigma_{df}^2 + 2r_{U_f}\sigma_{U_d}\sigma_{df}}.$$

Величина  $\sigma_U$  при указанных выше параметрах  $\sigma_{U_d}$  и  $\sigma_{df}$  может достигать значений  $\sigma_U = (0,1...0,12) U_d$ .

### 4.3. Спектры напряжения в системе неуправляемый выпрямитель — широтно-импульсный преобразователь

При многократном преобразовании энергии выходное напряжение преобразователей содержит широкий спектр гармоник, состоящий как из составляющих, обусловленных каждым из видов преобразования, так и модуляционных гармоник. Во многих случаях самыми неблагоприятными с точки зрения их подавления являются модуляционные гармоники. Объясняется это тем, что их частоты при определенном сочетании частот коммутации преобразователей могут совпадать с частотами среза регуляторов, в результате чего они не только не будут подавляться, но могут даже незначительно усиливаться. Для преобразователей, к которым предъявляются высокие требования по качеству выходного напряжения, это является недопустимым.

Рассмотрим в качестве примера гармонический состав выходного напряжения с двухкратным преобразованием энергии, построенным по структуре неуправ-

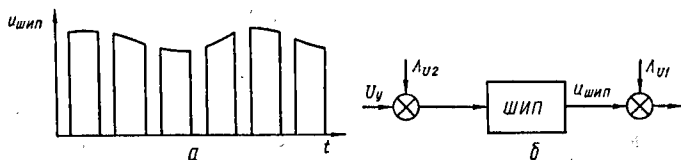


Рис. 4.6

ляемый выпрямитель (НВ) — широтно-импульсный преобразователь (ШИП).

**Дискретный спектр гармоник выходного напряжения преобразователя.** Выходное напряжение широтно-импульсного преобразователя представляет собой последовательность прямоугольных импульсов,



модулированных по амплитуде гармониками пульсаций предвключенного НВ, частично отфильтрованными промежуточным фильтром. При имеющей место амплитудно-импульсной модуляции второго рода выходная последовательность импульсов преобразователя (рис. 4.6, а)

$$u(t) = [1 + \mu_{ufu}(t)] u_{шип}(t), \quad (4.27)$$

где  $\mu_{ufu}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{q_n} U_n^* \sin(n\omega_0 t + \psi_n)$  — модулирующая функция, представляющая собой спектр отфильтрованных гармоник предвключенного НВ;

$u_{шип}(t) = U_{d_0} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin Sk\pi}{k\pi} \cos k\omega_1 t$  — модулирующая функция, представляющая собой выходное напряжение ШИП при отсутствии каких-либо видов модуляции;  $k = 1, 2, 3, \dots$ ;  $q_n$  — коэффициент фильтрации гармоник промежуточного фильтра;  $S$  — скважность импульсов. С учетом вида модулирующей и модулируемой функции находим [4]

$$\begin{aligned} u(t) = U_{d_0} \left\{ S + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{SU_n^*}{q_n} \sin(n\omega_0 t + \psi_n) + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin Sk\pi}{k\pi} \cos k\omega_1 t + \right. \\ \left. + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{U_n^* \sin Sk\pi}{2q_n k\pi} \sin[(n\omega_0 \pm k\omega_1)t + \varphi_n] \right\}. \quad (4.28) \end{aligned}$$

Из уравнения (4.28) следует, что помимо гармоник НВ, уменьшенных пропорционально скважности ШИП, и гармоник собственно ШИП, выходное напряжение преобразователя содержит широкий спектр

гармоник с частотами  $\omega_{kn} = (k\omega_1 \pm n\omega_0)$  и амплитудами  $U_{kn}^* = \frac{1}{2} U_n^* U_k^*$ . С учетом того, что в рассматриваемых структурах преобразователей выпрямитель работает обычно с малыми углами коммутации вентилей  $\gamma$ , расчетные формулы для определения амплитуд гармоник выходного напряжения ШИП представим в следующем виде.

Для амплитуд гармоник, обусловленных каноническими гармониками пульсаций выпрямителя [5],

$$U_{n\text{шип}}^* = \frac{S}{q_n} \left( \frac{\cos(n-1)\gamma/2}{n-1} - \frac{\cos(n+1)\gamma/2}{n+1} \right).$$

Для амплитуд гармоник, обусловленных несимметрией напряжений питающей сети,

$$U_{\delta\text{шип}}^* = \pm \frac{S_{\Sigma}}{q_n^2} \left( \frac{n \pm 1}{n \mp 1} \cos \frac{(n \mp 1)\gamma}{2} - \cos \frac{n \pm 1}{2} \gamma \right),$$

где верхний знак соответствует гармоникам порядка  $n = km + 2$ , а нижний —  $n = km - 2$ .

Соответствующие значения амплитуд боковых гармоник

$$U_{nk}^* = \frac{\sin S k \pi}{k \pi q_n} \left( \frac{\cos \frac{n-1}{2} \gamma}{n-1} - \frac{\cos \frac{n+1}{2} \gamma}{n+1} \right);$$

$$U_{\delta k}^* = \pm \frac{e \sin S k \pi}{4 q_n k \pi} \left( \frac{n \pm 1}{n \mp 1} \cos \frac{n \mp 1}{2} \gamma - \cos \frac{n \pm 1}{2} \gamma \right).$$

**Непрерывные спектры выходного напряжения ШИП.** Низкочастотные возмущения  $\Delta U_1$  с непрерывным спектром, обусловленные колебаниями напряжений питающей сети, как и гармоники выпрямителя осуществляют амплитудно-импульсную модуляцию второго рода (АИМ-II) идеализированной последовательности импульсов ШИП. При одновременной широтно-импульсной модуляции (ШИП-II), обусловлен-

ной, например, цепями обратных связей или случайными управляющими воздействиями, модулированная последовательность импульсов представляет собой нестационарный случайный процесс.

Обычно частота коммутации ШИП намного превышает эффективную ширину спектров входных возмущений

$$\Delta\omega_{\text{эф}} = \int_{-\infty}^{+\infty} G(\omega) d\omega / 2G_m(\omega_m),$$

где  $G_m(\omega_m)$  — максимальное значение спектральной плотности возмущающих воздействий, поэтому реальные виды модуляции правомочно заменить соответственно АИМ-I и ШИМ-I [13]. Такая замена позволяет сравнительно просто находить энергетический спектр  $G(\omega)$  выходного напряжения ШИП. При воздействии случайных возмущений, модулирующих амплитуду импульсов,

$$G(\omega) = \frac{2t_n^2}{T_1} |g(\omega t_n)|^2 \left\{ \sigma_U^2 [1 - \psi_1(\omega)] + \right. \\ \left. + \frac{2\pi}{T_1} U_d^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_1}\right) \right\}, \quad (4.29)$$

где —  $\psi_1(\omega) = 2 \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{k=1}^{2N} \left(1 - \frac{k}{2N+1}\right) R_1(k) \cos k\omega T_1$ ;  
 $g(\omega t_n)$  — спектральная плотность одиночного импульса;  $R(k)$  — значение коэффициента корреляции возмущающего воздействия в момент времени  $kT_1$ , определяющее корреляцию амплитуд импульсов;  $t_n$  — длительность импульсов напряжения ШИП;  $T_1 = \omega_1/2\pi$ .

В случае если  $\sum_{k=1}^{\infty} |R_1(k)|$  сходится, то функция  $\psi_1(\omega)$  при воздействии сигнала помехи вида (4.22)

$$\begin{aligned}\psi_1(\omega) &= 2 \sum_{k=1}^{\infty} R_1(k) \cos k\omega T_1 = \\ &= 2 \sum_{k=1}^{\infty} e^{-\alpha_U k T_1} \cos \omega k T_1 \cos \beta_U k T_1.\end{aligned}\quad (4.30)$$

Используя известную формулу

$$2 \sum_{k=1}^{\infty} e^{-\alpha_U k T_1} \cos \omega k T_1 = \frac{\operatorname{sh} \alpha_U T_1}{\operatorname{ch} \alpha_U T_1 - \cos \omega T_1} - 1, \quad (4.31)$$

из выражения (4.29) с учетом формул (4.30) и (4.31) находим составляющие непрерывного  $G_n(\omega)$  и дискретного  $G_d(\omega)$  спектров выходного напряжения ШИП

$$\begin{aligned}G_n(\omega) &= \frac{t_n^2}{T_1} |g(\omega t_n)|^2 \sigma_U^2 \left[ \frac{\cos(\omega - \beta_U) T_1 - e^{-\alpha_U T_1}}{\operatorname{ch} \alpha_U T_1 - \cos(\omega - \beta_U) T_1} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\cos(\omega + \beta_U) T_1 - e^{-\alpha_U T_1}}{\operatorname{ch} \alpha_U T_1 - \cos(\omega + \beta_U) T_1} \right].\end{aligned}\quad (4.32)$$

Учитывая, что  $\alpha_U T_1 \ll 1$ ,  $\beta_U T_1 \ll 1$  и соотношение  $\alpha_U^2 T_1^2 / (\operatorname{ch} \alpha_U T_1 - 1) = 2$  [13], для импульсной последовательности со спектральной плотностью одиночного импульса

$$g(\omega t_n) = \frac{\sin\left(\frac{\omega t_n}{2}\right)}{\frac{\omega t_n}{2}},$$

из формулы (4.32) находим

$$G_n(\omega) = 4\alpha_U S^2 \sigma_U^2 \left[ \frac{1}{(\omega - \beta_U)^2 + \alpha_U^2} + \frac{1}{(\omega + \beta_U)^2 + \alpha_U^2} \right].$$

Это с точностью до постоянного множителя  $S^2 = t_n^2/T_1^2$  совпадает со спектральной плотностью входного возмущения  $\Lambda_{U1}(t)$  (рис. 4.6, б).

Особенность воздействия сигнала  $\Lambda_{U1}(t)$  в виде АИМ-II состоит в том, что образование импульсного случайного процесса можно рассмотреть как результат перемножения модулирующего случайного процесса и детерминированной последовательности импульсов единичной амплитуды. Известно [13], что в случае перемножения стационарного и нестационарного случайного процессов корреляционная функция результирующего процесса равна произведению корреляционных функций этих процессов с учетом средней по времени корреляционной функции нестационарного процесса. Поэтому

$$B^*(\tau) = \begin{cases} B_{\text{вх}}(\tau) \frac{1}{T_1} \sum_{k=0}^{\infty} (t_n - |kT_1 - \tau|), & \text{при } |kT_1 - \tau| \leq t_n; \\ 0 & \text{при } |kT_1 - \tau| > t_n. \end{cases}$$

Соответственно энергетический спектр сигнала при АИМ-II можно определить как свертку энергетического спектра модулирующего процесса со спектром мощности периодической последовательности прямоугольных импульсов

$$\begin{aligned} G(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{вх}}(\omega - \Omega) |g(\omega t_n)|^2 \times \\ &\times \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_1}\right) d\Omega = \\ &= \frac{2t_n^2}{T_1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| g\left(\frac{2\pi k}{T_1} t_n\right) \right|^2 \sigma_{\text{вх}}\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_1}\right). \end{aligned}$$

Из полученного выражения видно, что при  $T_1 \ll \ll \tau_{\text{кор}}$  (времени корреляции) замена АИМ-II модуляцией первого рода не вносит заметных погрешностей.

Результаты, аналогичные полученным, будут и при рассмотрении воздействия  $\Lambda_{U2}(t)$  (рис. 4.6, б), поступающего, например, на вход ШИП по цепям обратной связи.

Выполним анализ спектра выходного напряжения ШИП при одновременном воздействии возмущений  $\Lambda_{U1}(t)$  и  $\Lambda_{U2}(t)$ . Будем считать, что рассматриваемые сигналы статистически независимы. В этом случае общее выражение энергетического спектра импульсного случайного процесса с фиксированным тактовым интервалом

$$G(\omega) = \frac{2}{T_1} [(U_d^2 + \sigma_U^2) K_0(\omega) + \psi(\omega) - U_d^2 K_\infty(\omega) + U_d^2 K_\infty(\omega) \frac{2\pi}{T_1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_1}\right)], \quad (4.33)$$

где  $\psi(\omega) = \lim_{k \rightarrow \infty} 2 \sum_{k=1}^{\infty} \left(1 - \frac{k}{2N+1}\right) (\sigma_U^2 R(kT) \operatorname{Re} \times \times [K_k(\omega) \exp(-j\omega k T_1)] + U_d^2 \operatorname{Re} [K_k(\omega) - K_\infty(\omega)] \exp \times \times (-j\omega k T_1))$  — функция, описывающая корреляционные связи между  $i$ -м и  $j$ -м импульсами, а  $k = i - j$ ;

$$K_k(\omega) = \int_0^\infty \int_0^\infty U_d^2 t_n^2 |g(\omega t)|^2 W_2(U_d, t_n, k) dU dt,$$

где  $g(\omega t) = \int_0^\infty u(t) e^{-j\omega t} dt$  — спектральная плотность функции, описывающая импульсную последовательность;  $W_2(U_d, t_n, k)$  — двумерная функция распреде-

ления длительностей импульсов;  $K_0(\omega)$ ,  $K_\infty(\omega)$  — функции, получаемые из  $K_k(\omega)$  предельными переходами при  $k \rightarrow 0$  и  $k \rightarrow \infty$ .

Полагая, что  $\sigma_t \ll T_1$ ,

$$K_k(\omega) = |g(\omega t_n)|^2 \int_0^\infty \int_0^\infty U_d t_n W_2(U_d, t_n, k, T_1) dU_d dt = \\ = R_2(kT_1) |g(\omega t_n)|^2, \quad (4.34)$$

где  $R_2(kT_1)$  — корреляционная функция случайных длительностей импульсов.

Из последнего выражения (4.34)

$$K_0(\omega) = |g(\omega t_n)|^2 R_2(0) = (\sigma_t^2 + t_n^2) |g(\omega t_n)|^2; \quad (4.35)$$

$$K_\infty(\omega) = |g(\omega t_n)|^2 R_2(\infty) = t_n^2 |g(\omega t_n)|^2. \quad (4.36)$$

Совместное решение выражений (4.33) — (4.36) позволяет установить связь между спектром входного напряжения импульсного преобразователя и корреляционными характеристиками входных помех

$$G(\omega) = \frac{2}{T} |g(\omega t_n)|^2 \left\{ U_d^2 \sigma_t^2 \times \right. \\ \times \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} R_2(k) \cos \omega k T_1 \right] + \\ + t_n^2 \sigma_U^2 \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} R_1(k) \cos \omega k T_1 \right] + \\ + \sigma_U^2 \sigma_t^2 \left[ 1 + \sum_{k=1}^{\infty} R_1(k) R_2(k) \cos \omega k T_1 \right] + \\ \left. + \frac{2\pi}{T_1} U_d^2 t_n^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_1}\right) \right\}. \quad (4.37)$$

С учетом формулы (4.31), после ряда преобразований формулы (4.37) непрерывная составляющая спек-

тра выходного напряжения ШИП при одновременном воздействии сигналов  $\Lambda_{U1}(t)$  и  $\Lambda_{U2}(t)$  с нормированными корреляционными функциями  $R_U = \exp(-\alpha_U kT)$ ,  $R_I = \exp(-\alpha_I kT)$  примет вид

$$G(\omega) = 4 \left[ \frac{U^2 \sigma_I^2 \alpha_I}{\omega^2 + \alpha_I^2} + \frac{\sigma_U^2 S^2 \alpha_U}{\omega^2 + \alpha_U^2} + \frac{\sigma_I^2 \sigma_U^2 (\alpha_U + \alpha_I)}{\omega^2 + (\alpha_U + \alpha_I)^2} \right]. \quad (4.38)$$

Составляющая дисперсии выходного напряжения ШИП, обусловленная непрерывной частью спектра,

$$\sigma_{U_n}^2 = \sigma_U^2 \sigma_I^2 + \sigma_U^2 S^2 + U_d^2 \sigma_I^2.$$

Из формулы (4.36) следует, что в выходном напряжении ШИП помимо составляющих спектра, обусловленных действием возмущений, появляется составляющая, характер которой имеет вид, аналогичный спектрам воздействующих сигналов, однако он смещен в область более высоких частот.

При решении задач подавления возмущений, поступающих из питающей сети, можно предположить, что возмущение  $\Lambda_{U2}(t)$ , создающее ШИМ модуляцию, имеет такой же вид, как и возмущение  $\Lambda_{U1}(t)$ , и поступает на вход ШИП через инерционное звено. Представляет интерес определение параметров и частотных характеристик инерционного звена для обеспечения максимальной степени подавления возмущения  $\Lambda_{U1}(t)$ , создающей АИМ модуляцию.

Положим, что сигнал, создающий ШИМ модуляцию, образуется из возмущающего воздействия  $\Lambda_{U1}(t)$  путем прохождения его через звено с импульсной переходной характеристикой

$$h(t) = a e^{-at},$$

где  $a = (RC)^{-1}$ , а  $R$ ,  $C$  — параметры звена.



Корреляционную функцию  $R_{U_2}(\tau)$  возмущения  $\Lambda_{U_2}(t)$  на выходе фильтра инерционного звена можно определить с помощью известного преобразования

$$R_h(\tau) = \int_0^{\infty} h(t) R_{U_2}(t) \int_{-\infty}^{\tau+t} h(\tau+t-z) R_{U_2}(z) dt dz,$$

и для функции  $R_{U_2}(\tau) = e^{-\alpha_U |\tau|}$  имеем

$$R_h(\tau) = \frac{a\alpha_U}{\alpha_U^2 - a^2} \left( e^{-a|\tau|} - \frac{a}{\alpha_U} e^{-\alpha_U |\tau|} \right). \quad (4.39)$$

Здесь  $z$  — параметр интегрирования.

Из формулы (4.37) следует, что при обеспечении достаточной степени «прозрачности» инерционного звена, когда  $\alpha_U \ll a$ , возмущающий сигнал, проходя через звено, изменяется мало, поэтому

$$R_h(\tau) \approx R_{U_2}(\tau) = e^{-\alpha_U |\tau|}.$$

Следовательно, при противофазном характере воздействия возмущений и обеспечении между дисперсиями процессов  $\Lambda_{U_1}$  и  $\Lambda_{U_2}$  соотношения  $U_d^2 \sigma_2^2 = \sigma_1^2 S^2$  получим непрерывную составляющую спектра выходного напряжения ШИП

$$G_{nn}(\omega) = \frac{2d_U}{\omega^2 + 4\alpha_U^2} \frac{\sigma_1^2 S^2}{U_d^2}, \quad (4.40)$$

а характер изменения дисперсии ШИМ модулирующего сигнала должен соответствовать закону

$$\sigma_2^2 = \frac{\sigma_1^2}{U_d^2} S^2.$$

Сравнивая формулы (4.38) и (4.40), видим, что в случае, если полоса пропускания цепи обратной связи ШИП или ветви прямой компенсации будут шире

частотного спектра возмущающего воздействия, создающего амплитудную модуляцию выходных импульсов, то в результирующем спектре напряжения ШИП эту помеху можно полностью подавить. Однако из-за нелинейности этой операции образуется взаимный спектр с дисперсией в  $U_d/\sigma_U$  раз меньшей исходного, но более широкополосной.

#### 4.4. Оценка качества выходного напряжения

Выходные параметры систем преобразования электроэнергии определяются как уровнем канонических и неканонических гармоник, так и их стабильностью.

Очевидно, что количественной характеристикой качества выходного параметра преобразователей может служить абсолютное или относительное значение некоторого функционала от эквивалентной помехи  $\Lambda_z$ , воздействующей на УВ,  $J = \Phi [\Lambda_z(t)]$ , где  $J$  — оценка (критерий) качества выходного параметра преобразователя.

Наибольшее распространение в преобразовательной технике получили критерии равномерного приближения [24], первой гармоники и среднеквадратичный [21].

Критерий равномерного приближения сводится к определению максимального значения составляющей помехи  $J_1 = \max |\Lambda_z(t)|$ .

Коэффициент пульсаций тока, определяемый в соответствии с этим критерием, находится по формуле [24]:

$$K'_\pi = \frac{U_{d_{\max}} - U_{d_{\min}}}{U_{d_{\max}} + U_{d_{\min}}}, \quad (4.41)$$

где  $U_{d_{\max}}$ ,  $U_{d_{\min}}$  — максимальное и минимальное значения выпрямленного напряжения.

Существуют другие модификации этого критерия [21], отличающиеся способом нормирования пикового значения помехи  $\Lambda_3(t)$ . Коэффициент пульсации  $K_{\pi}$ , определенный по формуле (4.41) или его модификациями [21], относится к наиболее жестким и его можно использовать для оценки «сверху» при определении качества по другим критериям. Существенным недостатком критерия равномерного приближения является низкая информативность при наличии случайных соразмерных составляющих в помехе  $\Lambda_3(t)$ , что приводит к существенному завышению численных значений реальных качественных показателей выпрямленного напряжения или тока.

Критерий первой гармоники [21] является весьма приближенным и тем более неприемлем при наличии случайных помех.

Среднеквадратичный критерий определяется по формуле

$$J = \int_0^{\infty} \Lambda_3^2(t) dt.$$

Однако в коэффициенте пульсаций, полученном с использованием этого критерия,

$$K_{\pi} = \frac{1}{U_{d_0}} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2} \times 100 \% \quad (4.42)$$

учитываются только канонические гармоники.

Комплексная амплитуда выпрямленного напряжения

$$U_n = \frac{2}{T_m} \int_0^{T_m} u_{d_{\alpha}}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt. \quad (4.43)$$

Преобразователь в общем случае работает как в условиях внешних возмущающих воздействий, так и внутренних помех. Наиболее существенное влияние

на качество выходного параметра оказывают несимметрия, колебания амплитуд и частоты напряжений питающей сети, а также внутренняя несимметрия как СУ, так и собственно преобразователя. Указанные и рассмотренные выше помехи и возмущающие воздействия оказывают доминирующее влияние на выходные токи и напряжения высококачественных систем электропитания. Поэтому реальная кривая выпрямленного напряжения  $u_{dc}(t)$ , в отличие от  $u_{da}(t)$ , является случайной функцией времени. В то же время коэффициент пульсации, определенный по формуле (4.42), не учитывает ни внешние возмущения, ни внутренние помехи, что искажает результаты оценки качества выходных параметров.

Представив функцию  $u_{dc}(t)$  ограниченной и существующей на интервале  $T$ , можно найти спектральную плотность

$$g_T(\omega) = \int_0^T u_{dc}(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (4.44)$$

где  $\omega$  — текущее значение частоты.

Из формул (4.43) и (4.44) легко устанавливается связь между амплитудой  $n$ -й гармоники  $U_n$  и спектральной плотностью  $g_T(\omega)$ :

$$U_n = \frac{2}{T} |g_T(\omega)|_{\omega=n\omega_0}. \quad (4.45)$$

С учетом уравнения (4.45) подкоренное выражение формулы (4.42) можно представить в виде

$$\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2 = 4 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{T^2} |g_T(\omega)|_{\omega=n\omega_0}^2.$$

Осуществляя в последнем выражении предельный переход при  $T \rightarrow \infty$  и учитывая [13], что

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |g_T(\omega)|^2 = G(\omega), \quad \text{а} \quad \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \approx \frac{d\omega}{2\pi},$$

а также заменяя сумму интегралом, формулу (4.42) преобразуем к виду

$$K_{\pi} = \frac{1}{U_{d_0}} \sqrt{2 \left[ \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G(\omega) d\omega - U_{n=0}^2 \right]} = \\ = \frac{1}{U_{d_0}} \sqrt{2\sigma_{U_d}^2}, \quad (4.46)$$

где  $\sigma_{U_d}^2 = R_{U_d}(0) = B(0) - U_{n=0}^2$ ;  $B(0) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G(\omega) \times$   
 $\times d\omega$  — значение корреляционной функции  $B(\tau)$  процесса  $u_{dc}(t)$  при  $\tau = 0$ ;  $G(\omega)$  — энергетический спектр случайного процесса  $u_{dc}(t)$ ;  $\sigma_{U_d}^2$  — дисперсия центрированного случайного процесса, а применительно к детерминированному — квадрат действующего значения высших гармоник.

Таким образом, качество выходного напряжения УВ определяется дисперсией центрированного процесса  $u_{dc}(t)$ . Параметр  $K_{\pi}$ , определенный по формуле (4.46), является показателем, учитывающим степень влияния различных помех и возмущений на качество выпрямленного напряжения. Назовем его обобщенным среднеквадратичным показателем качества. Обозначим его  $K_0$ , т. е.

$$K_0 = \sqrt{2\sigma_{U_d}^2}. \quad (4.47)$$

Отметим, что центрирование функции  $u_{dc}^-(t)$  осуществляется по отношению к среднему по времени от этой функции, т. е. к среднему значению выпрямленного напряжения  $U_{d_{\alpha}}$ . Эта операция правомочна для эргодических процессов, какими являются стационарные. К последним, в частности, можно отнести ряд возмущений, действующих на преобразователь,

если ввести ограничение

$$|u_{d\alpha}(t) - U_{d\alpha}| < U_{\text{доп}}, \quad (4.48)$$

где  $U_{\text{доп}}$  — допустимое отклонение сигнала ошибки. Ограничение (4.48) позволяет избавиться от необходимости учета сравнительно редких возмущающих воздействий, проявляющихся в виде значительных всплесков — провалов напряжений питающей сети или в виде коммутации нагрузок.

Использование формулы (4.47) непосредственно для прогнозирования качества напряжения затруднительно. Объясняется это сложностью определения дисперсии процесса  $u_{dc}(t)$ , являющегося функцией множества аргументов, т. е.

$$u_{dc}(t) = u[t, u_1, u_2, \dots, u_j, \Lambda_1(t) \dots \Lambda_k(t)], \quad (4.49)$$

где  $u_1, u_2, \dots, u_j$ ;  $\Lambda_1(t), \dots, \Lambda_k(t)$  — соответственно управляющие и возмущающие воздействия системы.

Для определения  $\sigma_{U_d}$  процесса (4.49) воспользуемся тем условием, что основной режим работы источников электропитания по управляющему воздействию является установившимся, а сигналы помех и возмущений удовлетворяют условиям  $\sigma_{U_j} \ll U_{d0}$ ;  $\sigma_{\Lambda_k} \ll U_{d0}$ .

Последние позволяют разложить функцию (4.49) в ряд Тейлора в окрестности точки, заданной управляющим сигналом

$$u_{dc}(t) = u_{d\alpha}(t) + \sum_k \frac{\partial u_{dc}}{\partial \Lambda_k} \Delta \Lambda_k + \sum_j \frac{\partial u_{dc}}{\partial u_j} \Delta u_j.$$

С учетом разложения  $u_{d\alpha}(t)$  выходное напряжение  $u_{dc}(t)$  можно представить суммой постоянной состав-

ляющей  $U_{d\alpha}$  и сигнала эквивалентной помехи

$$\Lambda_s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \dot{U}_n e^{-jn\omega_0 t} + \sum_k \frac{\partial u_{dc}}{\partial \Lambda_k} \Delta \Lambda_k + \sum_j \frac{\partial u_{dc}}{\partial u_j} \Delta u_j,$$

содержащего «шумы квантования» [6] и приведенные к выпрямленному напряжению, сигналы внутренних помех и внешних возмущений со своими спектрально-корреляционными характеристиками.

Корреляционная функция «шумов квантования»  $B_n(\tau)$  определяется бесконечной суммой амплитуд гармоник, однако ее можно представить и в замкнутой форме [11]

$$B_{d\alpha}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_{d\alpha}(t) u_{d\alpha}(t + \tau) dt. \quad (4.50)$$

Так как сигнал  $u_{d\alpha}(t)$  периодичен, то усреднение произведения по бесконечно большому отрезку  $T$  совпадает с усреднением по периоду  $T_0$ , т. е.

$$B_{d\alpha}(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} u_{d\alpha}(t) u_{d\alpha}(t + \tau) dt. \quad (4.51)$$

Квадрат действующего значения «шумов квантования» в соответствии с формулой (4.51)

$$R_n(0) = \sigma_n^2 = \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} [u_{d\alpha}(t) - U_{d\alpha}]^2 dt. \quad (4.52)$$

**Пример.** Определить коэффициент пульсаций выходного напряжения широтно-импульсного преобразователя с прямоугольной формой выходных импульсов, питающегося от неуправляемого выпрямителя.

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения такой схемы определяется гармониками собственно ШИП  $U_k^*$ , гармониками неуправляемого выпрямителя  $U_n^*$ , амплитуды которых

на выходе ШИП равны ( $U_{n\text{ШИП}}^* = S U_n^*$ ), боковыми гармониками с частотами  $\omega_{kn} = \omega_n \pm \omega_k$  и амплитудами  $U_{nk}^* = \frac{1}{2} U_{n\text{ШИП}}^* U_k^*$ .

Квадрат действующего значения шумов квантования собственно ШИП, определенный в соответствии с формулой (4.52), имеет вид

$$\sigma_{\text{ШИП}}^2 = \frac{1}{T_1} \left[ \int_0^{t_n} (1 - S)^2 dt + \int_{t_n}^{T_1} S^2 dt \right] = S(1 - S),$$

где  $T_1$  — период коммутации ШИП;  $S = t_n/T_1$  — скважность импульсов;  $t_n$  — длительность импульсов выходного напряжения.

Квадрат действующего значения шумов квантования, обусловленных пульсациями неуправляемого выпрямителя, в выходном напряжении ШИП

$$\sigma_{n\text{ШИП}}^2 = \sum_{n=1}^{\infty} (U_{n\text{ШИП}}^*)^2 = S^2 \sum_{n=1}^{\infty} (U_n^*)^2 = S^2 \sigma_n^2,$$

где

$$\sigma_n^2 = \frac{m}{2n} \int_{-\frac{\pi}{m} + \alpha}^{\frac{\pi}{m} + \alpha} (\cos \omega_0 t - U_{d\alpha}^*)^2 d\omega_0 t = \frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m} -$$

$$- \frac{m^2}{\pi^2} \sin^2 \frac{\pi}{m}; \quad U_{d\alpha}^* = U_{d\alpha}/U_{d0},$$

а квадрат действующего значения шумов квантования, обусловленных боковыми гармониками,

$$\sigma_{nk}^2 = S^2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} (U_n^*)^2 (U_k^*)^2 = S^2 \sigma_n^2 \sigma_{\text{ШИП}}^2.$$

Величина коэффициента пульсаций определится выражением (4.46) и будет иметь вид

$$K_{\pi} = \sqrt{2(\sigma_{n\text{ШИП}}^2 + \sigma_{\text{ШИП}}^2 + \sigma_{nk}^2)}.$$

В случае применения промежуточного фильтра значение  $\sigma_{n\text{ШИП}}^2$  можно найти из следующих преобразований.



Определяется представленная в замкнутой форме корреляционная функция выходного напряжения выпрямителя в соответствии с выражением (4.51):

$$R_n^*(\tau) = \sigma_n^2 \cos m\omega_0 \tau. \quad (4.53)$$

Находится энергетический спектр выходного напряжения выпрямителя, соответствующий функции (4.53):

$$\begin{aligned} G(\omega) &= \int_0^\infty \sigma_n^2 \cos m\omega_0 \tau \cos \omega \tau d\tau = \\ &= \sigma_n^2 [\delta(\omega - m\omega_0) + \delta(\omega + m\omega_0)]. \end{aligned}$$

Находится квадрат действующего значения пульсаций выходного напряжения выпрямителя после фильтра с комплексным коэффициентом передачи  $W_\Phi(j\omega)$ :

$$\sigma_{n\Phi}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty G(\omega) |W_\Phi(j\omega)|^2 d\omega = \sigma_n^2 |W(jm\omega_0)|^2.$$

Таким образом,  $K_n$  в общем виде определяется суммой составляющих  $\sigma_k^2$ , каждая из которых представляет соответствующую пульсационную составляющую выходного напряжения с учетом их корреляционных связей.

Случайные возмущения, воздействующие на УВ в различных точках, учитываются в его выходном напряжении математическими ожиданиями  $M_k$ , дисперсиями  $\sigma_k^2$  и соответствующими корреляционными связями [13].

С учетом изложенного выражение для нахождения обобщенного среднеквадратичного показателя качества выпрямленного напряжения можно записать в виде

$$K_0 = \sqrt{2 \left[ \sum_k^{N_k} (\sigma_k^2 \pm 2K_\rho) + \sum_l (M_l + \sigma_l)^2 \right]}, \quad (4.54)$$

где  $N_k$  — количество учитываемых пульсационных составляющих, определяемых детерминированными факторами;  $K_p$  — взаимные корреляционные моменты.

Из выражения (4.54) следует, что показатель  $K_p$ , определенный в соответствии с формулой (4.42), является частным случаем показателя  $K_0$  и входит в последний как составляющая «шумов квантования» идеализированного преобразователя.

Учитывая, что в выходном напряжении источника составляющие всех помех достаточно отфильтрованы, можно принять, что эквивалентная помеха подчиняется нормальному закону. Тогда применительно к формуле (4.41) с вероятностью 0,99 можно утверждать, что

$$\left. \begin{aligned} U_{d\max} + U_{d\min} &\approx 2M_{U_d}; \\ U_{d\max} - U_{d\min} &\approx 6\sigma_{U_d}, \end{aligned} \right\} \quad (4.55)$$

где  $M_{U_d}$  — математическое ожидание выходного напряжения источника, работающего в условиях внешних возмущений и помех.

Связь между показателями (4.41) и (4.47) с учетом выражения (4.55) определяется следующей формулой:

$$K'_p = \frac{3}{\sqrt{2}} \frac{K_0}{M_{U_d}^*},$$

где  $M_{U_d}^* = M_{U_d}/U_d$ .

Таким образом, обобщенный среднеквадратичный показатель качества позволяет учитывать степень влияния внутренних помех и внешних возмущений на качество выпрямленного напряжения и благодаря этому более успешно решать задачи построения высококачественных систем электропитания.

## ГЛАВА 5

### ВЛИЯНИЕ СЕТИ НА КАЧЕСТВО ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

#### 5.1. Влияние колебаний частоты

Высококачественные вентильные системы электропитания частоты строятся по принципу подчиненного регулирования и представляют собой многоконтурные замкнутые системы. Так как частота среза любого внешнего контура и его быстродействие значительно ниже охваченного им внутреннего, то эффективное подавление возмущений сети  $\Lambda_1(t)$ , расположенных в частотном интервале на одну-две декады вниз от граничной частоты преобразователя, возможно лишь первым внутренним контуром, представляющим собой, как правило, стабилизирующую обратную связь по напряжению.

Оценим эффективность внутреннего контура в подавлении возмущения  $\Lambda_f(t)$  при различных типах регуляторов [3; 8]. Учитывая, что внутренняя обратная связь преобразователя наиболее быстродействующая и, следовательно, пульсации выпрямленного напряжения оказывают достаточно сильное влияние на коэффициент передачи СУ, воспользуемся дискретной динамической моделью УВ с учетом фактора пульсаций  $F$  (см. рис. 4.4, а).

Определим дисперсию и коэффициент сглаживания замкнутым контуром возмущения  $\Lambda_{f\phi}$ , обусловленного колебаниями частоты со спектральной плотностью

$$G_{\text{вх}}(\omega) = \sigma_{f\text{вх}}^2 \frac{\alpha_f}{\alpha_f^2 + \omega^2}, \quad (5.1)$$

$$\text{где } \sigma_{f\text{вх}}^2 = \sigma_{f\phi}^2 \frac{\alpha_n^2}{f_0^2}.$$

Так как возмущение  $\Lambda_{j\phi}$  на выход преобразователя передается через импульсный элемент и квантуется во времени (см. рис. 4.4, б), выполним дискретное преобразование выражения (5.1).

Спектральная плотность дискретного процесса обычно определяется с помощью двухстороннего  $z$ -преобразования от корреляционной функции

$$G_{\text{вх}}^*(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} R(nT_m) z^{-n}, \quad z = e^{j\omega T_m}. \quad (5.2)$$

Для определения дискретной спектральной плотности удобно использовать таблицы  $z$ -преобразования, представив для этого спектральную плотность в виде

$$G_{\text{вх}}^*(z) = R^*(z) + R^*(z^{-1}) - R(0), \quad (5.3)$$

где  $R^*(z)$ ,  $R^*(z^{-1})$  —  $z$ -преобразования от корреляционной функции  $R(\tau)$   $R(0) = R(z)|_{z=0}$ .

Используя преобразования (5.3) и таблицы  $z$ -преобразований, находим спектральную плотность дискретного процесса

$$G^*(z) = \frac{\sigma_{f_{\text{вх}}}^2 (1 - d^2)}{1 + d^2 - 2d \cos \omega T_m}, \quad (5.4)$$

где  $d = \exp(-\alpha_f T_m)$ .

Дисперсия выпрямленного напряжения, обусловленная колебаниями частоты сетевых напряжений,

$$\sigma_{fd}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/T_m}^{\pi/T_m} G_{\text{вх}}^*(z) |\Phi^*(z)|_{z=e^{j\omega T_m}}^2 d\omega, \quad (5.5)$$

где

$$\Phi^*(z) = \frac{K_{\text{в}} K_{\text{м}}}{1 + z^{-1} K_{\text{к}} T_m F W_{\text{р}}^*(z, 1)}; \quad K_{\text{к}} = K_{\text{в}} K_{\text{м}} K_{\text{св}} K_{\text{д}} K_{\text{р}} \quad (5.6)$$

для регуляторов, в которых разность между полиномами знаменателя и числителя равна единице и

$$\Phi^*(z) = \frac{K_B K_M}{1 + K_K F W_p^*(z)}, \quad (5.7)$$

если указанная разность больше единицы [6]. Здесь  $K_d$ ,  $K_p$  — коэффициенты передачи датчика напряжения и регулятора внутреннего контура.

Подынтегральное выражение в уравнении (5.5) является трансцендентной функцией переменной  $\omega$ , что затрудняет его интегрирование. Устранение указанных затруднений достигается следующей заменой переменной:

$$z = e^{j\omega T_m} = \frac{1 + jv}{1 - jv}; \quad \omega = \operatorname{arctg}(v) \frac{2}{T_m}; \quad d\omega = \frac{2}{T_m} \frac{dv}{1 + v^2}, \quad (5.8)$$

где  $v$  — относительная псевдочастота [10]. В результате выражение (5.5) преобразуется к виду

$$\sigma_{fd}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G^*(z) |\Phi^*(z)|^2 \frac{2dv}{1 + v^2} \frac{1}{z - \frac{1+jv}{1-jv}}. \quad (5.9)$$

Подынтегральное выражение в формуле (5.9) является дробнорациональной функцией  $jv$ , поэтому вычисление  $\sigma_{fd}^2$  с использованием этого выражения сводится к вычислению стандартного интеграла вида

$$I_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g(jv)}{h(jv)h(-jv)} dv, \quad (5.10)$$

где  $h(jv) = a_0(jv)^n + a_1(jv)^{n-1} + \dots + a_n$  — полином, корни которого лежат в верхней полуплоскости  $v$ ;  $g(jv) = b_0(jv)^{2n-2} + b_1(jv)^{2n-4} + \dots + b_{n-1}$  — поли-

ном, содержащий четные степени  $u$ ;  $n$  — степень полинома  $h(jv)$ .

Воспользовавшись выражениями (5.1) — (5.10), определим характер зависимости составляющей выпрямленного напряжения  $\sigma_{fd}^2$  от типов и параметров регуляторов внутреннего контура.

В качестве примера рассмотрим замкнутую структуру преобразователя с регулятором, передаточная функция которого соответственно в непрерывном и дискретном операторном виде выразится соотношениями

$$W_p(p) = \frac{K_p}{T_1 p (T_2 p + 1)};$$

$$W_p^*(z, \sigma) = z_\sigma \{W_n(p)\} = \frac{z}{z-1} - \frac{z d_2^\sigma}{z-d^2};$$

$$d_2 = e^{-T_m/T_2}.$$

Передаточная функция замкнутого контура в дискретном виде и в области относительной псевдочастоты выразится соотношениями

$$\Phi^*(z) = \frac{K_B K_M (z-1)(z-d_2)}{(z-1)(z-d_2) + K_K F T_m (1-d_2) z/T_1}; \quad (5.11)$$

$$\Phi^*(jv) = \frac{2K_B K_M jv [jv(1+d_2) + 1 - d_2]}{(jv)^2 [2(1+d_2) - K_K T_m F (1-d_2) T_1 + 2(1-d_2) jv + K_K T_m F (1-d_2)/T_1]}. \quad (5.12)$$

Составляющая дисперсии выпрямленного напряжения, обусловленная колебаниями частоты в соответствии с выражениями (5.4), (5.8), (5.9), (5.10), находится по формуле

$$\sigma_{fd}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{8(1-d^2) \sigma_{f_{BX}}^2 K_M^2 K_B^2 \times}{[1-d+jv(1+d)] \{ (jv)^2 [2(1+d_2) - K_K F T_m (1-d_2)/T_1 + 2(1-d_2) jv + K_K F T_m (1-d_2)/T_1] \}} dv.$$

Приведя числитель и знаменатель к полиномам вида (5.10) и введя обозначения

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= (1+d)[2(1+d_2) - K_{\kappa}FT_m(1-d_2)/T_m]; \\ a_1 &= 4(1-dd_2) - K_{\kappa}FT_m(1-d_2)(1-d)/T_1; \\ a_2 &= 2(1-d_2)(1-d) + (1+d)(1-d_2) \times \\ &\times K_{\kappa}T_mF/T_1; \\ a_3 &= K_{\kappa}FT_m(1-d_2)(1-d)/T_1; \\ b_0 &= (1+d_2)^2; \\ b_1 &= (1-d_2)^2, \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$

находим

$$\sigma_{fd}^2 = 8\sigma_{f_{\text{вх}}}^2 K_M^2 K_B^2 I_3; \quad I_3 = \frac{-a_2b_0 + a_0b_1 - a_0a_1b_2/a_3}{2a_0(a_0a_3 - a_1a_3)}, \quad (5.14)$$

где  $I_3$  — значение табличного интеграла (5.10).

Выражение (5.14) с учетом коэффициентов (5.13) громоздко и усложняет оценку физической взаимосвязи между дисперсией  $\sigma_{fd}^2$ , параметром энергетического спектра  $d$  и параметрами регулятора  $d_2$  и  $K_{\kappa}T_mF/T_1$ .

Так как период квантования значительно меньше постоянной времени регулятора, принимаем

$$\left. \begin{aligned} d_2 &\approx 1 - \frac{T_m}{T_2}; \\ d &\approx 1 - \alpha_f T_m. \end{aligned} \right\} \quad (5.15)$$

В результате, после ряда преобразований выражения (5.14) с учетом выражений (5.15) находим

$$\sigma_{fd}^2 = \frac{\sigma_{f_{\text{вх}}}^2 K_M^2 K_B^2 \alpha_f T_m (\alpha_f T_m + T_m K_{\kappa} F/T_1 + T_m/T_2)}{T_m^2 \alpha_f/T_2 + \alpha_f^2 T_m + T_m^2 K_{\kappa} F/T_2 T_1}. \quad (5.16)$$

Последнее выражение преобразуется к виду, полученному для  $\sigma_{fd}^2$  в случае представления преобразователя непрерывным звеном

$$\sigma_{fd}^2 = \frac{\sigma_{f_{\text{вх}}}^2 K_M^2 K_B^2 \alpha_f (\alpha_f T_1 T_2 + T_1 + T_2 K_{\kappa} F)}{\alpha_f T_1 + \alpha_f^2 T_1 T_2 + K_{\kappa} F}. \quad (5.17)$$

Эффект подавления возмущений  $\Lambda_f$  возрастает при достижении границы устойчивости преобразователя. Используя характеристическое уравнение выражения (5.11), находим условие устойчивости контура

$$K_{\kappa} F \frac{T_m}{T_f} < \frac{2(1+d_2)}{1-d_2} \approx 2 \left( 2 \frac{T_2}{T_m} - 1 \right). \quad (5.18)$$

Подставляя выражение (5.18) в выражение (5.16), с учетом формул (5.15) получим

$$\sigma_{fd}^2 = \frac{\sigma_{fвх}^2 K_m^2 K_B^2 \alpha_f T + 2(2T_2/T_m - 1) + T_m/T_2}{T_m^2 \alpha_f / T_2 + \alpha_f^2 T_m^2 + 2T_m(2T_2/T_m - 1)/T_2}. \quad (5.19)$$

Выражение (5.19) дает минимально возможное значение дисперсии выпрямленного напряжения, обусловленное колебаниями частоты. Коэффициент подавления возмущений  $\Lambda_f$  в замкнутой структуре преобразователя

$$K_{\pi f} = \sqrt{\frac{\alpha_f T_1 + \alpha_f^2 T_1 T_2 + K_{\kappa} F}{\alpha_f (\alpha_f T_1 T_2 + T_1 + T_2 K_{\kappa} F)}}.$$

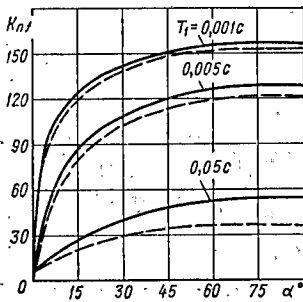


Рис. 5.1

Полученные выражения (5.16), (5.17), (5.19) и построенные по этим выражениям графические зависимости  $K_{\pi f} = f(\alpha_f, T_1, T_2, \alpha)$  (рис. 5.1) позволяют не только определить величину составляющей дисперсии выпрямленного напряжения  $\sigma_{fd}^2$ , но и указывают на возможности осуществления коррекции параметров замкнутой системы с целью обеспечения

минимум  $\sigma_{fd}^2$ . Кривые, соответствующие рис. 5.1, построены для максимального значения  $\alpha_f = 0,91 \text{ с}^{-1}$



спектральной плотности вида (5.1). Пунктиром приведены зависимости для равноинтервальных СУ.

Для уяснения физической картины процесса подавления рассматриваемого возмущения обратимся к выражению (5.12). Введя в него обозначение  $\bar{\nu} = \frac{T_m}{2} \bar{\nu}$ , перейдем к размерной псевдочастоте, в результате чего после выполнения замены (5.15) найдем

$$\Phi^*(\bar{\nu}) = \frac{j\bar{\nu}K_B K_M T_m^2 [j\bar{\nu}T_2 (2 + T_m/T_2)/2 + 1]/T_2}{(\bar{\nu})^2 T_m^2 \left[ 2 \left( 2 + \frac{T_m}{T_2} \right) - \frac{K_K F T_m^2}{T_1 T_2} \right] / 4 + \frac{j\bar{\nu}T_m^2}{T_2} + \frac{K_K F T_m^2}{T_1 T_2}} \quad (5.20)$$

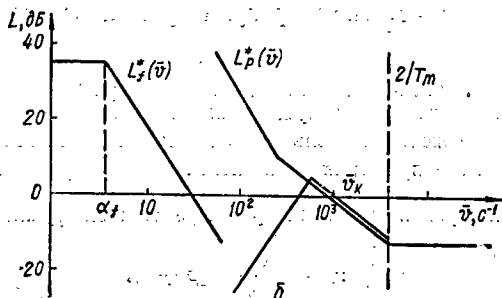
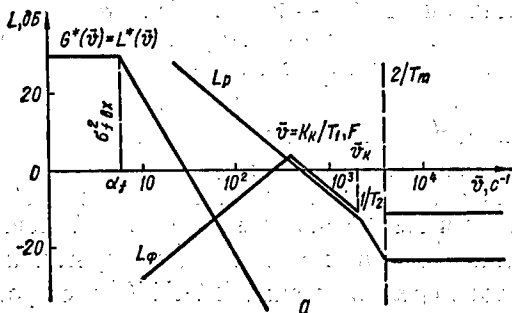


Рис. 5.2

На рис. 5.2, а показаны логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАЧХ), поясняющие процессы подавления возмущения  $\Lambda_i$  со спектральной плотностью  $G^*(\bar{\nu})$ . ЛАЧХ разомкнутого контура  $L_p^*$ , определяемая передаточной функцией регулятора и контурным коэффициентом  $K_{\kappa}F$ , иллюстрирует частотную «прозрачность» контура для возмущения  $\Lambda_i$ . Поэтому с выхода преобразователя  $\Lambda_i$  передается на сумматор в противофазе, при этом обеспечивается высокая эффективность подавления. Степень подавления иллюстрирует ЛАЧХ замкнутого контура  $L_{\Phi}^*(\bar{\nu})$ , соответствующая  $\Phi^*(\bar{\nu})$ , выразится соотношением  $L_{\Phi}^*(\bar{\nu}) = 20 \lg \Phi^*(\bar{\nu})$ . Учитывая, что спектральная плотность возмущений  $\Lambda_i$  в выпрямленном напряжении определится соотношениями вида  $G_{Ud}^*(\bar{\nu}) = G_i^*(\bar{\nu}) |\Phi(j\bar{\nu})|^2$ , несложно найти график  $G_U^*(\bar{\nu})$  в логарифмическом масштабе в области абсолютной псевдочастоты  $\bar{\nu}$ :  $L_U^*(\bar{\nu}) = L_i^*(\bar{\nu}) + 2L_{\Phi}^*(\bar{\nu})$ .

Легко определить по этим формулам и графикам на рис. 5.1 и 5.2, а основные направления в снижении дисперсии  $\sigma_{fd}^2$ . К ним относятся, во-первых, повышение частоты среза желаемой ЛАЧХ  $L_p^*$  в сторону достижения границ устойчивости; во-вторых, повышение степени астатизма регуляторов напряжения.

**Пример.** Для оценки влияния типов и параметров регуляторов на сглаживание возмущающих воздействий в замкнутых системах определим степень подавления составляющей  $\sigma_{fd}^2$  выпрямленного напряжения при использовании различных типов регуляторов.

1. Интегральный регулятор с передаточной функцией

$$\tilde{W}_p(p) = \frac{K}{T_1 p} (T_2 p + 1).$$

Пере даточная функция замкнутого контура в области относительной псевдочастоты

$$\Phi(j\nu) = \frac{4K_B K_M (j\nu)^2}{2 \left( 2 + \frac{K_K F T_m T_2}{T_1^2} \right) (j\nu)^2 + \frac{2K_K F T_m T_2}{T_1^2} (j\nu) + \frac{K_K T_m^2}{T_1^2}}.$$

Дисперсия выпрямленного напряжения, обусловленная колебаниями частоты, после некоторых преобразований и упрощений примет вид

$$\sigma_{fd}^2 = \frac{\sigma_{f_{вх}}^2 K_M^2 K_B^2 \alpha_f T_1^2}{4 (K_K F T_2 - \alpha_f T_1^2)},$$

а коэффициент подавления

$$K_{pf} = \frac{2}{T_1} \sqrt{\frac{K_K F T_2 - \alpha_f T_1^2}{\alpha_f}}. \quad (5.21)$$

Так как граница устойчивости для данного типа регулятора определяется неравенством

$$K_K F \frac{T_m}{T_1} < \frac{4T_1}{T - 2T_2},$$

то совместно с формулой (5.21) последнее выражение позволяет определить предельные значения коэффициента подавления.

Процессы подавления возмущающего воздействия  $\Delta_f(t)$  с таким регулятором иллюстрируются ЛАЧХ, показанными на рис. 5.2, б. ЛАЧХ разомкнутого контура  $L_p$  соответствует желаемой ЛАЧХ. ЛАЧХ замкнутого контура  $L_\Phi(\bar{\nu}) = 20 \lg \Phi(j\bar{\nu})$  для рассматриваемого случая представляет собой полосовой фильтр с крутизной +40 дБ/дек низкочастотного участка характеристики, что позволяет при несовпадении полосы «прозрачности»  $\Phi(j\bar{\nu})$  с частотным диапазоном помех осуществить эффективное их подавление. Коэффициент подавления или зависимость  $K_{pf}$  от постоянной времени регулятора и угла регулирования вентилей иллюстрируется рис. 5.3, а.

2. Инерционный регулятор с передаточной функцией

$$W_p(p) = \frac{K}{T_1 p + 1} \frac{K}{T_1} \frac{1}{p + 1/T_1}.$$

Для этого типа регулятора

$$\sigma_{fd}^2 = \frac{\sigma_{f_{вх}}^2 K_{в} K_{м} \left[ (1 - d_1)^2 (1 - d) \left( \frac{T_m}{T_1} K_{к} F - d_1 + 1 \right) + (1 + d) (1 - d_1)^2 \left( \frac{T_m}{T_1} K_{к} F + d_1 + 1 \right) \right]}{2 \left[ \left( \frac{T_m}{T_1} K_{к} F + 1 \right)^2 - d_1^2 \right] \left( \frac{T_m}{T_1} K_{к} F + 1 - d d_1 \right)}.$$

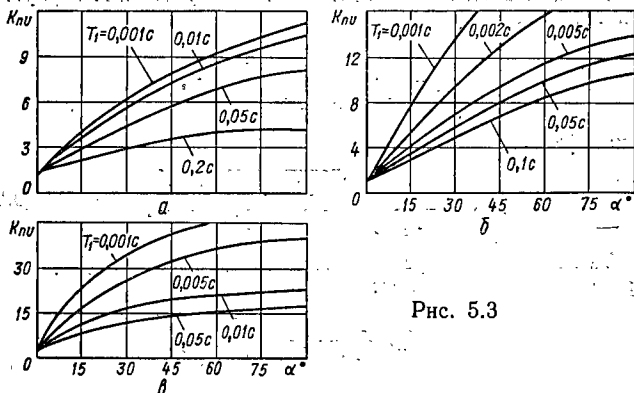


Рис. 5.3

Используя принятые выше упрощения, справедливые для случая, когда  $T_l \gg T_m$ , и выражение для определения  $\sigma_{fd}^2$  в разомкнутой структуре, находим

$$K_{нв} = \sqrt{\frac{[2 + T_m (K_{к} F - 1)/T_1] (1 + K_{к} F) \times \times (1 + K_{к} F + \alpha_f T_1)}{\alpha_f T_1 (2 - T_m/T_1) (1 + K_{к} F) + + [2 + T_m (K_{к} F - 1)/T_1]}}.$$

Зависимость  $K_{нв}$  от постоянной времени регулятора и угла регулирования вентилей изображена на рис. 5.3, б.

3. Пропорционально-интегральный (ПИ-) регулятор с передаточной функцией

$$W_p(p) = \frac{1}{T_I p} + K_p.$$

Используя приведенную выше последовательность операций, находим

$$\sigma_{fd}^2 = \frac{\sigma_{f_{вх}}^2 K_M^2 K_B^2}{(1+d) \left( 2K_K F + 2 + \frac{T_m}{T_I} K_B K_{CY} F \right) \times \left( K_K T_m \alpha_f F + \alpha_f T_m + \frac{T_m}{T_I} K_B K_{CY} F \right)}.$$

С учетом принятых допущений

$$\sigma_{fd}^2 = \frac{\sigma_{f_{вх}}^2 K_B^2 K_M^2}{(1 + K_K F) (1 + K_K F + F K_{CY} K_B / \alpha_f T_I)}.$$

Коэффициент подавления замкнутого контура

$$K_{пф} = \sqrt{(1 + K_K F) \left( 1 + K_K F + \frac{K_B K_{CY} F}{\alpha_f T_I} \right)}.$$

Рис. 5.3, в иллюстрирует зависимость коэффициента подавления от параметров регулятора и угла регулирования вентилей преобразователя  $\alpha$ .

Сравнивая выражения для  $K_{пф}$ , полученные для рассматриваемых регуляторов, и рис. 5.1—5.3, находим, что наибольший эффект подавления наблюдается, если применяется астатический регулятор второго порядка. Смещение частоты среза ЛАЧХ регулятора в область высших частот в пределах диапазона устойчивой работы преобразователя приводит к возрастанию коэффициента подавления. Это свойство является характерным для всех типов регуляторов, поэтому применительно к высокоточным вентильным системам параметры регуляторов и их тип должны выбираться исходя из комплекса требований, обус-

ловленных как требуемыми статическими, так и динамическими показателями.

Штриховые линии (рис. 5.1, 5.3) иллюстрируют эффективность подавления возмущения  $\Lambda_f(t)$  в преобразователе с равноинтервальной СУ. Равноинтервальные СУ повышают уровень симметрии управляющих импульсов при несимметрии питающей сети. Однако преобразователи с СУ такого типа подавляют возмущающее воздействие  $\Lambda_f(t)$ , обусловленное колебаниями частоты, в меньшей степени. Объясняется это более низкой частотой квантования ключа  $T_m$  в ветви поступления возмущения  $\Lambda_f$ .

## 5.2. Влияние колебаний напряжения

Трудность определения передаточной функции замкнутой системы (рис. 5.4, а) [6] в виде формул (5.6) или (5.7), усложнит нахождение общих выражений для определения эффективности подавления возмущений  $\Lambda_U(t)$ . Для упрощения решения задачи введем во входную цепь фиктивный ключ с периодом квантования  $T_m$  (рис. 5.4, б). Высокая частота квантования ключа по сравнению с верхней граничной частотой частотного спектра  $\Lambda_U(t)$  позволяет обеспечить минимальную вносимую погрешность и одновременно существенно упростить математические выкладки и получить необходимые практические результаты.

Динамические модели УВ с асинхронными СУ показаны на рис. 5.4, в, г. Точка приложения возмущения, вызванного колебаниями напряжения питающей сети, соответствует выходу УВ. Аналогично во входную цепь модели введем фиктивный ключ с периодом квантования  $T_m$ .

Рассмотрим особенности подавления возмущения, обусловленного колебаниями напряжения, в замкнутой вентильной структуре.

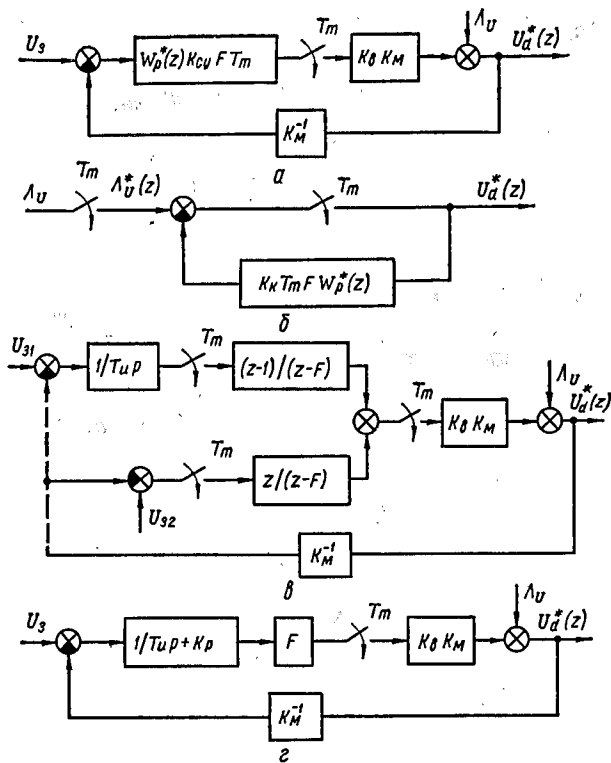


Рис. 5.4

Как отмечено в гл. 4, колебания сетевых напряжений имеют сложный характер и описываются корреляционной функцией вида (4.22). Спектральная плотность  $\Lambda_U(t)$  имеет вид

$$G(\omega) = \frac{\sigma_U^2 \alpha_U}{\pi} \frac{\sigma_U^2 + \beta^2 + \omega^2}{[\alpha_U^2 + (\beta - \omega)^2] [\alpha_U^2 + (\beta + \omega)^2]}. \quad (5.22)$$

Корреляционная функция дискретного процесса, соответствующего выражению (5.22), имеет вид

$$R(nT_m) = R(0) e^{-\alpha_U(nT_m)} \cos \beta nT_m. \quad (5.23)$$

Используя  $z$ -преобразование, находим

$$R^*(z) = R(0) \frac{z^2 - ze^{-\alpha_U T_m} \cos \beta T_m}{z^2 - 2ze^{-\alpha_U T_m} \cos \beta T_m + e^{-2\alpha_U T_m}};$$

$$R^*(z^{-1}) = R(0) \frac{1 - ze^{-\alpha_U T_m} \cos \beta T_m}{1 - 2ze^{-\alpha_U T_m} \cos \beta T_m + e^{-2\alpha_U T_m} z^2}.$$

Воспользовавшись формулой (5.3), найдем

$$G_{\text{вх}}^*(z) = R(0) \frac{c_1 z^3 + c_0 z^2 + c_1 z}{a_2 z^4 + a_1 z^3 + a_0 z^2 + a_1 z + a_2},$$

где

$$c_1 = e^{-\alpha_U T_m} (e^{-2\alpha_U T_m} - 1) \cos \beta T_m;$$

$$c_0 = 1 - 4e^{-\alpha_U T_m}; \quad a_2 = e^{-2\alpha_U T_m};$$

$$a_1 = -2e^{-\alpha_U T_m} (1 + e^{-2\alpha_U T_m}) \cos \beta T_m;$$

$$a_0 = 1 + 4e^{-2\alpha_U T_m} \cos^2 \beta T_m + e^{-4\alpha_U T_m}.$$

Спектральная плотность  $\Lambda_U(t)$  в области относительной псевдочастоты  $v$  имеет вид

$$G_{\text{вх}}^*(v) = R(0) \frac{v^4 (c_0 - 2c_1) - 2v^2 + c_0 + 2c_1}{v^4 (2a_2 - 2a_1 + a_0) + v^2 (2b_0 - 12b_2) + 2(b_2 + b_1) + b_0}.$$

Дискретная передаточная функция замкнутой системы с инерционным регулятором

$$\Phi_U^*(z) = \frac{z - d}{z \left( 1 + K_R F \frac{T_m}{T_1} \right) - d},$$

где  $d = e^{-T_m/T_1}$ .



Воспользовавшись формулой (5.9), после преобразований найдем дисперсию выпрямленного напряжения, обусловленную колебаниями напряжений питающей сети

$$\sigma_{U_d}^2 = \sigma_{U_{BX}}^2 \frac{(1 + K_K F) [1 + (\alpha_U^2 + \beta_U^2) T_1^2 + \alpha_U T_1 (1 + K_K F)] + \alpha_U T_1}{(1 + K_K F)^2 [(\alpha_U^2 + \beta_U^2) T_1^2 + 2\alpha_U T_1 \times \\ \times (1 + K_K F) + (1 + K_K F)^2]}$$

Коэффициент подавления возмущения  $\Lambda_U(f)$

$$K_{пУ} = \sqrt{\frac{(1 + K_K F) [(1 + K_K F)^2 + (\alpha_U^2 + \beta_U^2) T_1^2 + 2\alpha_U T_1 (1 + K_K F)]}{(1 + K_K F) [1 + (\alpha_U^2 + \beta_U^2) T_1^2 + \alpha_U T_1 (1 + K_K F)] + \alpha_U T_1}} \quad (5.24)$$

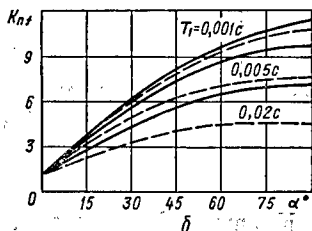
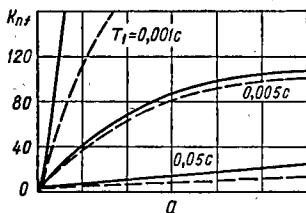


Рис. 5.5

Расчеты, выполненные по выражению (5.24) для различных значений  $\alpha$  и  $T_1$ , показаны на рис. 5.5, а. Характер кривых соответствует аналогичным кривым, рассчитанным для случая, когда действующее в системе возмущение обусловлено колебаниями частоты.

Отметим, что кривые, соответствующие рис. 5.5, а, рассчитаны для максимальных значений параметров корреляционной функции (5.23) соответствующих  $\alpha_U = 3,91 \text{ с}^{-1}$  и  $\beta = 6,72 \text{ с}^{-1}$ . Поэтому для других значений этих параметров величины  $K_{\Pi}$  будут иметь большие значения.

Выполняя аналогичные преобразования для пропорционально-интегрального регулятора, находим

$$\sigma_d^2 = \frac{\sigma_U^2 [(\sigma_U^2 + \beta^2)(1 + K_K F) + \alpha_U K_{CY} K_B F / T_1]}{(1 + K_K F) \left[ (\alpha_U^2 + \beta^2)(1 + K_K F)^2 + \left( \frac{K_{CY} K_B F}{T_1} \right)^2 + 2\alpha_U (1 + K_K F) \frac{K_{CY} F}{T_1} \right]}$$

$$K_{\Pi U} = \sqrt{\frac{(1 + K_K F) \left[ (\alpha_U^2 + \beta^2)(1 + K_K F)^2 \left( \frac{F K_{CY} K_B}{T_1} \right)^2 + 2\alpha_U (1 + K_K F) \frac{K_{CY} F}{T_1} \right] + \frac{K_{CY} K_B F}{T_1}}{(\alpha_U^2 + \beta^2)(1 + K_K F) + \alpha_U \frac{K_{CY} K_B F}{T_1}}}$$

(5.25)

Кривые  $K_{\Pi U}$ , рассчитанные по формуле (5.25), показаны на рис. 5.5, б и рассчитаны для тех же значений  $\alpha_U$  и  $\beta$ .

**Пример.** Рассчитаем  $K_{\Pi}$  для УВ с асинхронной СУ, показанной на рис. 5.4, в. Коэффициенты подавления  $\Lambda_U(t)$

для СУ с интегральным типом регулятора (управление по каналу I)

$$K_{\Pi I U} = \sqrt{\frac{\alpha_U^2 + \beta^2 + F K_K^2 / T_{\Pi}^2 + 2\alpha_U K_K T_{\Pi}}{\alpha_U^2 + \beta^2 + \alpha_U K_K F / T_{\Pi}}}$$

для СУ с инерционным типом регулятора (управление по каналу II)

$$K_{п2U} = \sqrt{\frac{(1 + K_K K_B F) [(1 + K_K K_B F)^2 + (\alpha_U^2 + \beta^2) T_F^2 + 2\alpha_U (1 + K_K K_B F) T_F]}{(1 + K_K K_B F) [1 + (\alpha_U^2 + \beta^2) T_F^2 + \alpha_U (1 + K_K K_B F) T_F] + \alpha_U T_F}} \quad (5.26)$$

Для управляемого выпрямителя с асинхронной СУ, показанной на рис. 5.4, з, коэффициент подавления

$$K_{пU} = \sqrt{\frac{(1 + K K_B F)^3 (\alpha_U^2 + \beta^2) + (1 + K_K K_B F) \times [(K_B F / T_H)^2 + 2\alpha_U K_B F (1 + K_K K_B F) / T_H]}{(\alpha_U^2 + \beta^2) (1 + K_B K_K F) + \alpha_U K_B F / T_H}}$$

Для интегрального типа регулятора зависимости  $K_{пU} = f(\alpha)$  при различных постоянных времени показаны на рис. 5.5, в.

Из выражений (5.25) и (5.26) следует, что УВ с синхронной и асинхронной СУ в одинаковой степени подавляют колебания напряжений питающей сети. Коэффициент подавления  $K_{пU}$  будет зависеть только от типа регулятора. С повышением астатизма регулятора коэффициент подавления будет увеличиваться. Из рис. 5.5, а — в видно, что без применения специальных мер невозможно обеспечить низкий уровень пульсации выпрямленного напряжения, обусловленного колебаниями напряжений сети.

### 5.3. Управление с компенсацией низкочастотных гармоник

Структуры СУ, в которых решаются задачи компенсации низкочастотных возмущений сети параметрическими способами, относятся к инвариантным [14]. Один из принципов управления, положенный в основу инвариантных СУ, основывается на использовании участков синусоид сети в качестве опорного

напряжения фазосдвигающих устройств и развивается в настоящее время [11].

Однако наибольший интерес представляют инвариантные СУ, в которых опорный сигнал формируется из синусоид питающего напряжения путем их интегрирования на определенных участках [1; 2],

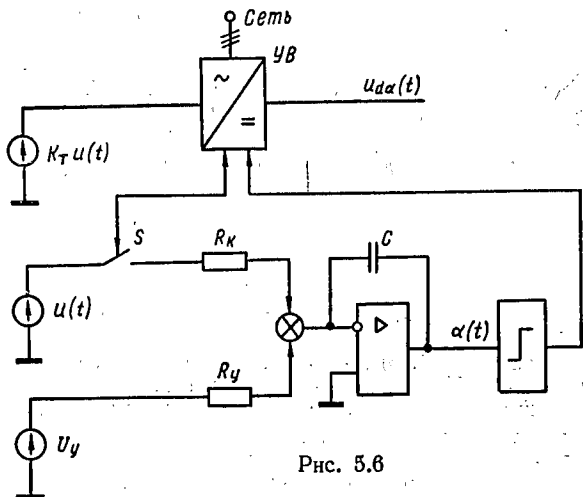


Рис. 5.6

так как в структурах такого типа обеспечивается большая помехоустойчивость УВ.

На рис. 5.6 показан один из вариантов такой СУ. Алгоритм ее работы описывается уравнением [14]

$$\frac{K_T}{R_K} \int_0^{\alpha} u(\omega_0 t) d\omega_0 t - \frac{1}{R_y} \int_0^{T^m} u_y(t) d\omega_0 t = 0, \quad (5.27)$$

где  $u_y(t)$  — текущее значение управляющего напряжения.

При переходе к среднему значению выпрямленного напряжения выражение (5.27) преобразуется к

виду

$$U_{d\alpha} = \frac{m}{2\pi} \frac{U_y R_K}{R_y K_T}, \quad (5.28)$$

где  $K_T$  — масштабный коэффициент.

Таким образом, из выражения (5.28) следует, что  $U_{d\alpha}$  не зависит от напряжений фаз питающей сети. Физически это объясняется тем, что при использовании участков напряжений сети в качестве развертывающих при колебании их амплитуд одновременно будет изменяться и угол регулирования  $\alpha$ . При этом изменение  $\alpha$  будет происходить таким образом, что среднее значение  $U_d$  останется неизменным.

Более перспективным является алгоритм управления следующего вида [1]:

$$bU_m \int_0^{\alpha} \sin \omega_0 t d\omega_0 t = U_0 - U_y. \quad (5.29)$$

Если в качестве базового напряжения выбрать амплитуду фазы выпрямляемого напряжения  $U_0 = bU_m$ , то после преобразований находим

$$\cos \alpha = \frac{U_y}{bU_m}, \quad (5.30)$$

где  $b$  — масштабный коэффициент.

Выражение (5.30) и дает условие инвариантности среднего значения выпрямленного напряжения к колебаниям амплитуд напряжений питающей сети

$$U_{d\alpha} = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \frac{1}{b} U_y. \quad (5.31)$$

Структурная схема одного канала трехканальной СУ, реализующей алгоритм (5.29), изображена на рис. 5.7.

Выпрямителем, выполненным на диодах  $VD1...VD4$ , формируются полупериоды напряжения сети,

которые интегрируются интегратором, выполненным на  $DA1$  в интервале  $0 \dots \alpha$ . В момент равенства выходного напряжения интегратора напряжению  $U_0 - U_y$ , подаваемому на второй вход компаратора  $DA2$ , формируется импульс, обнуляющий интегратор и поддерживающий его в таком состоянии до появления следующей полуволны напряжения сети. К началу следующей полуволны формирователь  $\Phi И$  подготавливает

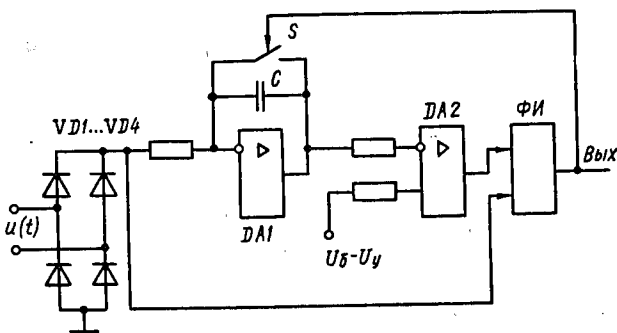


Рис. 5.7

ливает интегратор к работе с нулевыми начальными условиями.

При несимметричной системе питающих напряжений углы регулирования  $\alpha_{AB}$ ,  $\alpha_{BC}$ ,  $\alpha_{CA}$  (рис. 5.8) вентилях изменяются в зависимости от амплитуды включаемой фазы и их можно определить из выражений

$$\left. \begin{aligned} \cos \alpha_{BC} &= (bU_{AB} + U_y - U_0)/bU_{AB}; \\ \cos \alpha_{AB} &= (bU_{CA} + U_y - U_0)/bU_{CA}; \\ \cos \alpha_{CA} &= (bU_{BC} + U_y - U_0)/bU_{BC}. \end{aligned} \right\} \quad (5.32)$$

Для вычисления углов регулирования необходимо задаться величиной  $U_0$ , которая может быть про-

порциональна как одноименным с углами  $\alpha_{AB}$ ,  $\alpha_{BC}$ ,  $\alpha_{CA}$  амплитудам линейных напряжений, так и амплитудам предыдущих или последующих линейных напряжений. Возможны и комбинации других сочетаний, которые, однако, не должны нарушать условия инвариантности.

Используя для трехфазной мостовой схемы, питающейся симметричным напряжением, известное соотношение

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} U_I \cos \alpha,$$

из формул (5.32) найдем выражения (табл. 5.1) для определения углов регулирования вентилей. Для

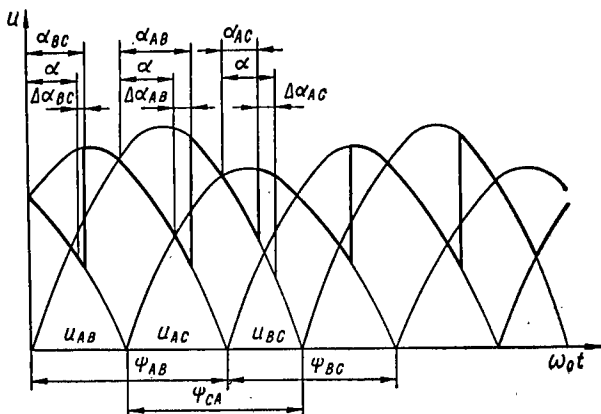


Рис. 5.8

этого примем в качестве базового напряжения амплитуду выпрямляемого ( $U_0 = U_i$ ), предыдущего ( $U_0 = U_{i-1}$ ) и последующего ( $U_0 = U_{i+1}$ ) линейных напряжений.

Таблица 5.1

Вычисляемые углы регулирования	Базовые напряжения		
	$U_6 = U_i$	$U_6 = U_{i-1}$	$U_6 = U_{i+1}$
$\cos \alpha_{BC}$	$\frac{U_i}{U_{AB}} \times \cos \alpha$	$\frac{U_i \cos \alpha + U_{AB} - U_{BC}}{U_{AB}}$	$\frac{U_i \cos \alpha + U_{AB} - U_{CA}}{U_{AB}}$
$\cos \alpha_{AB}$	$\frac{U_i}{U_{CA}} \times \cos \alpha$	$\frac{U_i \cos \alpha + U_{AC} - U_{AB}}{U_{CA}}$	$\frac{U_i \cos \alpha + U_{AC} - U_{BC}}{U_{CA}}$
$\cos \alpha_{CA}$	$\frac{U_i}{U_{BC}} \times \cos \alpha$	$\frac{U_i \cos \alpha + U_{BC} - U_{CA}}{U_{BC}}$	$\frac{U_i \cos \alpha + U_{BC} - U_{AB}}{U_{BC}}$

Комплексная амплитуда  $n$ -й гармоники в соответствии с рис. 5.8.

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_n = \frac{2j}{\pi} & \left[ - \int_{\alpha_{BC}}^{\pi - \psi_{CA} + \alpha_{AB}} U_{BC} \sin(\omega_0 t - \psi_{AB}) e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t + \right. \\
 & + \int_{\pi - \psi_{CA} + \alpha_{AB}}^{\psi_{AB} + \alpha_{AC}} U_{AB} \sin \omega_0 t e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t - \\
 & \left. - \int_{\psi_{AB} + \alpha_{AC}}^{\pi + \alpha_{BC}} U_{CA} \sin(\omega_0 t + \psi_{CA}) e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t \right] = \\
 & = U_{AB} e^{-jn\alpha_{BC}} \left( \frac{e^{-j\alpha_{BC}}}{n+1} - \frac{e^{j\alpha_{BC}}}{n-1} \right) +
 \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
& + U_{BC} e^{-j\psi_{AB}} e^{-j(n-1)\psi_{AB}} e^{-jn\alpha_{AC}} \left( \frac{e^{-j\alpha_{AC}}}{n+1} - \frac{e^{j\alpha_{AC}}}{n-1} \right) + \\
& + U_{CA} e^{j\psi_{CA}} e^{j(n-1)\psi_{CA}} e^{-jn\alpha_{AB}} \left( \frac{e^{-j\alpha_{AB}}}{n+1} - \frac{e^{j\alpha_{AB}}}{n-1} \right). \quad (5.33)
\end{aligned}$$

Связь между  $U_m$  с параметрами несимметрии устанавливается следующими соотношениями [14]

$$\left. \begin{aligned}
U_{AB} &= U_I \sqrt{1 + \varepsilon^2 + 2\varepsilon \cos \Delta\psi} \approx \\
&\approx U_I (1 + \varepsilon \cos \Delta\psi); \\
U_{BC} &= U_I \sqrt{1 + \varepsilon^2 + 2\varepsilon \cos \left( \Delta\psi - \frac{2\pi}{3} \right)} \approx \\
&\approx U_I \left[ 1 + \varepsilon \cos \left( \Delta\psi - \frac{2\pi}{3} \right) \right]; \\
U_{CA} &= U_I \sqrt{1 + \varepsilon^2 + 2\varepsilon \cos \left( \Delta\psi + \frac{2\pi}{3} \right)} \approx \\
&\approx U_I \left[ 1 + \varepsilon \cos \left( \Delta\psi + \frac{2\pi}{3} \right) \right].
\end{aligned} \right\} \quad (5.34)$$

Используя соотношения для треугольника линейных напряжений

$$\frac{U_{AB}}{\sin \psi_{BC}} = \frac{U_{BC}}{\sin \psi_{CA}} = \frac{U_{CA}}{\sin \psi_{AB}}$$

и формулы (5.34), после ряда преобразований находим

$$\left. \begin{aligned}
\varepsilon \sin \Delta\psi &= \frac{1}{3} (\psi_{AB} - \psi_{CA}); \\
\varepsilon \cos \Delta\psi &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left( \frac{2\pi}{3} - \psi_{BC} \right),
\end{aligned} \right\} \quad (5.35)$$

или, используя замену  $\psi_i = \frac{2\pi}{3} + \Delta\psi_i$ , формулу

(5.35) представим в виде

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon \sin \Delta\psi &= \frac{1}{3} (\Delta\psi_{AB} - \Delta\psi_{CA}); \\ \varepsilon \cos \Delta\psi &= -\frac{1}{\sqrt{3}} \Delta\psi_{BC}. \end{aligned} \right\} \quad (5.36)$$

Выполним в табл. 5.1 замену  $\alpha_i = \alpha + \Delta\alpha_i$  и с учетом формул (5.34) и (5.36) установим связь между  $\Delta\alpha_i$  и  $\Delta\psi_i$ . Результаты преобразований сведены в табл. 5.2.

Таблица 5.2

Вычисляемые приращения углов	Приращение углов регулирования		
	$U_6 = U_i$	$U_6 = U_{i-1}$	$U_6 = U_{i+1}$
$\Delta\alpha_{AB}$	$-\frac{\Delta\psi_{AB}}{\sqrt{3}} \times \operatorname{ctg} \alpha$	$\frac{-1}{\sqrt{3} \sin \alpha} (\Delta\psi_{BC} - \Delta\psi_{AB})$	$\frac{-1}{\sqrt{3} \sin \alpha} \times (\Delta\psi_{CA} - \Delta\psi_{AB})$
$\Delta\alpha_{BC}$	$-\frac{\Delta\psi_{BC}}{\sqrt{3}} \times \operatorname{ctg} \alpha$	$\frac{-1}{\sqrt{3} \sin \alpha} (\Delta\psi_{CA} - \Delta\psi_{BC})$	$\frac{-1}{\sqrt{3} \sin \alpha} \times (\Delta\psi_{AB} - \Delta\psi_{BC})$
$\Delta\alpha_{CA}$	$-\frac{\Delta\psi_{CA}}{\sqrt{3}} \times \operatorname{ctg} \alpha$	$\frac{-1}{\sqrt{3} \sin \alpha} \times (\Delta\psi_{AB} - \Delta\psi_{CA})$	$\frac{-1}{\sqrt{3} \sin \alpha} \times (\Delta\psi_{BC} - \Delta\psi_{CA})$

Результаты табл. 5.2 позволяют осуществить дальнейшее преобразование выражения (5.33), которое после подстановки в него углов  $\alpha_i = \alpha + \Delta\alpha_i$  и  $\psi_i = \frac{2\pi}{3} + \Delta\psi_i$ , ряда преобразований можно пред-

ставить в виде

$$U_n = \frac{\pi}{j} = - \frac{e^{-j(n-1)\alpha}}{n-1} \dot{U}_{II} (1 + a^{n+1} + a^{2n-1}) - \\ - \dot{U}_I e^{-jn\alpha} 2 \sin \alpha [F(\Delta\alpha) + F(\Delta\psi)], \quad (5.37)$$

где  $F(\Delta\alpha) = \Delta\alpha_{BC} + a^n \Delta\alpha_{AB} + a^{2n} \Delta\alpha_{AC}$ ;  $F(\Delta\psi) = a^{2n} \Delta\psi_{AB} - a^n \Delta\psi_{CA}$ .

Из выражения (5.37) следует, что неканонические гармоники выпрямленного напряжения определяются тремя составляющими.

Первая составляющая определяется обратной последовательностью напряжений питающей сети и не зависит от среднего значения углов регулирования  $\alpha$ . Для гармоники порядка  $n = 2$  относительное значение амплитуды

$$U_{I(n=2)}^* = -e e^{j(\Delta\psi - \alpha)}. \quad (5.38)$$

Гармоники порядка  $n = 4, 6$  этой составляющей не возбуждаются. Вторая составляющая возбуждается прямой последовательностью питающих напряжений  $U_1$  за счет разброса углов регулирования ветвей  $\Delta\alpha_i$ . Величина этой составляющей определяется параметром  $F(\Delta\alpha_i)$ , значения которого для трех способов формирования базового напряжения приведены в табл. 5.3. Третья составляющая также возбуждается прямой последовательностью  $U_1$  и обусловлена разбросами в фазовых сдвигах питающих напряжений  $\Delta\psi_i$ . Обе эти составляющие зависят от угла  $\alpha$ , а результирующее значение  $U_n^*$  определяется взаимодействием всех составляющих (табл. 5.3).

Из формул (5.37), (5.38) и табл. 5.3 следует, что относительная амплитуда неканонической гармоники  $U_{n=2}^* = 2e e^{j(\Delta\psi - \alpha)}$  при первом способе формирования базового напряжения равна удвоенному значению коэффициента несимметрии и не зависит от угла  $\alpha$ .

Таблица 5.3

Вычисляе- мые функции	Значения функций		
	$U_6 = U_i$	$U_6 = U_{i-1}$	$U_6 = U_{i+1}$
$F(\Delta\alpha_k)_{n=2}$	$\frac{3}{2} E_I \epsilon e^{j\Delta\psi} \operatorname{ctg} \alpha$	$\frac{3\sqrt{3}}{4 \sin \alpha} E_I \epsilon e^{j\Delta\psi} \times$ $\times (\sqrt{3} + j)$	$\frac{3\sqrt{3}}{4 \sin \alpha} \times$ $\times E_I \epsilon e^{j\Delta\psi} \times$ $\times (\sqrt{3} - j)$
$F(\Delta\psi_k)_{n=2}$	$\frac{3j}{2} E_I \epsilon e^{j\Delta\psi}$	$\frac{3j}{2} E_I \epsilon e^{j\Delta\psi}$	$\frac{3j}{2} E_I \epsilon e^{j\Delta\psi}$

Этот факт объясняется тем, что в соответствии с алгоритмом работы для обеспечения инвариантности выпрямленного напряжения к несимметрии формируются корректирующие углы  $\Delta\alpha_i$ , длительности которых связаны со средним углом  $\alpha$  функциональными зависимостями

$$\left. \begin{aligned} \Delta\alpha_{AB} &= \epsilon \cos\left(\Delta\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \operatorname{ctg} \alpha; \\ \Delta\alpha_{BC} &= \epsilon \cos \Delta\psi \operatorname{ctg} \alpha; \\ \Delta\alpha_{CA} &= \epsilon \cos\left(\Delta\psi + \frac{\pi}{3}\right) \operatorname{ctg} \alpha. \end{aligned} \right\} \quad (5.39)$$

Зависимости (5.39) позволяют установить требуемый запас регулирования по углу при несимметрии напряжений сети для обеспечения работы алгоритма (5.29).

Второй и третий способы формирования базового напряжения фактически идентичны. Их отличие от первого состоит в том, что после суммирования указанных составляющих неканонической гармоники в

соответствии с табл. 5.3 амплитуда ее будет состоять из двух частей. Первая часть, не зависящая от  $\alpha$ , имеет относительное значение  $U_{In=2}^* = 2\varepsilon$ , а вторая часть зависит от  $\alpha$  в соответствии с формулой

$$U_{In=2}^* = \varepsilon \sin \alpha \exp j(\Delta\psi - 2\alpha).$$

Вследствие этого для второго и третьего способов формирования базового напряжения результирующее значение амплитуды неканонической гармоники будет превышать  $2\varepsilon$ .

В то же время уравнения типа (5.39), получаемые из выражения (5.35) и табл. 5.2, зависят от  $\alpha$  и определяются функцией вида  $1/\sin \alpha$ .

Таким образом, предложенный алгоритм позволяет обеспечить теоретически полную инвариантность выпрямленного напряжения к колебаниям амплитуд напряжений питающей сети. Однако с точки зрения неканонических гармоник, обусловленных несимметрией питающей сети, предлагаемый алгоритм не имеет преимуществ перед алгоритмом, обеспечивающим равноинтервальный принцип формирования управляющих импульсов. В то же время применение способа синхронизации, при котором в СУ интегрируется выпрямленное напряжение, позволяет обеспечить стабильность амплитуды неканонической гармоники и линейную зависимость ее фазы от угла  $\alpha$ , что существенно упрощает задачи подавления гармоник.

Следует отметить, что на практике рассмотренные алгоритмы не обеспечивают полную инвариантность  $U_{d\alpha}$  к колебаниям амплитуд напряжений питающей сети, однако реальный коэффициент подавления возмущений  $\Lambda_U(f)$  достигает 20...50 единиц. Опыт эксплуатации таких СУ показал, что  $K_{СУ}$  зависит от точности интегрирования участков сетевых напряжений, которая, в свою очередь, зависит от коэффициента

гармоник  $K_r$  и способа интегрирования. Установлено, что при  $K_r \leq 5\%$   $K_{СУ}$  достигает 20...30 единиц, однако при  $K_r \geq 10\%$  эффективность таких СУ в подавлении низкочастотных возмущений сети резко снижается.

#### 5.4. Подавление возмущений в структурах с широтно-импульсными преобразователями

Высокая частота коммутации ШИП открывает широкие возможности в подавлении возмущений сети, поступающих в выходной параметр системы электро-

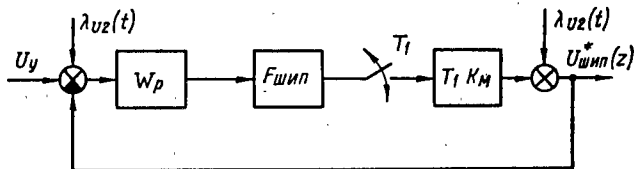


Рис. 5.9

питания. Импульсная динамическая модель замкнутой структуры с ШИП, справедливая для малых управляющих и возмущающих воздействий, соответствует рис. 5.9. В отличие от аналогичной модели УВ она проще, а фактор пульсации вычисляется по формуле [13]

$$F_{\text{шип}}^{-1} = 1 + \left[ \frac{du_{\text{шип}}^*(t)}{dt} \right]_{t=0-},$$

$$\text{где } \left[ \frac{du_{\text{шип}}^*(t)}{dt} \right]_{t=0-} = \frac{2\omega_1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} B(k\omega_1) \sin kS\pi \sin \beta(k\omega_1);$$

$$B(k\omega_1) = \text{mod } W_p(jk\omega_1); \quad B(k\omega_1) = -\arg W_p(jk\omega_1).$$

Рассмотрим основные способы подавления внешних возмущений в структурах с ШИП.

**Фильтрующие свойства замкнутой структуры ШИП с линейным непрерывным регулятором.** По методике, изложенной в параграфах 5.1, 5.2, определены значения коэффициентов фильтрации отдельных гармоник, поступающих в выходное напряжение ШИП от предвключенного выпрямителя. На рис. 5.10, *а — г* показаны графики коэффициентов фильтрации  $q_n$  при применении интегрального регулятора с передаточной функцией  $W_p(p) = 1/T_p p$  (рис. 5.10, *а*), апериодического — с  $W_p(p) = K_p/(T_p p + 1)$  (рис. 5.10, *б*); двойного апериодического — с  $W_p(p) = K_p/(T_p p + 1)(T_2 p + 1)$  (рис. 5.10, *в, г*).

Характерно увеличение коэффициента фильтрации как при повышении частоты коммутации ключевого элемента, так и при уменьшении постоянных времени регуляторов. Применение избирательных обратных связей для подавления отдельных гармоник [4; 15] имеет те же особенности, что и в управляемых выпрямителях [12; 15]. Единственное отличие заключается в том, что при достаточно высокой частоте  $\omega_1$  частота среза регуляторов внутреннего контура находится значительно выше частот гармоник  $\omega_n = 2\omega_0$  и  $\omega_n = m\omega_0$ , которые целесообразно подавлять избирательными обратными связями [4; 15]. Следовательно, параметры регулятора внутреннего контура выбираются безотносительно к избирательным обратным связям и ограничиваются лишь частотой коммутации ШИП. Во многих случаях одной стабилизирующей обратной связи с максимально смещенной вправо частотой среза оказывается достаточно для обеспечения требуемых технических характеристик замкнутых систем электропитания.

**Применение гибких обратных связей.** Одним из эффективных способов повышения качественных показателей импульсных регуляторов следует считать использование в них структур, обеспечивающих бес-

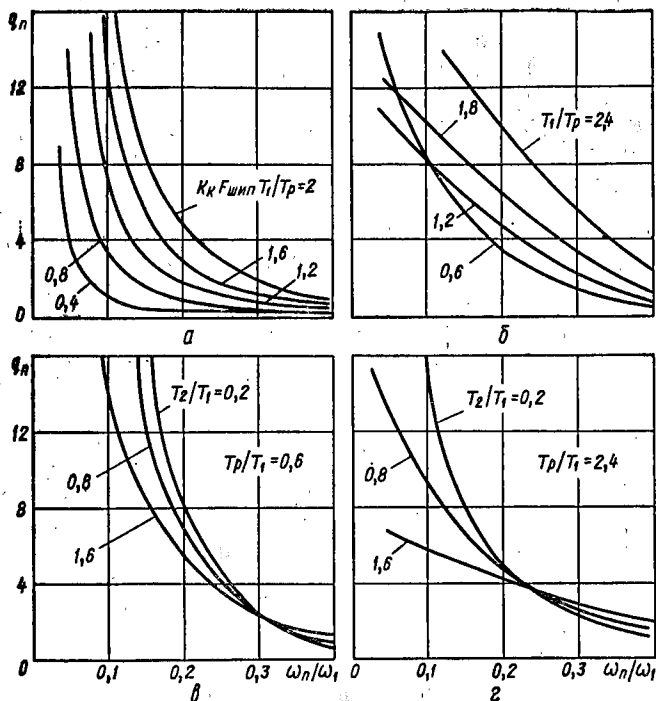


Рис. 5.10

конечно большой коэффициент усиления без потери устойчивости. Впервые такие структуры описал и исследовал профессор М. В. Мееров [7]. Сущность его метода заключается в том, что для стабилизации неустойчивой системы, имеющей большой коэффициент усиления  $K_k$ , охватывают звено с большим коэффициентом усиления гибкой отрицательной обратной связью. Система будет устойчива, если получающееся при этом вырожденное характеристическое урав-



нение удовлетворяет условиям устойчивости и выполняются некоторые дополнительные условия.

Как будет показано дальше, структурные преобразования сказываются на свойствах системы лишь в области низких и средних частот. В таком случае

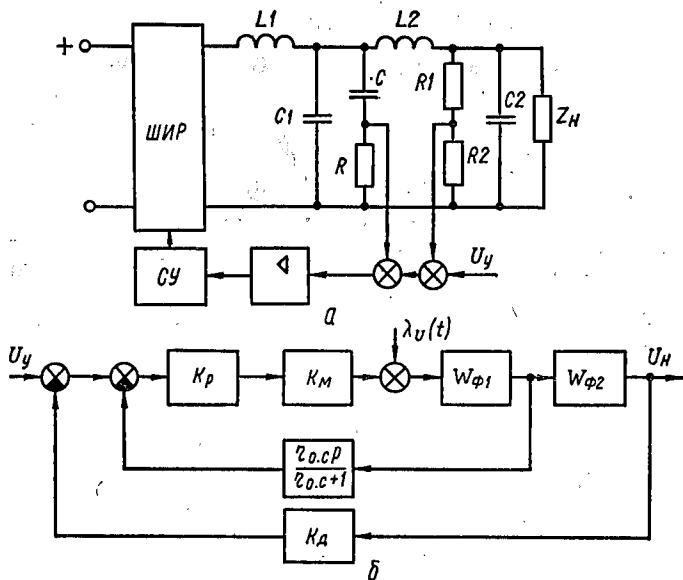


Рис. 5.11

при высокой частоте коммутации ШИП для исследования стабилизаторов напряжения с ШИМ можно использовать методы анализа непрерывных систем.

На рис. 5.11, а изображена принципиальная схема импульсного регулятора напряжения с двухзвенным выходным фильтром  $L1C1, L2C2$  и дополнительной гибкой отрицательной связью, сигнал которой снимается с делителя  $RC$ . На рис. 5.11, б приведена

структурная схема стабилизатора для области низких и средних частот, где ШИП вместе с системой управления можно заменить статическим коэффициентом передачи  $K_m$ . Характеристическое уравнение преобразователя для этого случая

$$(T_1 p + 1)^2 (T_2 p + 1)^2 (\tau_{o.c} p + 1) + K_p K_m \tau_{o.c} p (T_2 p + 1)^2 + K_p K_m K_d = 0, \quad (5.40)$$

где  $W_{\Phi 1}(p) = 1/(T_1 p + 1)^2$  и  $W_{\Phi 2}(p) = 1/(T_2 p + 1)^2$  — передаточные функции первого и второго звена фильтра соответственно;  $W_{o.c}(p) = \tau_{o.c} p / (\tau_{o.c} p + 1)$  — передаточная функция гибкой обратной связи  $\tau_{o.c} = RC$ ;  $K_d$  — коэффициент передачи датчика напряжения на резисторах  $R_1, R_2$ . Разделим почленно уравнение (5.40) на  $K_p K_m$  и введем обозначение  $M = (K_p K_m)^{-1}$ . Тогда, раскрыв скобки, получим

$$M = (B_0 p^5 + B_1 p^4 + B_2 p^3 + B_3 p^2 + B_4 p + B_5) + A_0 p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + A_3 = 0,$$

где  $B_0 = \tau_{o.c} T_1^2 T_2^2$ ;  $B_1 = T_1 T_2 [2\tau_{o.c} (T_1 + T_2) + T_1 T_2]$ ;  $B_2 = T_1^2 \tau_{o.c} + T_2^2 \tau_{o.c} + 2T_1 T_2^2 + 2T_1^2 T_2 + 4T_1 T_2 \tau_{o.c}$ ;  $B_3 = T_1^2 + T_2^2 + 2T_1 \tau_{o.c} + 4T_1 T_2$ ;  $B_4 = \tau_{o.c} + 2T_1 + 2T_2$ ;  $A_0 = \tau_{o.c} T_2^2$ ;  $A_1 = 2\tau_{o.c} T_2$ ;  $A_2 = \tau_{o.c} (1 + K_d)$ ;  $A_3 = K_d$ .

При значительном увеличении коэффициента  $K_p$  величина  $M$  стремится к нулю и характеристическое уравнение вырождается в

$$A_0 p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + A_3 = 0. \quad (5.41)$$

Согласно критерию Рауса — Гурвица [7], уравнение (5.41) устойчиво, если выполняются соотношения  $A_0 > 0$ ,  $A_1 > 0$ ,  $A_2 > 0$ ,  $A_3 > 0$ ,  $A_1 A_2 - A_0 A_3 > 0$  или для нашего случая  $\tau_{o.c} > K_d T_2 (2 + 2K_d)^{-1}$ . Учитывая, что  $K_d (K_d + 1)^{-1} < 1$ ,  $\tau_{o.c}$  нужно выбирать больше, чем  $0,5 T_2$ .

Дополнительные условия устойчивости мееровской структуры требуют, чтобы степень полинома  $N_2$ , умноженного на  $M$  в выражении (5.40), была менее чем на два больше степени последующего полинома  $N_1$ , т. е.  $N_2 - N_1 \leq 2$ . При  $N_2 - N_1 = 1$  дополнительное условие имеет вид  $A_0/B_0 > 0$ , а при  $N_2 - N_1 = 2$   $A_0/B_0 > 0$ ;  $B_1/B_0 - A_1/A_0 > 0$ .

Для рассматриваемого случая  $N_2 = 5$ ,  $N_1 = 3$  и дополнительные условия устойчивости  $1/T_2^2 > 0$ ,  $1/2 T_1 + 1/\tau_{0.c} > 0$  выполняются всегда.

Следовательно, при выборе параметров гибкой отрицательной обратной связи таким образом, что  $\tau_{0.c} > 0,5T_2$ , коэффициент  $K_p$  можно значительно увеличить без потери стабилизатором устойчивости. При этом можно получить теоретически бесконечный коэффициент стабилизации. Однако в реальных условиях сказывается влияние «малых постоянных времени» [7], в связи с чем  $q_n$  имеет конечную, но большую величину.

Логарифмические частотные характеристики ШИП с двухзвенным  $LC$ -фильтром показаны на рис. 5.12. Здесь обозначено  $L_{исх}$ ,  $\Phi_{исх}$  — ЛАЧХ и фазочастотные характеристики (ФЧХ) неохваченной части стабилизатора,  $L_{ск}$ ,  $\Phi_{ск}$  — ЛАЧХ и ФЧХ скорректированной по методу М. В. Меерова структуры при  $\tau_{0.c} = T_2$ .

ЛАЧХ ШИП с местной обратной связью определяется выражением  $L_{ск} = L_{исх} + L_{эkv}$ , где  $L_{эkv}$  — ЛАЧХ последовательного корректирующего звена, эквивалентного по своему действию местной отрицательной обратной связи, имеет вид

$$L_{эkv} = \begin{cases} 20 \lg [K_p K_m W_{\phi 1} (j\bar{\nu}) W_{0.c} (j\bar{\nu})]^{-1} & \text{при } \bar{\nu}_3 \leq \bar{\nu} \leq \bar{\nu}_4; \\ 0 & \text{при } \bar{\nu} < \bar{\nu}_3 = (K_y K_{ш\tau})^{-1} \bar{\nu} > \bar{\nu}_4. \end{cases}$$

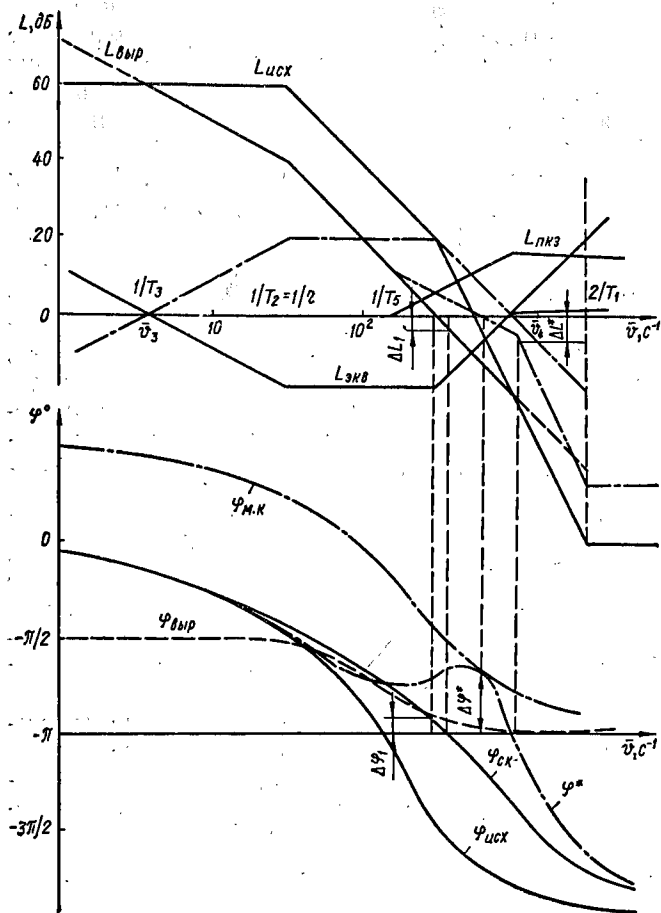


Рис. 5.12

Согласно логарифмическому критерию устойчивости, ШИП с контурным коэффициентом усиления  $K_k = 1000$ , скорректированный гибкой обратной связью, устойчив.

Выясним, чему соответствуют аналитические условия устойчивости (5.40), (5.41) системы с бесконечно большим коэффициентом усиления. Для этого построим ЛАЧХ, соответствующую «вырожденной» передаточной функции скорректированной разомкнутой системы

$$L_{\text{выр}} = 20 \lg \left[ \lim_{K_p K_m \rightarrow \infty} W_{\text{ск}}(j\bar{\nu}) \right] = 20 \lg [T_2 p (T_2 p + 1)]^{-1}.$$

ЛАЧХ и ФЧХ (рис. 5.12)  $L_{\text{выр}}$ ,  $\varphi_{\text{выр}}$  в области средних частот полностью совпадают с ЛАЧХ и ФЧХ скорректированной системы  $L_{\text{ск}}$ ,  $\varphi_{\text{ск}}$ , и, следовательно, их можно использовать для определения устойчивости всей структуры.

При анализе устойчивости системы с местной обратной связью необходимо проверить на устойчивость и местный контур. ЛАЧХ местного контура определяется согласно выражению  $L_{\text{м.к}} = 20 \lg [K_p K_m W_{\text{ф1}} \times (j\nu) W_{\text{о.с}}(j\nu)]$ .

По логарифмическому критерию устойчивости контур местной обратной связи устойчив, если в области псевдочастот, где  $L_{\text{м.к}} > 0$  ФЧХ  $\varphi_{\text{м.к}}$  не пересекает ось  $\varphi = -\pi$ . Это значит, что ФЧХ не должна иметь участки с наклоном более 40 дБ/дек или разность порядков знаменателя и числителя передаточной функции местного контура в разомкнутом состоянии не должна превышать двух. Данное требование при  $K_p K_m \rightarrow \infty$  соответствует дополнительному условию устойчивости мееровской структуры.

Все преобразования исходной ЛАЧХ происходят в области средних частот, поэтому при их описании можно использовать методы исследования непрерывных систем.

Как видно из рис. 5.12, импульсный стабилизатор с двухзвенным  $LC$ -фильтром, скорректированный по принципу профессора М. В. Меерова, хотя и устойчив, но обладает малыми запасами по амплитуде  $\Delta L_1 = 3$  дБ/дек и фазе  $\Delta \varphi_1 = 10^\circ$ . Вследствие этого стабилизатор обладает неудовлетворительным качеством переходного процесса. Для повышения запасов устойчивости и улучшения переходного процесса можно использовать последовательное корректирующее звено (ПКЗ) с передаточной функцией  $W_{\text{ПКЗ}}(p) = (T_5 p + 1) / (T_4 p + 1)$ , включив его во внешний контур стабилизатора (рис. 5.11, б).

Анализ ЛАЧХ и ФЧХ стабилизатора  $L^*$  и  $\varphi^*$  со звеном  $W_{\text{ПКЗ}}(p)$  (рис. 5.12) показывает, что запас устойчивости по амплитуде стал равен 8 дБ, по фазе —  $30^\circ$ , при этом стабилизатор обладает удовлетворительным качеством переходного процесса.

Таким образом, данный метод позволяет существенно повысить контурный коэффициент усиления, а следовательно, улучшить показатели качества выходного напряжения, однако при этом значительно увеличивается наибольшая постоянная времени, т. е. повышается запаздывание системы.

**Использование принципов комбинированного регулирования.** Принципы построения систем с комбинированным регулированием предполагают наличие двух каналов управления: по отклонению с помощью сигнала обратной связи и по возмущению с помощью сигналов специальных датчиков. Введение дополнительной компенсирующей связи по основному возмущению (низкочастотным колебаниям напряжений питающей сети) позволяет существенно повысить качество выходного напряжения ШИП. Структура стабилизатора, соответствующая рис. 5.13, удовлетворяет принципу двухканальности Петрова Б. Н. [5], поэтому в ней можно обеспечить инвариантность вы-

ходного параметра  $u_{\text{шип}}$  от основного возмущения  $\Delta U_1(t)$ , прикладываемого к выходу НВ.

Условие полной инвариантности  $u_{\text{шип}}$  от  $\Delta U_1$  для рассматриваемой структуры имеет вид

$$W_{\phi} S = W_{\text{д.п.}} K_M, \quad (5.42)$$

где  $W_{\text{д.п.}}$ ,  $W_{\phi}$  — передаточные функции датчика пульсаций и пассивного фильтра ПФ. В случае точного

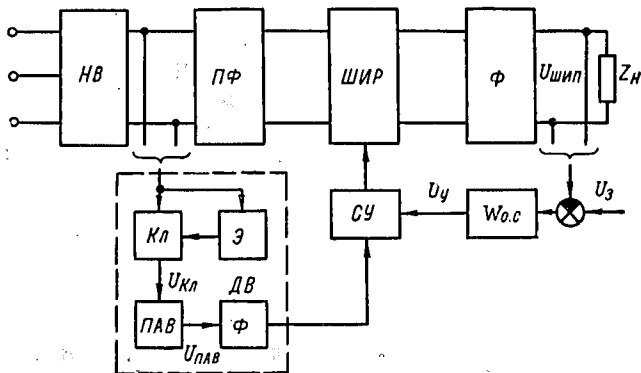


Рис. 5.13

выполнения равенства (5.42) в выходном напряжении ШИП полностью отсутствуют низкочастотные помехи. Для синтеза стабилизаторов и регуляторов с инвариантными свойствами применим метод ЛАЧХ. Так как введение компенсирующей связи не влияет на свойства основного контура, то при проектировании ШИП в первую очередь синтезируются элементы замкнутого контура, исходя из требований качества выходного напряжения без учета влияния основного возмущения и ограничений, обусловленных устойчивостью.

Для подавления низкочастотных возмущений сети в структурах комбинированного регулирования не-

обходимо иметь высокочувствительные и точные датчики. На рис. 5.13 приведен вариант построения такого датчика.

Принцип действия датчика возмущения ДВ, схема которого изображена на рис. 5.13, заключается в следующем. Выпрямленное напряжение неуправляемым выпрямителем НВ

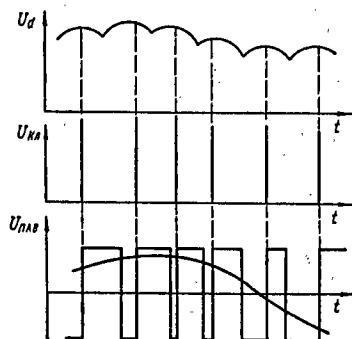


Рис. 5.14

поступает через ключ Кл и преобразователь амплитуда — время ПАВ на фильтр датчика Ф, причем ключ управляется экстрематором Э. При достижении выпрямленным напряжением максимума на каждом интервале дискретности экстрематор подает управляющий сигнал на ключ (рис. 5.14), на выходе которого появляется

импульс с амплитудой, равной выпрямленному напряжению в этот момент времени. При наличии низкочастотной составляющей последовательность импульсов будет модулированной по амплитуде. Преобразователь амплитуда — время преобразует модулированную последовательность в серию двухполярных импульсов с постоянной амплитудой и изменяющейся длительностью. На выходе фильтра будет сформирована низкочастотная составляющая возмущений питающих напряжений.

Описанный комплекс способов подавления возмущений в структурах с ШИП позволяет, благодаря высокой частоте коммутаций силовых ключей, обеспечить высокое качество выходных параметров вторичных систем электропитания. Выбор того или иного



способа или использование их комбинации определяется конкретными требованиями к системам электропитания.

## ГЛАВА 6

### НЕКАНОНИЧЕСКИЕ ГАРМОНИКИ ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

#### 6.1. Неканонические гармоники в системах с асинхронным управлением

В настоящее время сформировалось несколько основных алгоритмов управления УВ, реализуемых с помощью асинхронной СУ. Одним из первых, нашедших широкое применение, является алгоритм, обеспечивающий работу УВ в функции интеграла ошибки

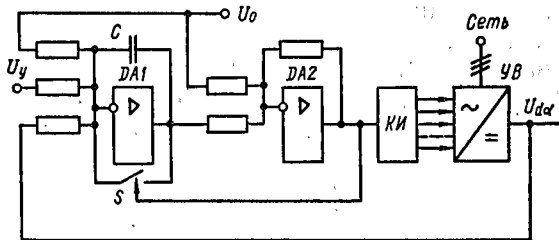


Рис. 6.1

с нулевыми начальными условиями на каждом интервале дискретности [6]. Он реализуется СУ, структура которой показана на рис. 6.1. Обнуляющийся на интервале дискретности ключом  $S$  интегратор, выполненный на усилителе  $DA1$ , и компаратор  $DA2$  представляют собой управляемый генератор импульсов, которые коммутатором  $КИ$  распределяются по вентилям  $УВ$ . В интервале дискретности  $\omega_0 t_k \leq \lambda_0 \leq \omega_0 t_{k+1}$  алгоритм работы СУ описывается выраже-

нием

$$\int_{\omega_0 t_k}^{\omega_0 t_{k+1}} [U_y - k_U u_{d\alpha}(\omega_0 t)] d\omega_0 t = 0, \quad (6.1)$$

где  $k_U$  — коэффициент обратной связи;  $t_k$ ,  $t_{k+1}$  — моменты начала и окончания  $k$ -го интервала дискретности УВ.

Напряжение на выходе интегратора в конце интервала дискретности УВ будет определяться формулой

$$U_{ик+1} = \frac{m}{2\pi} \int_{\omega_0 t_k}^{\omega_0 t_{k+1}} [U_y - k_U u_{d\alpha}(\omega_0 t) + U_0] d\omega_0 t, \quad (6.2)$$

где  $U_0$  — напряжение смещения;  $t_k$  —  $t_{k+1}$  — интервал следования импульсов управления.

Учитывая, что в установившемся режиме работы УВ формула (6.1) выполняется для всех значений выпрямленного напряжения, закон изменения управляющего сигнала при индуктивной нагрузке УВ будет иметь вид

$$U_y^* = k_U \cos \alpha, \quad (6.3)$$

где  $U_y^* = U_y \left( \sqrt{2} U_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \right)^{-1}$ .

Систему несимметричных напряжений (рис. 6.2), подводимых к выпрямителю, можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} u_{AB} &= U_{AB} \sin(\omega_0 t + \alpha); \\ u_{CA} &= U_{CA} \sin(\omega_0 t + \psi_{CA} + \alpha); \\ u_{BC} &= U_{BC} \sin(\omega_0 t - \psi_{AB} + \alpha). \end{aligned} \right\} \quad (6.4)$$

В этом случае интервалы проводимости  $k$ -го вентилля  $\lambda_{0k}$  изменятся и будут определяться амплиту-

дами соответствующих напряжений, углами коммутации  $\gamma_k$ , исходным углом регулирования  $\alpha$ . В большинстве практических случаев углы коммутации  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$  даже при больших коэффициентах несимметрии  $\varepsilon$  незначительно отличаются друг от друга, поэтому без большой погрешности их можно заменить эквивалентным углом  $\gamma$ . Тогда интервал проводимости

$$\lambda_{0k} = \gamma + \lambda_{kk},$$

где  $\lambda_{kk}$  — межкоммутационный интервал работы вентилей.

Переходя в выражении (6.2) к относительным величинам и принимая  $U_0 = 1$ , с учетом формул (6.3), (6.4) получим систему трансцендентных уравнений, позволяющих определить интервалы проводимости вентилей [11]

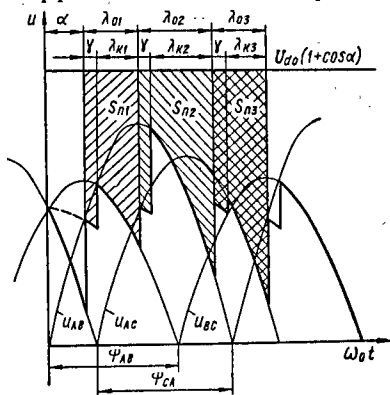


Рис. 6.2

$$\left. \begin{aligned} \frac{2\pi}{m} - \gamma &= \int_{\gamma}^{\lambda_{k1} + \gamma} [k_U \cos \alpha + U_{BC} \sin(\omega_0 t - \psi_{AB} + \alpha) + 1] d\omega_0 t; \\ \frac{2\pi}{m} - \gamma &= \int_{\lambda_{01} + \gamma}^{\lambda_{01} + \gamma + \lambda_{k2}} [k_U \cos \alpha + U_{AB} \sin(\omega_0 t + \psi_{CA} + \alpha) + 1] d\omega_0 t; \\ \frac{2\pi}{m} - \gamma &= \int_{\lambda_{01} + \lambda_{02} + \gamma}^{\pi} [k_U \cos \alpha + U_{AC} \sin(\omega_0 t + \psi_{CA} + \alpha) + 1] d\omega_0 t. \end{aligned} \right\} \quad (6.5)$$

Комплексные амплитуды неканонических гармоник порядка  $n = 2k$  определяются по формуле (рис. 6.2)

$$\begin{aligned} \dot{U}_n = \frac{2j}{\pi} \left[ \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} (u_{CB} + u_{CA}) e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t + \right. \\ + \int_{\gamma}^{\lambda_{01}} u_{CBE} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t + \frac{1}{2} \int_{\lambda_{01}}^{\lambda_{01}+\gamma} (u_{CB} + u_{AB}) e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t + \\ + \int_{\lambda_{01}+\gamma}^{\lambda_{01}+\lambda_{02}} u_{ABE} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t + \\ + \frac{1}{2} \int_{\lambda_{01}+\lambda_{02}}^{\lambda_{01}+\lambda_{02}+\gamma} (u_{AB} + u_{AC}) e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t + \\ \left. + \int_{\lambda_{01}+\lambda_{02}+\gamma}^{\pi} u_{ACE} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t \right]. \quad (6.6) \end{aligned}$$

Совместное решение формул (6.5) и (6.6) позволяет выполнить расчеты среднего значения выпрямленного напряжения и амплитуд неканонических гармоник, обусловленных несимметрией напряжений сети при изменяющейся нагрузке, величина которой учитывается углом  $\gamma$ , и различных углах  $\alpha$ . В качестве базовой величины используется напряжение УВ в режиме х. х. и  $\alpha = 0$   $U_{d0}$ . Для сравнения средних значений выпрямленного напряжения при наличии и отсутствии несимметрии применяется средний угол регулирования преобразователя

$$\alpha_{cp} = (\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)/3.$$

Анализ зависимости среднего значения выпрямленного напряжения от коэффициента  $k_U$  и угла  $\Delta\varphi$  показывает, что при заданном угле  $\alpha_{cp}$  среднее значение выпрямленного напряжения практически не

зависит от  $k_U$ , что объясняется принципом действия асинхронной СУ. Однако существует зависимость выпрямленного напряжения от величины  $\Delta\psi$ , причем для режима х. х. УВ эта зависимость достаточно точно аппроксимируется выражением

$$U_{d\alpha}^* = A_d + A_{dm} \sin\left(\Delta\psi - \frac{\pi}{6}\right), \quad (6.7)$$

где  $A_d = \cos \alpha$ ;  $A_{dm} = 0,45\alpha\varepsilon$ .

При уменьшении тока нагрузки среднее значение выпрямленного напряжения уменьшается, однако его можно также аппроксимировать выражением (6.7) с той лишь разницей, что

$$A_d = 0,5 [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)];$$

$$A_{dm} = (1,4 - 0,4e^{-5\gamma}) 0,45\alpha\varepsilon.$$

Проверочные расчеты, выполненные по формуле (6.7) для выражений (6.6), показали расхождение, не превышающее 2 %. Расчеты выполнялись до значений угла  $\gamma$ , не превышающих  $30^\circ$ .

Анализ амплитуд неканонических гармоник в рассматриваемой схеме, в отличие от синхронных СУ, показывает наличие существенных особенностей в их связи с параметрами сети и выпрямителя, которые определяются принципом построения и работы асинхронной СУ. В рассматриваемом случае амплитуды неканонических гармоник, обусловленных несимметрией сети, зависят от шести переменных  $U_n^* = f(n, \varepsilon, \alpha, \gamma, k_U, \Delta\psi)$ , что в значительной степени усложняет задачу установления общих закономерностей для их определения. Для установления простых аналитических зависимостей амплитуд неканонических гармоник от параметров сети и преобразователя упростим задачу и будем решать ее для случая, когда  $n = 2$ ,  $\gamma = 0$ ,  $k_U = 1$ , а затем откорректируем полу-

ченные результаты на случай изменяющихся в определенных пределах значений  $n$ ,  $\gamma$ ,  $kU$ .

На рис. 6.3, а показаны результаты расчета амплитуды гармоники для  $n = 2$  при  $\epsilon = 18,7\%$ . Аналогичное распределение наблюдается и для других значений  $\epsilon$ .

Такая зависимость амплитуды первой неканонической гармоники объясняется влиянием различных сочетаний несимметричных линейных напряжений сети. При изменении  $\Delta\psi$  в диапазоне  $0 \dots 360^\circ$  происходит периодическое повторение одинаковых сочетаний значений линейных напряжений и углов между ними:

$$\left. \begin{aligned} U_{AB} > U_{BC} = U_{CA}; \quad \psi_{AB} < \psi_{BC} = \psi_{CA}; \\ U_{AB} > U_{BC} > U_{CA}; \quad \psi_{AB} > \psi_{BC} > \psi_{CA}; \\ U_{AB} < U_{BC} = U_{CA}; \quad \psi_{AB} > \psi_{BC} = \psi_{CA}. \end{aligned} \right\} \quad (6.8)$$

Второе сочетание в выражениях (6.8) характеризуется общим неравенством напряжений питающей сети и углов между ними. Для всех приведенных сочетаний характерно движение векторов комплексных амплитуд напряжений сети в направлении, противоположном направлению движения  $\Delta\psi$ . При изменении  $\Delta\psi$  от  $0$  до  $120^\circ$  происходит полный цикл изменения сочетаний (6.8). Такая же картина наблюдается при изменении  $\Delta\psi$  в диапазонах  $120 \dots 240^\circ$  и  $240 \dots 360^\circ$ . Поэтому при малых значениях угла регулирования  $\alpha$  определяются три периода изменения первой неканонической гармоники  $U_2$ , причем ее максимальные значения имеют место при первом сочетании напряжений и углов (6.8), а минимальные при третьем.

С увеличением угла  $\alpha$ , особенно при  $\alpha > 20^\circ$ , такая периодичность нарушается. Объясняется это принципом работы асинхронной СУ — ее способностью выравнивать площади  $S_{п1}$ ,  $S_{п2}$ ,  $S_{п3}$  на каждом интервале проводимости (рис. 6.2). В результате при малых

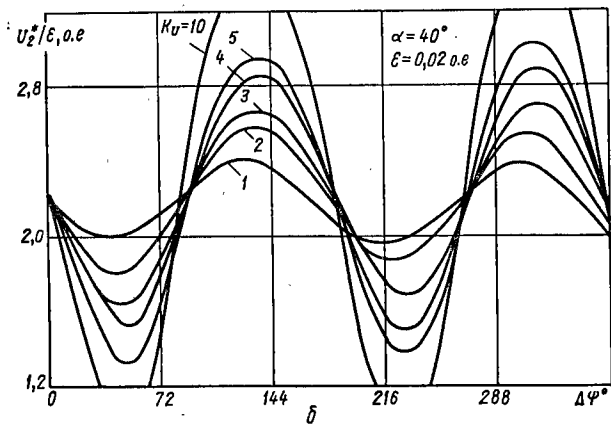
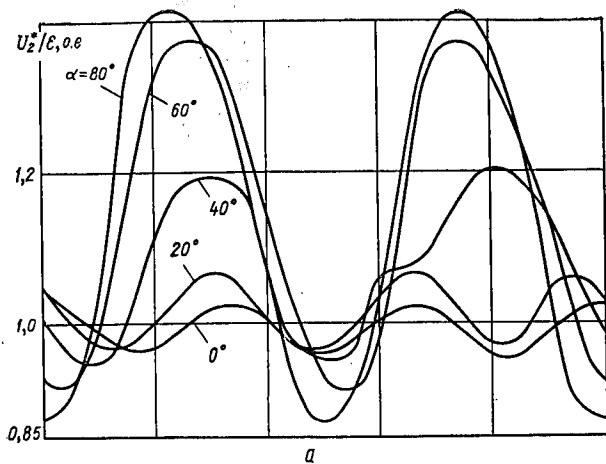


Рис. 6.3

значениях  $\alpha$  его изменения не оказывают существенного влияния на изменение интервалов проводимости. Однако с увеличением  $\alpha$  изменение интервалов проводимости существенно возрастает. При этом, если в системе несимметричных напряжений два напряжения оказываются различными, то за счет алгоритма управления (6.1) углы регулирования клапанов формируются таким образом, что для напряжений с большими амплитудами будут большими и углы проводимости, в результате чего амплитуды неканонических гармоник снижаются. Это характерно для первого и третьего сочетаний системы неравенств (6.8). Если же сочетание напряжений такое, что все они неодинаковы, например, второе сочетание из системы (6.8), то углы проводимости, формируемые СУ, изменяют кривую выпрямленного напряжения таким образом, что амплитуда гармоники возрастает. В итоге при значениях  $\Delta\psi = 90^\circ$  и  $\Delta\psi = 270^\circ$ , характерных для несимметрии такого рода, наблюдается резкое увеличение амплитуды гармоники.

Таким образом очевидно, что по аналогии с синхронными СУ в формировании неканонических гармоник принимает участие не только составляющая обратной последовательности  $U_{II}$ , но и прямой  $U_I$ . При этом можно сделать заключение, что фазовые характеристики их не совпадают и гармонические составляющие обеих последовательностей как суммируются между собой (при  $\Delta\psi = 90^\circ, 270^\circ$ ), так и вычитаются ( $\Delta\psi = 0^\circ, 180^\circ$ ), что подтверждается кривыми, соответствующими рис. 6.3. Эти зависимости можно аппроксимировать выражением

$$U_2^* = U_{2m}^*(\alpha, \varepsilon) \sin[l\Delta\psi - 0,5l(\pi - \alpha)] + U_{20}^*(\alpha, \varepsilon), \quad (6.9)$$

где  $l = 3$  при  $\alpha \leq 20^\circ$ ;  $l = 2$  при  $\alpha > 20^\circ$ .



Величины  $U_{2m}^*(\alpha, \varepsilon)$  и  $U_{2,0}^*(\alpha, \varepsilon)$  определяются соответственно по формулам

$$U_{2,m}^*(\alpha, \varepsilon) = 0,3\varepsilon (0,1 + \sin^2 \alpha); \quad (6.10)$$

$$U_{2,0}^*(\alpha, \varepsilon) = \varepsilon [1 + 0,19 \sin \alpha - 0,04 |\sin 3\alpha|]. \quad (6.11)$$

Рассмотрим влияние коэффициента  $k_U$  на уровень неканонической гармоники порядка  $n = 2$  и определим степень этого влияния. Очевидно, что увеличение  $k_U$  будет приводить к более точному выравниванию площадей над кривыми соответствующих ЭДС выпрямленного напряжения (рис. 6.2). Как результат этого, интервалы проводимости  $\lambda_k$  будут изменяться в большей степени и, следовательно, увеличится влияние составляющей прямой последовательности в формировании неканонических гармоник. Кривые, показывающие влияние на амплитуды неканонических гармоник, изображены на рис. 6.3, б. Как следует из вида кривых, колебания амплитуды гармоники  $U_{2,m}^*(\alpha, \varepsilon)$  возрастают больше, чем ее среднее значение  $U_{2,0}^*(\alpha, \varepsilon)$ . Рассмотрим характер изменения проводимости  $\lambda_k$  в зависимости от  $\alpha$  и  $k_U$ . Удобнее при этом определять величины отклонений  $\Delta\lambda_k = \lambda_k - 2\pi/m$ . Для  $k_U = 1$ ,  $\gamma = 0$  эти отклонения достаточно точно описываются системой вида

$$\left. \begin{aligned} \Delta\lambda_{01} &= 0,6\varepsilon \sin(\Delta\psi + \psi_{2,0} + \psi_{CA}); \\ \Delta\lambda_{02} &= 0,6\varepsilon \sin(\Delta\psi + \psi_{2,0} - \psi_{AB}); \\ \Delta\lambda_{03} &= 0,6\varepsilon \sin(\Delta\psi + \psi_{2,0}), \end{aligned} \right\} \quad (6.12)$$

где  $\psi_{2,0} = (\pi - \psi_{AB}) / 2 + \alpha$  — начальная фаза  $\Delta\lambda_{03}$ .

При  $k_U \neq 1$  отклонения  $\Delta\lambda_{kk}$  выражаются через  $\Delta\lambda_{0k}$  (6.12) в виде следующей зависимости:

$$\Delta\lambda_{kk} = (1 + \ln k_U) \Delta\lambda_{0k} |_{k_U=1}. \quad (6.13)$$

Таким образом, выражения (6.12) и (6.13) показывают, что при изменении  $\Delta\psi$  в диапазоне  $0 \dots 2\pi$  каж-

дый из интервалов проводимости изменяется в определенных пределах, что влияет на фазовые характеристики той же составляющей неканонической гармоники, которая создается составляющей прямой последовательности. Результатом этого и является увеличение колебаний амплитуды гармоники. Формула (6.9), описывающая поведение гармоники при  $k_v = 1$ , остается справедливой и при  $k_v \neq 1$  с тем лишь отличием, что  $U_{2,m}^*$  и  $U_{2,0}^*$  при этом будут описываться выражениями

$$U_{2,m}^*(\alpha, \varepsilon, k_U) = 0,3\varepsilon(1 + 0,6 \ln k_U)(0,1 + \sin^2 \alpha);$$

$$U_{2,0}^*(\alpha, \varepsilon, k_U) =$$

$$= \varepsilon[1 + 0,19 \sin \alpha - 0,04 |\sin 3\alpha| + 0,029 \ln k_U].$$

Учет углов коммутации преобразователя при условии их равенства для всех фаз показывает незначительное увеличение среднего уровня неканонической гармоники по сравнению с  $\gamma = 0$ . Аналитическую зависимость, отражающую такое увеличение, можно записать в виде

$$U_{2,0}^*(\alpha, \varepsilon, k_U, \gamma) = U_{2,0}^*(\alpha, \varepsilon, k_U)(1 + 0,2\gamma).$$

При больших значениях коэффициента несимметрии заметно проявляется связь между углами коммутации  $\gamma$  и  $\Delta\psi$ . Выполненные расчеты показывают, что с погрешностью менее 5 % эту связь можно аппроксимировать зависимостью

$$\gamma = \gamma_\alpha + 0,135\gamma_\alpha \sin(\Delta\psi - \alpha + \gamma_\alpha/2),$$

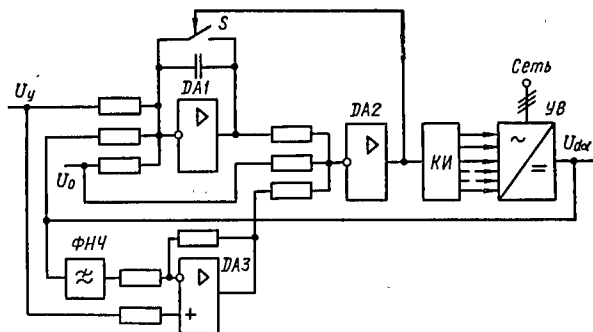
где  $\gamma_\alpha = \arccos\left(\frac{\pi - 3\tau_n}{\pi + 3\tau_n} \cos \alpha_{cp}\right) - \alpha_{cp}$  [8];  $\tau_n = X_s/R_n$ .

Расчеты по приведенным формулам и экспериментальная проверка показывают, что амплитуда гармоник порядка  $n = 2$  находится в интервале (1,03... 1,48)  $\varepsilon$ , что является промежуточным значением меж-

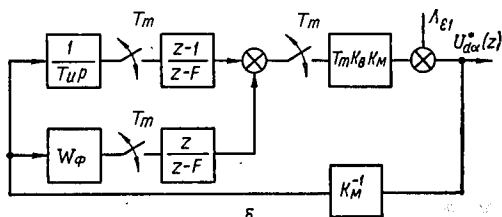
ду величинами этих же гармоник, генерируемых синхронной и равноинтервальной СУ выпрямителем.

Анализируя поведение гармоник более высоких порядков  $n = 4, 6, 8$  и используя метод разложения амплитуд гармонических составляющих на постоянную и амплитудную составляющие, можно установить, что

$$U_{0n}^* = \begin{cases} \frac{U_{0n=2}^*}{n-1} \sqrt{1+n \sin \alpha} & \text{при } n = km + 2; \\ \frac{U_{0n=2}^*}{n+1} \sqrt{1+n \sin \alpha} & \text{при } n = km - 2; \\ \frac{3U_{0n=2}^*}{n} \sqrt{1+n^2 \sin^2 \alpha} & \text{при } n = km. \end{cases}$$



а



б

Рис. 6.4

Изменение амплитудных составляющих не оказывает определяющего влияния на уровень гармоник высоких порядков, поэтому для практических расчетов можно использовать зависимости, установленные для  $U_{mn=2}$ .

На рис. 6.4, а показан вариант рассмотренной СУ, позволяющей без существенных усложнений обеспечить в 3—5 раз снижение неканонической гармоники частотой 100 Гц в выпрямленном напряжении трехфазного мостового выпрямителя [3]. Отличие ее от СУ, изображенной на рис. 6.1, состоит в том, что на вход компаратора  $DA2$  подается третий сигнал, определяемый разностью между напряжением управления  $U_y$  и отфильтрованным с помощью фильтра низких частот (ФНЧ) выходным напряжением УВ  $u_{d\alpha}$ . Несмотря на незначительные технические изменения, алгоритм работы СУ несколько сложнее и его можно представить в виде

$$\begin{aligned} & \int_{\omega_0 t_k}^{\omega_0 t_{k+1}} [U_y - k_U u_{d\alpha}(\omega_0 t) + U_0] d\omega_0 t = \\ & = \frac{2\pi}{m} \left[ U_0 + U_y - k_U \int_{-\infty}^{t_{k+1}} h[\omega_0(t - \tau), \tau] u_{d\alpha}(\omega_0 \tau) d\omega_0 \tau, \right. \end{aligned} \quad (6.14)$$

где  $h(\omega_0 t)$  — весовая функция ФНЧ.

Непосредственное использование алгоритма (6.14) для определения степени подавления рассматриваемых неканонических гармоник затруднительно, поэтому воспользуемся импульсной динамической моделью УВ с асинхронной СУ [14] и методом z-преобразования (рис. 6.4, б).

Коэффициент подавления возмущения  $\Lambda_{el}$ , в качестве которого рассматривается составляющая об-

ратной последовательности, можно определить из выражения

$$q_n = \text{mod} [1 + T_m K_B K_M \Phi^*(z)]_{z=e^{j\omega_n T_m}}, \quad (6.15)$$

где  $\Phi^*(z) = u_{d\alpha}(z)/\Lambda_{\alpha 1}(z)$ .

Если в качестве ФНЧ используется колебательное звено с передаточной функцией  $W_\Phi(p) = K_\Phi (T_\Phi^2 p^2 + 2\xi T_\Phi p + 1)^{-1}$ , то коэффициент фильтрации второй гармоники  $q_2$  составляющей обратной последовательности в выпрямленном напряжении можно определить путем следующих подстановок:

$$\Phi^*(z) = [1 + z^{-1} K_B K_M T_m W_{o.c}^*(z)];$$

$$W_{o.c}^*(z) = W_\Phi^*(z) \frac{z}{z-F} + Z \left\{ \frac{1}{T_m p} \right\} \frac{z-1}{z-F};$$

$$W_\Phi^*(z) = \frac{K_\Phi}{T_\Phi \sqrt{1-\xi^2}} \frac{z d_\Phi \sin \beta_\Phi T_m}{z^2 - 2z d_\Phi \cos \beta_\Phi T_m + d_\Phi^2};$$

$$W_{o.c}^*(z) = \frac{z T_m T_\Phi \sqrt{1-\xi^2} (z^2 - 2z d_\Phi \cos \beta_\Phi T_m + d_\Phi^2) + T_m T_n (z-1) K_\Phi z d_\Phi \sin \beta_\Phi T_m}{(z-1) (z^2 - 2z d_\Phi \cos \beta_\Phi T_m + d_\Phi^2) T_n T_\Phi \sqrt{1-\xi^2}};$$

$$d_\Phi = e^{-\xi \frac{T_m}{T_\Phi}}; \quad \beta_\Phi = \frac{1}{T_\Phi} \sqrt{1-\xi^2},$$

где  $T_n$  — постоянная времени интегратора на усилителе  $DA1$ .

На рис. 6.5 для значений  $K_\Phi = 2$ ;  $T_\Phi = 3T_m$ ;  $T_n = T_m$ ;  $F = 1$ ;  $K_B = \sin^{-1}\alpha$  приведены расчетные значения коэффициента фильтрации  $q_2$  от коэффициента колебательности  $\xi$  звена ФНЧ, от изменения величины которого устойчивость замкнутой структуры УВ с асинхронной СУ не зависит. Из рис. 6.5 следует, что предложенная СУ без значительных аппаратных

затрат позволяет снизить уровень неканонических гармоник в выпрямленном напряжении до требований, удовлетворяющих многих потребителей. Изменение параметров СУ в направлении увеличения  $K_\Phi$  и изменения  $T_\Phi$  позволяет повысить  $q_2$  до 10...15.

Несколько меньше распространены асинхронные СУ, построенные по принципу управления в функции интеграла ошибки при ненулевых начальных условиях на интеграторе [6; 14]. Алгоритм управления такой СУ описывается выражением [6]

$$\frac{1}{\omega_0 T_{и1}} \int_{\omega_0 t_k}^{\omega_0 t_{k+1}} U_n d\omega_0 t + \frac{1}{\omega_0 T_{и2}} \int_0^{\omega_0 t_{k+1}} U_a(t) d\omega_0 t = U_0, \quad (6.16)$$

где  $U_a = U_y - u_{d\alpha}(\omega_0 t)$ ;  $T_{и1}$ ,  $T_{и2}$  — постоянные времени интеграторов;  $U_0$ ,  $U_n$  — постоянные напряжения.

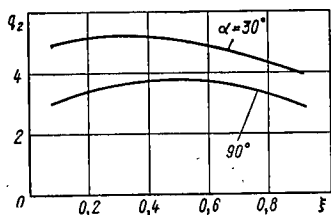


Рис. 6.5

Исследование режимов СУ с необнуляющимся интегратором в цепи обратной связи и их экспериментальная проверка показали, что в реальных условиях несимметричной системы питающих напряжений и неустойчивости интегри-

рующих усилителей на выходе интегратора, выполненного на усилителе DA2, накапливается ошибка, которая с течением времени уменьшается.

Этого недостатка лишена схема (рис. 6.6), в которой интегратор цепи обратной связи, выполненный на DA3 [2], обнуляется лишь два раза за период напряжения питающей сети, что обеспечивается делителем частоты генератора на 3 и триггером DD1. Это позволяет на интервале повторения кривой выпрям-



$$\begin{aligned}
& f_r \lambda_{02} + \frac{1}{T_{н2}} \left[ \cos \alpha \int_0^{\lambda_{01} + \lambda_{03}} d\omega_0 t + \right. \\
& + \frac{U_{BC}}{U_{d0}} \int_0^{\lambda_{01}} \sin(\omega_0 t + \alpha - \psi_{AB}) d\omega_0 t - \\
& \left. - \frac{U_{AB}}{U_{d0}} \int_{\lambda_{01}}^{\lambda_{01} + \lambda_{03}} \sin(\omega_0 t + \alpha) d\omega_0 t \right] = f_r \frac{2\pi}{m}; \quad (6.17) \\
& f_r \lambda_{03} + \frac{1}{T_{н2}} \left[ \cos \alpha \int_0^{\pi} d\omega_0 t + \frac{U_{BC}}{U_{d0}} \int_0^{\lambda_{01}} \sin(\omega_0 t + \right. \\
& + \alpha - \psi_{AB}) d\omega_0 t - \frac{U_{AB}}{U_{d0}} \int_{\lambda_{01}}^{\lambda_{01} + \lambda_{03}} \sin(\omega_0 t + \alpha) d\omega_0 t + \\
& \left. + \frac{U_{CA}}{U_{d0}} \int_{\lambda_{01} + \lambda_{03}}^{\pi} \sin(\omega_0 t + \alpha + \psi_{CA}) d\omega_0 t \right] = f_r \frac{2\pi}{m}.
\end{aligned}$$

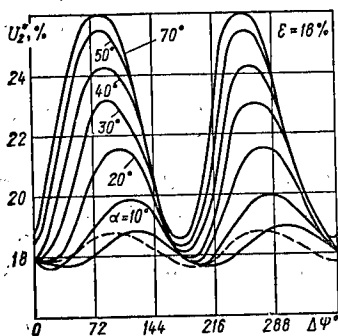


Рис. 6.7

Последовательное определение интервалов проводимости  $\lambda_{01}$ ,  $\lambda_{02}$ ,  $\lambda_{03}$  с помощью системы уравнений (6.17) позволяет с помощью формулы (6.6) вычислять комплексные амплитуды неканонических гармоник порядка  $n = 2k$  в выпрямленном напряжении. На рис. 6.7 показаны расчетные графики зависимости амплитуд гар-

моник второго порядка от аргумента несимметрии  $\Delta\varphi$ . Анализ результатов расчета и их экспериментальная проверка показали значительную зависимость



амплитуд гармоник от параметра  $\Delta\psi$ , поэтому для аналитического описания кривых, приведенных на рис. 6.7, использовалась методика, изложенная выше в этом параграфе.

В зависимости от углов  $\Delta\psi$ ,  $\alpha$ , при  $\omega_0 T_{и2} > 0,1$  изменения амплитуды неканонической гармоники  $n = 2$  можно представить следующими аналитическими выражениями:

$$U_2^* = U_{02}^* + U_{m2}^* \sin(2\Delta\psi - \psi_2);$$

$$U_{02}^* = \varepsilon(1 + 0,23 \sin \alpha);$$

$$U_{m2}^* = \varepsilon(0,03 + 0,28 \sin^2 \alpha);$$

$$\psi_2 = \pi/2 - 0,375\alpha.$$

Установлено, что изменение  $T_{и2}$  при условии  $\omega_0 T_{и2} > 0,1$  практически не сказывается на изменении интервалов проводимости вентиля  $\lambda_{0k}$  и они оказываются практически равными длительности интервалов в симметричном режиме, т. е.  $\lambda_{0k} = 2\pi/m$ . При этом амплитуда второй гармоники  $U_2^* = \varepsilon$  вне зависимости от  $\alpha$  и  $\Delta\psi$ . При значениях  $\omega_0 T_{и2} < 0,1$  влияние цепи обратной связи проявляется тем в большей степени, чем меньше  $T_{и2}$ . Интервалы проводимости при этом отличаются от  $2\pi/m$ , что приводит к значительной зависимости  $U_2^*$  от  $\alpha$ ,  $T_{и2}$  и  $\Delta\psi$ . Влияние  $T_{и2}$  при  $\omega_0 T_{и2} < 0,1$  на  $U_{02}^*$  и  $U_{m2}^*$  описывается следующим образом:

$$U_{02}^* = \varepsilon(1 + 0,023 \sin \alpha / \omega_0 T_{и2});$$

$$U_{0m}^* = (0,03 + 0,0028 \sin^2 \alpha / \omega_0 T_{и2}).$$

В отличие от СУ, синхронизированных с питающей сетью, амплитуда второй гармоники преобразователей с асинхронными СУ зависит от аргумента функции несимметрии  $\Delta\psi$ . Это объясняется следующим. В син-

хронных СУ вследствие жесткой связи управляющих импульсов с одной или всеми фазами имеют место детерминированные и стабильные интервалы проводимости клапанов и их углы регулирования. Асинхронные СУ вступают в работу по принципу систем фазовой автоподстройки [13], причем момент «захвата» в синхронизм происходит в случайный момент времени. Таким образом, случайным оказывается и первый интервал синхронного режима работы преобразователя с СУ рассматриваемого типа. Причем условия «захвата» для любой фазы являются равновероятными. Однако с момента «захвата» в синхронизм интервалы проводимости устанавливаются в зависимости от алгоритма работы СУ вследствие неравенства амплитуд первых выпрямленных напряжений; оказываются неодинаковыми и интервалы проводимости. Следовательно, при трех фазах питающей сети, имеющих равные вероятности первыми «войти» в синхронизм, по крайней мере при малых углах  $\alpha$ , в интервале  $0 \leq \Delta\psi \leq 2\pi$  должно быть три периода изменения амплитуд гармоник.

Последнее подтверждается рис. 6.3, а. Зависимость амплитуды гармоники от модуля  $\varepsilon$  и аргумента  $\Delta\psi$  несимметрии питающей сети предопределяет случайный ее характер в выпрямленном напряжении, параметры которого зависят от законов распределения  $\varepsilon$  и  $\Delta\psi$ .

Помимо описанных двух типов асинхронных СУ, применяются схемы со свойствами ПИ-регулятора [14], подстройка частоты задающих генераторов которых осуществляется с помощью устройств фазовой или частотной автоподстройки. Эти СУ при несимметрии напряжений сети обеспечивают равноинтервальный принцип управления.

Выполненный анализ показывает, что в целом амплитуды неканонических гармоник, обусловленные

несимметрией напряжений сети, в выходном напряжении УВ, управляемых асинхронными СУ, распределены в интервале  $\varepsilon \leq U_2^* \leq 1,5\varepsilon$ . Это с учетом меньшей чувствительности асинхронных СУ к колебаниям частоты делает их более предпочтительными при построении высококачественных систем электропитания.

## 6.2. Снижение неканонических гармоник

Анализ устойчивости УВ, определяемый в соответствии с импульсной моделью, приведенной на рис. 4.2, показал, что составляющая  $U_{11}$  не вносит в автоколебания на основной субгармонике существенных изменений и при проверке системы на устойчивость ее учитывать нецелесообразно.

Так как ключи в параллельных ветвях импульсной модели работают синфазно, то структуру по рис. 4.2 легко преобразовать к известной [15] (рис. 6.8, а) с масштабным коэффициентом  $K_m = K_{m1} (1 + \varepsilon \cos \Delta\varphi)$ . Последнюю, в свою очередь, для определения степени подавления гармоники  $U_2 = \Lambda_{e1}$  в замкнутой структуре преобразуем к виду, соответствующему рис. 6.8, б. Фиктивный ключ, квантующий возмущение  $\Lambda_{e1}$  на входе структуры и работающий синфазно с основным, предназначен для упрощения Z-преобразования.

Коэффициент фильтрации  $q(\omega_n)$  сигнала возмущения, прикладываемого к выходным цепям выпрямителя, можно определить как произведение коэффициентов фильтрации замкнутой части структуры  $q_3(\omega_n)$  и разомкнутой  $q_p = (\omega_n)$ , т. е.

$$q_{e1}(\omega_n) = q_3(\omega_n) q_p(\omega_n), \quad (6.18)$$

где  $q_3(\omega_n) = \left| \frac{W_p^*(z)}{\Phi^*(z)} \right|_{z=e^{j\omega_n T_n}}$ ;  $\Phi^*(z)$  — дискретная пе-

редаточная функция замкнутой системы, определяемая выражением

$$\Phi^*(z) = \frac{K_{cy} F W_{o.c}^*(z)}{1 + K_{cy} F K_B T_m W_{o.c}^*(z)}; \quad (6.19)$$

$$W_p^*(z) = K_{cy} F W_{o.c}^*(z).$$

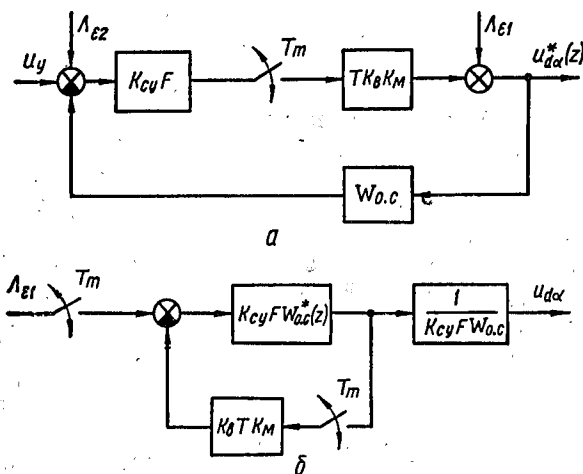


Рис. 6.8

В качестве примера определим коэффициент фильтрации системы для  $n$ -й неканонической гармоники в случае, когда  $W_{o.c}(p) = K_{o.c}/T_n p + 1$  [10]. Дискретная передаточная функция

$$W_{o.c}^*(z) = \frac{K_{o.c}}{T_n} \frac{z}{z-d}; \quad d = e^{-\frac{T_m}{T_n}}.$$

Определяя  $q_3(\omega_n)$  и используя коэффициент фильтрации неохваченной обратной связью части структу-

ры

$$q_p(\omega_n) = |K_{cy} F W_{o.c}(p)| = \frac{K_{cy} K_{o.c} F}{\sqrt{1 + \omega_n^2 T_n^2}},$$

из выражения (6.18) находим

$$q_{e1}(\omega_n) = \frac{K_{cy} K_{o.c} F \sqrt{\left[1 + d^2 + (\cos \omega_n T_m d) \times \right. \\ \left. \times \left(K_k \frac{T_m}{T_n} - 2d\right)\right]^2 + \left(\frac{K_k T_m}{T_n}\right)^2 \sin^2 \omega_n T_m}}{(d^2 + 1 - 2d \cos \omega_n T_m) \sqrt{1 + \omega_n^2 T_n^2}}. \quad (6.20)$$

Для возмущающего воздействия  $\Lambda_{e2}$ , прикладываемого ко входу выпрямителя [10; 16], аналогично находим

$$q_{e2} = \frac{K_{o.c} \sqrt{\left[d^2 \left(1 - K_k \frac{T_m}{T_n}\right) + d \cos \omega_n T_m \times \right. \\ \left. \times \left(K_k \frac{T_m}{T_n} - 2\right) + 1\right]^2 + \left(K_k \frac{T_m}{T_n}\right)^2 d \sin^2 \omega_n T_m}}{(d^2 + 1 + 2d \cos \omega_n T) \sqrt{1 + \omega_n^2 T_n^2}}. \quad (6.21)$$

Из формул (6.20) и (6.21) следует, что коэффициент фильтрации возмущающих воздействий  $\Lambda_{e1}$  и  $\Lambda_{e2}$ , действующих на УВ, определяется коэффициентом  $K_{o.c}$ , ограничиваемым устойчивостью замкнутой системы с УВ. Максимальное значение  $K_{o.c}$  будет соответствовать границе устойчивости замкнутой системы

$$K_k \frac{T_m}{T_n} = (1 + e^{-T_m/T_n})/e^{-T_m/T_n}. \quad (6.22)$$

Совместное решение уравнений (6.20), (6.21) и (6.22) дает

$$q_{e1} = K_{cy} K_{c.o} F / \sqrt{(1 + \omega_n^2 T_n^2)(1 + d + d^2)}; \quad (6.23)$$

$$q_{e2} = K_{o.c} / \sqrt{(1 + \omega_n^2 T_n^2)(1 + d + d^2)}. \quad (6.24)$$

Сравнивая выражения (6.23) и (6.24), находим, что в случае  $K_{cy} = 1$  различия в подавлении возмущений  $\Lambda_{e1}$  и  $\Lambda_{e2}$  состоят лишь в величине  $F$ .

Анализ коэффициентов фильтрации гармоник для различных звеньев цепи обратной связи позволил установить, что наибольший эффект подавления неканонической гармоник обеспечивается при использовании в качестве  $W_{o.c}(p)$  избирательного усилителя с высокой добротностью [10; 17], передаточная функция которого имеет вид

$$W_{o.c}(p) = \frac{K_{o.c} T_n p}{T_n^2 p^2 + 2\xi T_n p + 1}, \quad (6.25)$$

где  $T_n$  — постоянная времени избирательного усилителя.

Величину коэффициента фильтрации гармоник, прикладываемой к выходу преобразователя, можно определить по приближенной формуле

$$q_{e1}(\omega_n) = \frac{1}{2\xi} \sqrt{1 + F^2 K_k^2} \quad (6.26)$$

или по более точной, справедливой для  $\xi \ll 1$ ,

$$q_{e1}(\omega) = \frac{K_k T_m}{2T_n} \times \\ \times \sqrt{\frac{(\cos \beta T_m - d \cos \varphi_n)^2 + d^2 \sin^2 \varphi_n}{(\cos \varphi_n - d \cos \beta T_m) \left[ \cos \varphi_n \left( 1 - 4d \operatorname{sh} \frac{T_m}{T_n} \xi \right) - d \cos \beta T_m \right]}}, \quad (6.27)$$

где  $\varphi_n = 2\pi n/m$ .

Как из выражения (6.26), так и из более точной формулы (6.27) следует, что при  $\xi \rightarrow 0$  коэффициент  $q(\omega_n)$  стремится к бесконечности (так как  $\lim_{\xi \rightarrow 0} \cos \beta T_m = \cos \varphi_n$ ), что теоретически позволяет обеспечить любой коэффициент фильтрации.

Условие устойчивости контура УВ с избирательным усилителем [17]

$$K_k F \leq \frac{2T_n}{T_m} \frac{\sqrt{1-\xi^2} \left( \operatorname{ch} \frac{T_m}{T_n} \xi + \cos \frac{T_m}{T_n} \sqrt{1-\xi^2} \right)}{\sqrt{1-\xi^2} (\cos \beta T_m + d) - \xi \sin \beta T_m}. \quad (6.28)$$

Расчеты, выполненные по формуле (6.28) для  $n = 1, 2, 3, \dots$  (рис. 6.9), показывают, что в диапазоне изменения  $0 \leq \xi \leq$

$\leq 0,1$  коэффициент колебательности звена практически не оказывает влияния на устойчивость замкнутой вентильной системы. Поэтому теоретически нет ограничений на величину коэффициента подавления неканонических гармоник. Фи-

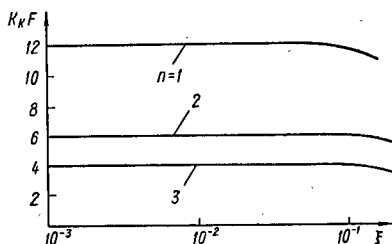


Рис. 6.9

зически это объясняется тем, что характер частотной характеристики избирательного звена в указанном диапазоне изменения  $\xi$  остается практически неизменным в диапазоне частот, расположенном выше частот коммутации преобразователя и не влияет на величину фактора пульсаций  $F$ . Последнее позволяет утверждать, что численные значения  $F$  в рассматриваемом случае будут близки к значениям  $F$  при охвате выпрямителя инерционным звеном  $W_{oc}(p) = K_{oc}/(T_n p + 1)$ .

Рассмотрим, какой вид будет иметь частотная характеристика преобразователя с избирательной обратной связью по отношению к внешним регуляторам и обратным связям. Z-преобразованная передаточная функция преобразователя в случае (6.25) имеет вид

$$\begin{aligned} \Phi^*(z) &= \\ &= \frac{K_k F \sqrt{1 - \xi^2} (z^2 - 2zd \cos \beta T_m + d^2)}{z^2 \sqrt{1 - \xi^2} + z \left[ K_k F \frac{T_m}{T_n} d \sqrt{1 - \xi^2} (\cos \beta T_m \xi \sin \beta T_m) - \right. \\ &\quad \left. - 2d \sqrt{1 - \xi^2} \cos \beta T_m \right] + d^2 \left( \sqrt{1 - \xi^2} - K_k F \frac{T_m}{T_n} \right)} \end{aligned} \quad (6.29)$$

Анализ выражения (6.29) показывает, что при  $\xi = 0$   $\Phi^*(z)$  имеет нули для всех значений  $\omega_n = 1/T_n$ . В то же время полюса этой функции смещены в область частот, превышающих частоту коммутации преобразователя.

Отображая выражение (6.29) в область абсолютных псевдочастот  $\bar{v}$ , находим

$$\Phi^*(\bar{v}) = \frac{K_k F \sqrt{1 - \xi^2} \left[ (j\bar{v})^2 \frac{T_m^2}{4} a_2 + \frac{T_m}{2} (j\bar{v}) a_1 + a_0 \right]}{b_2 \frac{T_m^2}{4} (j\bar{v})^2 + \frac{T_m}{2} b_1 (j\bar{v}) + b_0}, \quad (6.30)$$

где  $a_2 = 1 + 2d \cos \beta T_m + d^2$ ;  $a_1 = 2(1 - d^2)$ ;  $a_0 = 1 - 2d \cos \beta T_m + d^2$ ;  $b_2 = \sqrt{1 - \xi^2} (1 + 2d \cos \beta T_m + d^2) - K_k F \frac{T_m}{T_n} d [d + \sqrt{1 - \xi^2} (\cos \beta T_m - \xi \sin \beta T_m)]$ ;  $b_1 = 2\sqrt{1 - \xi^2} (1 - d^2) + 2d^2 K_k F \frac{T_m}{T_n}$ ;  $b_0 = \sqrt{1 - \xi^2} \times \times (1 - 2d \cos \beta T + d^2) - K_k F \frac{T_m}{T_n} d [d + \sqrt{1 - \xi^2} \times \times (\cos \beta T_m - \xi \sin \beta T_m)]$ .



Рис. 6.10 иллюстрирует примерный вид характеристики  $\Phi^*(\bar{\nu})$ , построенной по выражению (6.30) при  $\xi = 0$ ,  $K_k E = 1$ ,  $K_{o.c} = 1$ ,  $T_n = 1/\omega_0$ .

При использовании избирательной обратной связи, снимаемой с датчика напряжения ДН в структурах высококачественных систем электропитания (рис. 6.11),

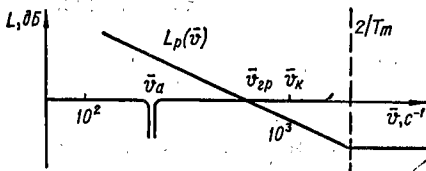


Рис. 6.10

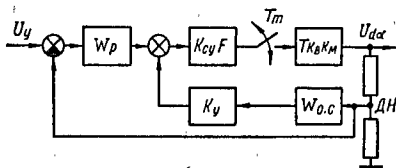


Рис. 6.11

частотная характеристика ( $L_p(\nu)$ ) регулятора  $W_p$  на рис. 6.10 должна располагаться как можно правее с целью снижения низкочастотных помех сети. В этом случае нули функции  $\Phi^*(j\nu)$  при наличии избирательных усилителей, настроенных на 100 и 150 Гц, будут располагаться вблизи частоты среза ЛАЧХ  $L_p(j\nu)$ , что существенно затруднит задачу обеспечения устойчивости внутреннего контура.

При практической реализации структур, соответствующих рис. 6.11, целесообразно избегать применения избирательных обратных связей для подавления гармоники с частотой 150 Гц, а частоту среза выбирать в интервале частот 150...200 Гц. Во избежание

колебательных переходных процессов необходимо последовательно с избирательным усилителем устанавливать логарифмический усилитель, имеющий низкий коэффициент усиления для больших амплитуд сигналов и высокий для малых. Вместо логарифмического усилителя можно использовать узел автоматического регулирования усиления [1].

### 6.3. Управление с компенсацией несимметрии напряжений

Как следует из материалов гл. 4, амплитуда гармоники частотой 100 Гц, обусловленной несимметрией напряжений питающей сети, представляет собой аддитивное возмущающее воздействие и, следовательно, нет принципиальных причин, препятствующих решению задачи ее подавления по цепям управления. Так как в общем виде амплитуда и фаза гармоники выпрямленного напряжения зависят от параметров несимметрии  $\varepsilon$  и  $\Delta\psi$ , то очевидно, что для каждого значения выпрямленного напряжения  $U_{da}$  должны существовать такие углы регулирования вентилей фаз  $A, B, C$   $\alpha_A, \alpha_B, \alpha_C$ , при которых амплитуда рассматриваемой неканонической гармоники имела бы минимальное значение или, в идеальном случае, равнялась бы нулю. Применительно к конкретным алгоритмам управления (параграфы 4.1; 5.3) вышесказанное можно интерпретировать следующим образом: для каждого сочетания углов регулирования  $\alpha_{AB}, \alpha_{BC}, \alpha_{CA}$ , определяемых алгоритмом работы СУ и управляющим сигналом, всегда можно найти такие значения корректирующих углов  $\Delta\alpha_{AB}, \Delta\alpha_{BC}, \Delta\alpha_{CA}$ , при которых амплитуда гармоники, обусловленной несимметрией сети, будет минимальной.

Решение задачи нахождения углов  $\Delta\alpha_{AB}, \Delta\alpha_{BC}, \Delta\alpha_{CA}$  базируется на следующих двух условиях: сред-

нее значение выпрямленного напряжения при введении корректирующих углов остается неизменным; амплитуда подавляемой неканонической гармоники минимальна.

Система несимметричных напряжений, выпрямляемых трехфазным мостовым выпрямителем с равно-

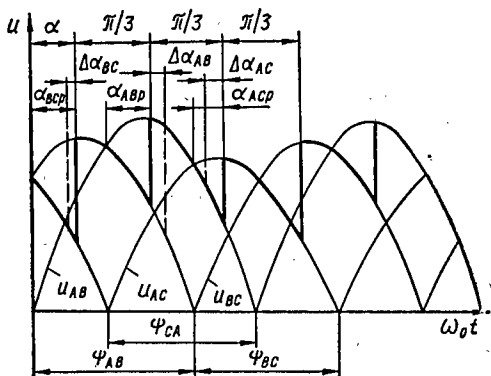


Рис. 6.12

интервальной СУ, записывается в виде уравнения (6.4) (рис. 6.12).

Гармоника  $n$ -го порядка выпрямленного напряжения с учетом введенных корректирующих углов в соответствии с рис. 6.12 определяется выражением

$$\begin{aligned} \dot{U}_n = \frac{2j}{\pi} & \left[ \int_{-\Delta\alpha_{CB}}^{\pi/3 + \Delta\alpha_{AB}} u_{CB} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t + \right. \\ & + \int_{\frac{\pi}{3} + \Delta\alpha_{AC}}^{\pi/3 + \Delta\alpha_{AC}} u_{AB} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t + \left. \int_{\frac{2\pi}{3} + \Delta\alpha_{AC}}^{\pi - \Delta\alpha_{BC}} u_{AC} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t \right]. \end{aligned} \quad (6.31)$$

Совместное решение уравнений (6.4) и (6.31) с учетом

$$\dot{U}_{AB} + \dot{U}_{BC} + \dot{U}_{CA} = U_{AB} + U_{BC}e^{-i\psi_{AB}} + U_{CA}e^{i\psi_{CA}} = 0;$$

$$\dot{U}_{AB} + \dot{U}_{BC} + \dot{U}_{CA} = U_{AB} + U_{BC}e^{i\psi_{AB}} + U_{CA}e^{-i\psi_{CA}} = 0$$

позволяет представить  $\dot{U}_n$  в виде следующих составляющих:

$$\begin{aligned} \dot{U}_n = & \frac{j}{\pi} \left\{ \frac{e^{j\alpha}}{n-1} [u_{CA}e^{i\psi_{CA}}e^{-j(n-1)\left(\frac{\pi}{3} + \Delta\alpha_{AB}\right)} - \right. \\ & - u_{AB}e^{j(n-1)\Delta\alpha_{BC}} - u_{BC}e^{-j\psi_{AB}}e^{-j(n-1)\left(\frac{2\pi}{3} + \Delta\alpha_{AC}\right)}] - \\ & - \frac{e^{-j\alpha}}{n+1} [u_{CA}e^{-j\psi_{CA}}e^{-j(n+1)\left(\frac{\pi}{3} + \Delta\alpha_{AB}\right)} - \\ & - u_{AB}e^{j(n+1)\Delta\alpha_{BC}} - u_{BC}e^{j\psi_{AB}}e^{-j(n-1)\left(\frac{2\pi}{3} + \Delta\alpha_{AC}\right)}] \Big\}. \end{aligned}$$

Выполняя разложение напряжений  $\dot{U}_{AB}$ ,  $\dot{U}_{BC}$ ,  $\dot{U}_{CA}$  и  $\dot{U}_{AB}$ ,  $\dot{U}_{BC}$ ,  $\dot{U}_{CA}$  на симметричные составляющие, находим

$$\begin{aligned} \dot{U}_n = & \frac{j}{\pi} \left\{ \frac{e^{j\alpha}}{n-1} [\dot{U}_I (-a^n e^{-j(n-1)\Delta\alpha_{AB}} - e^{j(n-1)\Delta\alpha_{BC}} - \right. \\ & - a^{2n} e^{-j(n-1)\Delta\alpha_{AC}}) + \dot{U}_{II} (-a^{n-1} e^{-j(n-1)\Delta\alpha_{AB}} - \\ & - e^{j(n-1)\Delta\alpha_{BC}} - a^{2(n+1)} e^{-j(n-1)\Delta\alpha_{AC}})] - \\ & - \frac{e^{-j\alpha}}{n+1} [\dot{U}_I (-a^n e^{-j(n+1)\Delta\alpha_{AB}} - e^{j(n+1)\Delta\alpha_{BC}} - \\ & - a^{2n} e^{-j(n+1)\Delta\alpha_{AC}}) + \dot{U}_{II} (-a^{n+2} e^{-j(n+1)\Delta\alpha_{AB}} - \\ & - e^{j(n+1)\Delta\alpha_{BC}} - a^{2(n+2)} e^{-j(n+1)\Delta\alpha_{AC}})] \Big\}. \quad (6.32) \end{aligned}$$

При  $n = 0$  выражение (6.32) дает удвоенную величину среднего значения выпрямленного напряжения, которое после незначительных упрощений с погрешностью, не превышающей  $\varepsilon^2$ , можно представить в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}_{d\alpha} = & \frac{3j}{\pi} \dot{U}_I \cos \alpha - \\ & - \frac{j}{\pi} \dot{U}_I \sin \alpha (\Delta\alpha_{AB} - \Delta\alpha_{BC} + \Delta\alpha_{AC}). \end{aligned} \quad (6.33)$$

При  $\Delta\alpha_{AB} = \Delta\alpha_{BC} = \Delta\alpha_{AC} = 0$  из выражения (6.33) находим

$$\dot{U}_{d\alpha}|_{\Delta\alpha_i=0} = \frac{3j}{\pi} \dot{U}_I \cos \alpha.$$

Используя первое из заложенных в основу данного вывода условий, а именно:

$$\dot{U}_{d\alpha}|_{\Delta\alpha_i \neq 0} = \dot{U}_{d\alpha}|_{\Delta\alpha_i=0},$$

находим

$$\Delta\alpha_{AB} - \Delta\alpha_{BC} + \Delta\alpha_{AC} = 0. \quad (6.34)$$

Из выражения (6.32) для  $n = 2$  после аналогичного разложения экспоненты и пренебрежения составляющими порядка  $\varepsilon^2$  находим

$$\begin{aligned} \dot{U}_{n=2} = & \frac{j}{\pi} \{ 3\dot{U}_I [(\Delta\alpha_{AB} + \Delta\alpha_{AC}) \sin \alpha - \\ & - \varepsilon \cos(\alpha + \Delta\psi)] + j\sqrt{3}\dot{U}_I [(\Delta\alpha_{AB} - \Delta\alpha_{AC}) \sin \alpha - \\ & - \sqrt{3}\varepsilon \sin(\alpha + \Delta\psi)] \}. \end{aligned}$$

Выполнение второго условия будет соблюдено при

$$(\Delta\alpha_{AB} + \Delta\alpha_{AC}) \sin \alpha - \varepsilon \cos(\alpha + \Delta\psi) = 0;$$

$$(\Delta\alpha_{AB} - \Delta\alpha_{AC}) \sin \alpha - \sqrt{3}\varepsilon \sin(\alpha + \Delta\psi) = 0,$$

откуда, учитывая выражение (6.34), получим

$$\left. \begin{aligned} \Delta\alpha_{AB} &= \frac{e}{\sin \alpha} \cos \left( \alpha + \Delta\psi - \frac{\pi}{3} \right); \\ \Delta\alpha_{BC} &= \frac{e}{\sin \alpha} \cos (\alpha + \Delta\psi); \\ \Delta\alpha_{AC} &= \frac{e}{\sin \alpha} \cos \left( \alpha + \Delta\psi + \frac{\pi}{3} \right). \end{aligned} \right\} \quad (6.35)$$

Формулы (6.35) представляют искомый закон изменения корректирующих углов  $\Delta\alpha_i$  для соответствующих линейных напряжений, обеспечивающий минимум неканонической гармоник в выпрямленном напряжении для режима х. х. выпрямителя, управляемого равноинтервальной СУ.

Учет угла коммутации выпрямителя приводит к следующим выражениям для корректирующих углов:

$$\begin{aligned} \Delta\alpha_{AB} &= \frac{e}{\sin \alpha \cos \gamma} \cos \left( \alpha + \Delta\psi + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{3} \right); \\ \Delta\alpha_{BC} &= \frac{e}{\sin \alpha \cos \gamma} \cos \left( \alpha + \Delta\psi + \frac{\gamma}{2} \right); \\ \Delta\alpha_{AC} &= \frac{e}{\sin \alpha \cos \gamma} \cos \left( \alpha + \Delta\psi + \frac{\gamma}{2} + \frac{\pi}{3} \right). \end{aligned} \quad (6.36)$$

Погрешность формул (6.36) не превышает  $\varepsilon^2$ , что при несимметрии сети  $\varepsilon \leq 2\%$  позволяет компенсировать гармонику с уменьшением ее амплитуды в 20...50 раз.

Предложенный алгоритм коррекции углов регулирования вентилей УВ с равноинтервальными СУ в комбинации с избирательными обратными связями позволяет практически решить проблему подавления неканонических гармоник в высококачественных системах электропитания.

#### 6.4. Системы, инвариантные к низкочастотным возмущениям сети

Инвариантная СУ, реализующая способ, описанный в гл. 5 и основанный на интегрировании соответствующего линейного сетевого напряжения с момента перехода его через нуль в положительном направлении до момента включения соответствующего вентиля,

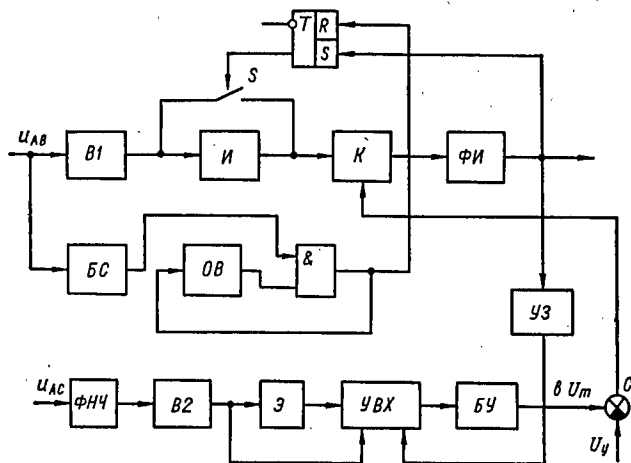


Рис. 6.13

показана на рис. 6.13 [4]. Отличительная особенность СУ состоит в обеспечении четкой синхронизации работы интегратора И к моментам перехода интегрируемого напряжения через нуль. Осуществляется это группой блоков, состоящей из блока синхронизации БС, одновибратора ОВ, двухвходового логического элемента «И» и R—S-триггера Т. Высокую точность съема информации о колебаниях амплитуд питающих напряжений обеспечивает схема, содержащая фильтр низких частот ФНЧ, выпрямитель В2, экстрематор

Э, устройство выборки и хранения информации УВХ, буферный усилитель БУ.

Работа СУ иллюстрируется временными диаграммами, показанными на рис. 6.14. Линейное напряжение  $u_{AB}$  выпрямляется выпрямителем В1 и подается на вход интегратора И. Одновременно это же напряжение подводится ко входу БС, который вырабатывает узкие импульсы в моменты времени, когда входное напряжение достигает нуля. Это могут быть как моменты перехода через нуль идеальной неискаженной синусоиды сетевого напряжения, так и моменты, соответствующие коммутационным провалам (рис. 6.14, б). Так как обычно в первый момент включения УВ коммутационные искажения отсутствуют, то БС выдает первый импульс в момент перехода соответствующего сетевого напряжения через нуль. Этот импульс поступает на вход элемента «И», ко второму входу которого подключен выход ОВ. Устойчивое состояние ОВ такое, что на выходе его и, следовательно, на втором входе элемента «И» содержится логическая единица. Благодаря этому синхрои́мпульс поступает на выход элемента «И», перебрасывает ОВ в возбужденное состояние, при котором на его прямом выходе появляется логический нуль, и ключ размыкается. В течение интервала времени, когда ОВ будет находиться в возбужденном состоянии, на его выходе будет сигнал, соответствующий логическому нулю (рис. 6.14, в), и элемент «И» не будет пропускать на выход импульсы, соответствующие моментам коммутационных искажений (рис. 6.14, г). Этим будет обеспечиваться строгое соответствие начала момента интегрирования синусоиды сетевого напряжения с моментом перехода ее через нуль в положительном направлении.

Таким образом, при разомкнутом ключе S напряжение В1 интегрируется и одновременно сравнивается на компараторе К с напряжением, подаваемым с



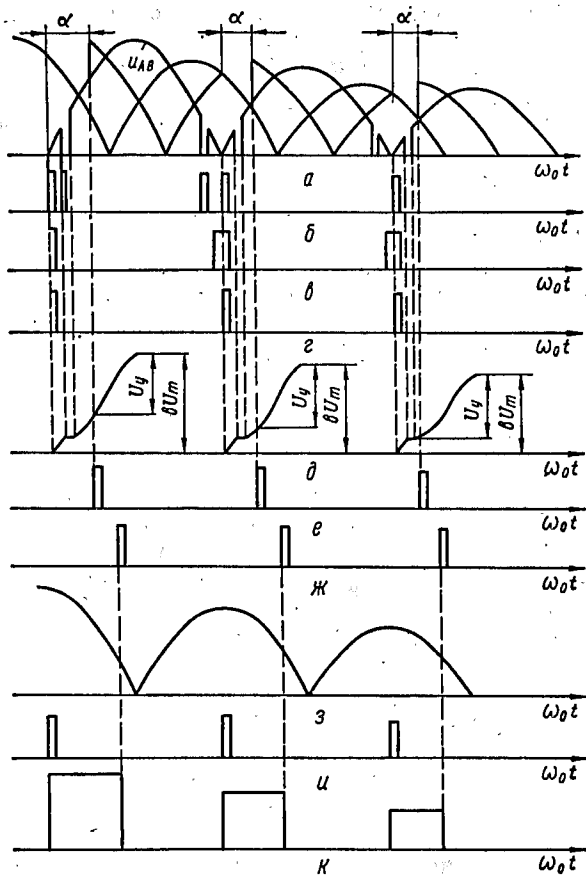


Рис. 6.14

выхода сумматора и определяемым как разность между выходным напряжением буферного усилителя  $БУ$   $bU_m$  и управляющим  $U_y$  (рис. 6.14,  $д$ ). Выходное напряжение  $БУ$ , пропорциональное амплитуде сетевого, формируется следующим образом. Линейное напряжение  $u_{AC}$  фильтруется сетевым фильтром ФНЧ, причем параметры фильтра выбираются таким образом, чтобы фазовый сдвиг основной гармоники не превышал угол  $\pi/2m$ . В этом случае амплитуда отфильтрованного напряжения сместится к моменту естественной коммутации сетевых напряжений (рис. 6.14,  $а$ ,  $э$ ). В тех случаях, когда возможны большие искажения сети и фильтр с фазовым сдвигом основной гармоники  $\pi/2m$  окажется недостаточно эффективным, для выделения сигнала  $bU_m$  следует воспользоваться напряжением последующих фаз (в рассматриваемом случае —  $u_{BC}$ ). При этом фазовый сдвиг фильтра следует увеличить до величины  $3\pi/2m$ .

Отфильтрованное напряжение выпрямляется двухполупериодным выпрямителем  $B2$  и поступает на экстрематор  $Э$  и одновременно на вход  $УВХ$ . Экстрематор  $Э$  в момент максимума выпрямленного напряжения формирует узкий импульс (рис. 6.14,  $и$ ), который подается на вход  $УВХ$  и «разрешает» запись амплитуды напряжения, подаваемого с выхода  $B2$  (рис. 6.14,  $к$ ). Таким образом, на выходе  $УВХ$  появляется напряжение, строго пропорциональное амплитуде сетевого напряжения. Это напряжение подается на вход сумматора через  $БУ$ , который, обладая большим входным сопротивлением, позволяет обеспечить постоянство выходного напряжения  $УВХ$ . Одновременно  $БУ$  позволяет с высокой точностью поддерживать постоянный масштабный коэффициент. В момент равенства выходных напряжений интегратора  $И$  и сумматора  $С$  компаратор  $К$  срабатывает, а формирователь импульсов  $ФИ$  формирует импульс

(рис. 6.14, *е*), который перебрасывает *RS*-триггер в состояние, при котором на его выходе появляется единица, и ключ *Кл* шунтирует интегратор *И* (рис. 6.14, *д*). Одновременно импульс формирователя *ФИ* через устройство задержки *УЗ* (рис. 6.14, *ж*) подается на обнуляющий вход *УВХ* и обнуляет его. В результате схема подготовлена к следующему циклу работы.

При колебаниях напряжения (рис. 6.14, *а, з, к*) выходной сигнал *УВХ* будет изменяться таким образом, что среднее значение выпрямленного напряжения останется неизменным. Так как обычно колебания напряжения имеют низкочастотный характер, то они полностью проходят через фильтр и, следовательно, могут полностью компенсироваться в выпрямленном напряжении.

Описанную СУ удобно условно разделить на две части. Первая из них, принципиальная схема которой показана на рис. 6.15, формирует опорное напряжение и импульсы управления. В качестве интегратора *И* выпрямленного напряжения, поступающего с выхода однофазного выпрямителя *В1*, используется операционный усилитель (*ОУ*) *DA1* (К153УД5), в качестве ключа — транзистор *VT1* (КТ315Г). Компаратор *К* выполнен на *ОУ DA2*, на прямой вход которого через резистор *R3* поступает напряжение  $U_6 - U_y$ . Формирователь *ФИ* представляет собой одновибратор, позволяющий сформировать импульс управления требуемой длительности, поступающий на вход *S* *RS*-триггера, выполненного на элементах *DD3, DD4*. На вход *R* этого триггера импульс подается с выхода одновибратора *ОВ* через элементы *DD6* и *DD7*. БС собран по схеме компараторов на *ОУ DA3, DA4* (К153УД5) с суммированием на элементе «ИЛИ» импульсов, соответствующих моментам перехода через нуль сетевых напряжений. *УЗ* представляет собой

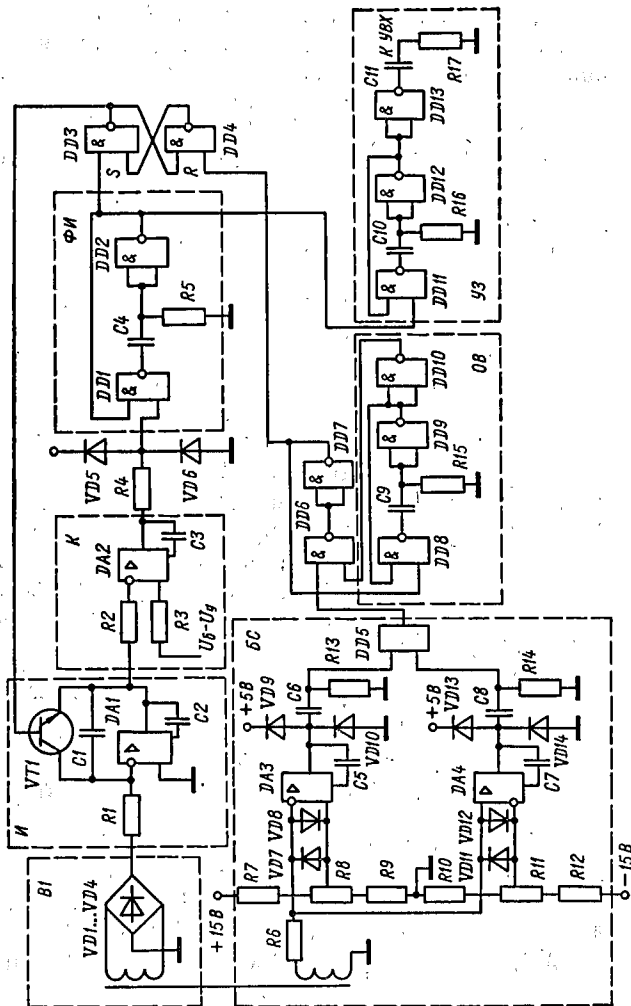


Рис. 6.15

одновибратор, собранный на  $DD12$ ,  $DD13$  (К155ЛА3), и формирует импульсы задержки, обнуляющие  $УВХ$ .

Вторая часть  $СУ$  формирует сигнал управления. Принципиальная схема этой части показана на рис. 6.16. На этом рисунке фильтр  $ФНЧ$  представлен индуктивностью  $L1$  и эквивалентной емкостью  $C_3$ . Отфильтрованное напряжение выпрямляется выпрямителем  $B2$  и подается на  $УВХ$ , которое собрано на программируемом  $ОУ DA1$  (140УД12), транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$  (КТ303А),  $VT3$  (КТ315Г), диоде  $VD5$ , емкостях  $C1$ ,  $C2$ , резисторах  $R1...R4$ . Программирование  $ОУ DA1$  осуществляется переключаемым генератором тока на базе транзистора  $VT3$ . Последний замыкается в режиме хранения, уменьшая входной ток  $ОУ$  до 50 мкА, и замыкается в режиме выборки, увеличивая скорость нарастания  $U_{\text{вых}}$  до 5 В/мкс. Время выборки напряжения  $\Delta U_{\text{вых}} = 20$  В с точностью 0,1 % равно 5 мкс, а скорость спада  $U_{\text{вых}}$  в режиме хранения не превышает 0,01 % за 1 мс [7].

Экстрематор  $\mathcal{E}$  формирует импульсы в моменты, соответствующие середине полупериода выпрямленного напряжения. Он состоит из формирователей меандров из сетевого напряжения, собранных на  $ОУ DA3$ ,  $DA4$  (153УД5), мультивибратора, выполненного на  $DD14...DD17$  и собственно формирователя импульсов. Формирователь содержит логический узел и две группы счетчиков импульсов  $DD5$ ,  $DD6$  и  $DD12$ ,  $DD13$ . Логический узел состоит из двух  $RS$ -триггеров, выполненных на  $DD1$ ,  $DD2$  и  $DD8$ ,  $DD9$ , двух двухвходовых  $DD3$ ,  $DD10$  (К155ЛА3) и двух трехвходовых  $DD4$ ,  $DD11$  (К155ЛА4) логических элементов. При положительном меандре сетевого напряжения на вход «+1» реверсивных счетчиков  $DD5$ ,  $DD6$  поступают импульсы с частотой  $f_r/2$  с делителя  $DD18$ , выполненного на  $D$ -триггере. При отрицательном меандре подаются импульсы на вход «-1» с частотой

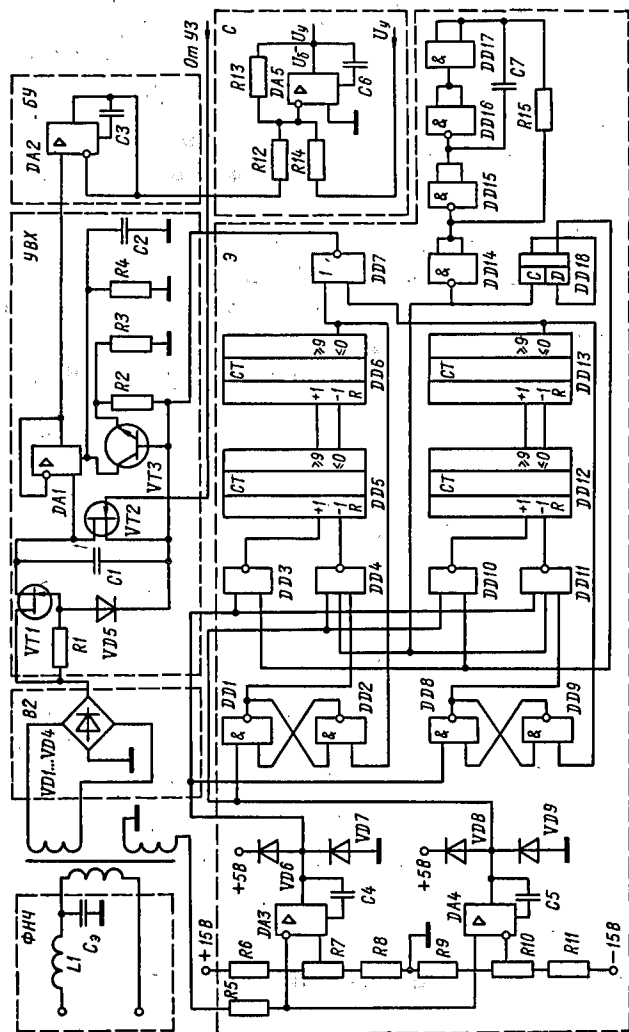


Рис. 6.16

$f_r$ . Обнуление счетчиков происходит в момент равенства числа импульсов, поданных на прямой и реверсивный входы. Этот момент соответствует середине полупериода, а значит, амплитуде сетевого напряжения. Два других реверсивных счетчика  $DD12$  и  $DD13$  обнуляются в период, когда счетчиками  $DD5$ ,  $DD6$  считываются импульсы с частотой  $f_r/2$ . Таким образом, на выходе логического элемента «ИЛИ»  $DD7$  будут появляться импульсы положительной полярности в моменты, соответствующие максимальным значениям амплитуды сетевого напряжения каждого полупериода. Буферный усилитель  $БУ$  и сумматор  $C$ , соответственно, собранные на  $DA2$  и  $DA5$ , выполнены по типовым схемам.

Высокая точность моментов формирования управляющих импульсов, независимость формируемой последовательности от несимметрии сети, разбросов параметров фильтров синхронизации обеспечивается трехканальными цифровыми СУ. Структура такой СУ, обеспечивающей дополнительно линейную регулировочную характеристику выпрямителя и снижение неканонических гармоник выпрямленного напряжения, обусловленных несимметрией сети, показана на рис. 6.17. Формирователь симметричной последовательности импульсов  $\Phi И$  частотой  $m f_0$  и коммутатор импульсов  $К И$  формируют  $m/2$  последовательности импульсов с частотами  $\frac{m}{3} f_0$ , смещенные одна относительно другой на угол  $2\pi/3$ . Эти импульсы поступают на три канала фазового сдвига, каждый из которых состоит из цифрового блока развертки  $БР$  и компаратора  $К$ . Синхронизация блока  $\Phi И$  с линейным напряжением  $u_{AB}$  обеспечивает строгую синхронизацию импульсов первого канала с моментами перехода этого напряжения через нуль. Импульсы каждой последовательности поступают на входы блоков согласования

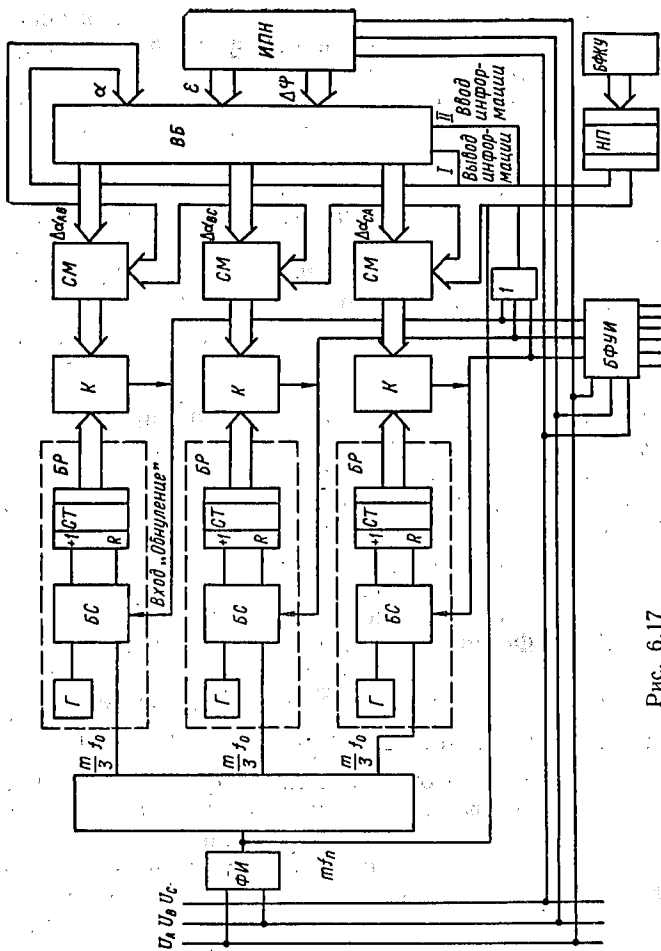


Рис. 6.17



BC (рис. 6.18) и через инвертор DD2 перебрасывают RS-триггер DD3 в состояние, при котором на его прямом выходе появляется сигнал, соответствующий логической единице. Этот сигнал позволяет импульсам с генератора Г через DD4 поступать на вход «+1» счетчика СТ (рис. 6.17). В результате на его выходах появляется двоичный код, увеличивающийся во времени. В момент, когда значения разрядов этого кода,

Рис. 6.18

Выходной код сумматоров содержит информацию об управляющем сигнале, формируемом в блоке кода

управления *БФКУ* и поступающем на один из входов сумматора через нелинейный арккосинусный преобразователь *НП*, и информацию о величинах корректирующих углов  $\Delta\alpha_i$ , поступающую на вторые входы сумматоров вычислительного блока *ВБ*. Величина корректирующих углов вычисляется в соответствии с формулами (6.35). Их реализация осуществляется вычислительным блоком *ВБ* в соответствии с управляющими сигналами, поступающими с выхода *ФИ* и с выходов компараторов через элемент «ИЛИ» и сигналами, дающими информацию о величине угла регулирования  $\alpha$  и параметрах несимметрии  $\epsilon$  и  $\Delta\psi$ , поступающих с выходов измерителя параметров несимметрии *ИПН*.

Таким образом, управляющие импульсы в рассмотренной *СУ* формируются с учетом величин корректирующих углов, обеспечивающих компенсацию гармоник частотой 100 Гц в выпрямленном напряжении.

Рассмотрим теперь более подробно укрупненные узлы цифровой *СУ*. Принципиальная схема формирователя и коммутатора импульсов показана на рис. 6.19. Напряжение сети, поступающее через фильтр *ФНЧ*, преобразуется в последовательность коротких импульсов удвоенной частоты сети формирователем *F1* импульсов, далее триггером *DD1* со счетным входом в последовательность прямоугольных импульсов, длительность которых равна половине периода напряжения сети. Пусть в течение первого из рассматриваемых полупериодов единичный сигнал присутствует на выходе *Q* триггера *DD1*, а в течение второго полупериода напряжения сети — на выходе  $\bar{Q}$  триггера со счетным входом. В момент начала прямоугольного импульса на выходе *Q* *DD1* дифференциатор *F2* формирует короткий импульс, который обнулит реверсивные счетчики *DD8*, *DD9*, приведет в нулевое состояние *RS*-триггер *DD12* и будет подан на

вход 1 (4) устройства. В течение длительности прямоугольного импульса на вход «+1» реверсивных счетчиков *DD8*, *DD9* будут подаваться импульсы частотой  $f_r$ , поступающие с генератора  $\Gamma$  через делитель

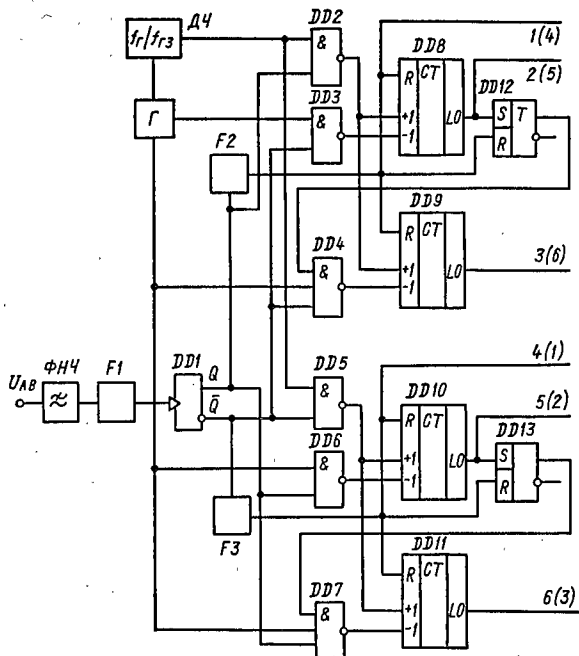


Рис. 6.19

ДЧ. По окончании прямоугольного импульса на выходе  $Q$  триггера *DD1* в реверсивных счетчиках *DD8*, *DD9* формируются в двоичном коде числа, пропорциональные периоду сети. В течение следующего полупериода на вход «-1» реверсивного счетчика *DD8* будут подаваться импульсы частотой  $f_r$ . Реверсивный

счетчик  $DD8$  обнулится в момент равенства числа импульсов, поданных на входы « $+1$ » и « $-1$ », и на его выходе  $< 0$  сформируется короткий импульс, который переведет  $RS$ -триггер в единичное состояние и одновременно будет подан на выход 2 (5) устройства. При этом будет разрешена подача импульсов с частотой  $f_{\Gamma}$  на вход « $-1$ » реверсивного счетчика  $DD9$ . Реверсивный счетчик  $DD9$  обнулится в момент равенства числа импульсов, поданных на входы « $+1$ », « $-1$ », и в момент обнуления на выходе  $< 0$  сформируется короткий импульс, который подается на выход 3 (6) устройства.

В течение оставшейся трети полупериода прямоугольного импульса импульсы частотой  $f_{\Gamma}$  будут продолжаться подаваться на входы « $-1$ » реверсивных счетчиков  $DD8$ ,  $DD9$ . В момент окончания прямоугольного импульса на выходе  $Q$  триггера  $DD1$  дифференциатор  $F2$  сформирует короткий импульс, который обнулит реверсивные счетчики  $DD8$ ,  $DD9$  и прекратит подачу коротких импульсов частотой  $f_{\Gamma}$  на вход « $-1$ » реверсивного счетчика  $DD9$  за счет перевода  $RS$ -триггера  $DD12$  в нулевое состояние.

В момент начала прямоугольного импульса на выходе  $\bar{Q}$  триггера  $DD1$  работа устройства будет аналогична с тем лишь различием, что вместо элементов  $F2$ ,  $DD2...DD4$ ,  $DD8$ ,  $DD9$ ,  $DD12$  будут работать элементы  $F3$ ,  $DD5...DD7$ ,  $DD10$ ,  $DD11$ ,  $DD13$  и формировать импульсы на выходы устройства 4 (1), 5 (2), 6 (3).

Для получения симметричной последовательности импульсов частоты  $mf_0$  все выходы объединяются через элемент «ИЛИ», а для формирования последовательностей с частотами  $\frac{m}{3}f_0$ , — через элементы «ИЛИ» объединяются выходы 1 и 4, 2 и 5, 3 и 6.

Структурная схема вычислительного блока показана на рис. 6.20. Запись цифровых значений  $\alpha$ ,  $\epsilon$ ,

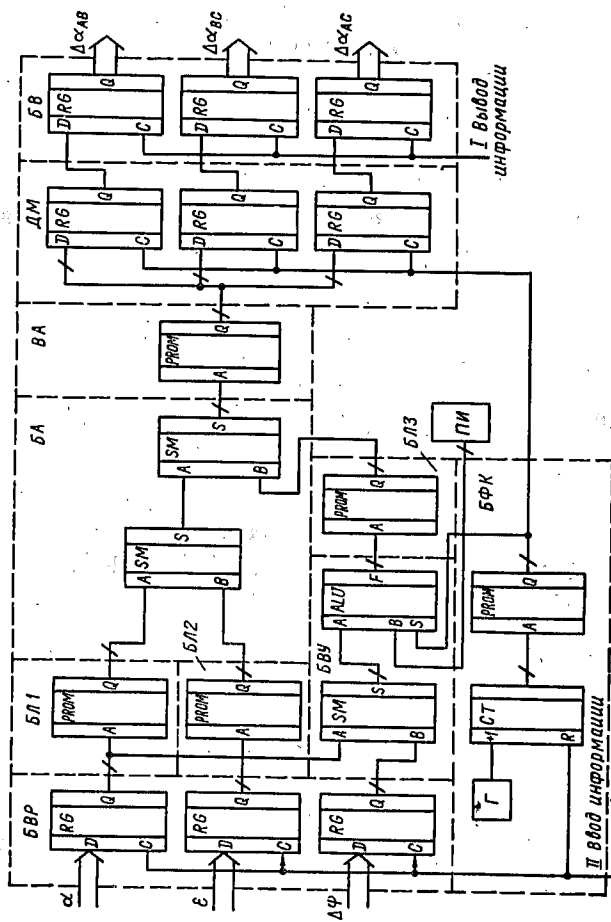


Рис. 6:20

$\Delta\psi$  в блок входных регистров *БВР* осуществляется при подаче импульса на управляющий вход *II* с выхода компараторов. Учитывая сложность реализации операций умножения и деления в цифровой форме записи информации, реализацию вычислителя легче выполнить в логарифмическом масштабе. В этом случае вычисление сводится к выполнению операций, соответствующих логарифмированию, суммированию и вычислению антилогарифма. При этом выполнение операций логарифмирования и вычисления антилогарифма реализуется с помощью программируемых постоянных запоминающих устройств (*PROM*). Блок входных регистров выполнен с открытым выходом, поэтому записанная информация в нем сразу же подается на входы последующих блоков — блока логарифмирования *БЛ1*, *БЛ2* и сумматор (*SM*) блока вычисления угла *БВУ*. Информация с выходов *БЛ1*, *БЛ2* поступает на первые два входа арифметического блока *БА*. При этом на первом входе сумматора *БА* будет иметь место информация, соответствующая  $\ln(1/\sin \alpha)$ , а на втором — информация, соответствующая  $\ln \varepsilon$ .

На выходе сумматора *БВУ* образуется результат, определяемый суммой  $\alpha + \Delta\psi$ , который подается на вход АЛУ (*ALU*); на второй информационный вход которого подается код сигнала, пропорционального числу  $\pi/6$ , формируемый в узле *ПИ*. Вычисление каждого из трех возможных значений угла

$$\Theta_1 = \alpha + \Delta\psi;$$

$$\Theta_2 = \alpha + \Delta\psi + \pi/3;$$

$$\Theta_3 = \alpha + \Delta\psi - \pi/3$$

осуществляется по командам, поступающим на управляющий вход АЛУ с блока формирователя команд *БФК*.

Формирование команд в *БФК* осуществляется следующим образом. При подаче на вход вычислительного

блока импульса на ввод информации этим импульсом осуществляется обнуление счетчика (СТ) БФК. После этого счетчик начинает считать импульсы, поступающие с генератора Г. В результате на его выходе будет уменьшаться код, который затем в дешифраторе команд, выполненном на программируемом постоянном запоминающем устройстве, преобразуется в код для управления АЛУ, БВУ и регистрами демультиплексора ДМ. С выхода БВУ информация подается в третий блок логарифмирования, где вычисляется величина  $\ln(\cos \Theta)$ , после чего поступает на третий вход БА. В результате на выходе БА поочередно появляется информация о значениях корректирующих углов, представленная в логарифмическом масштабе. После осуществления операции вычисления антилогарифма в блоке ВА информация подается на вход демультиплексора ДМ. Вывод информации на сумматоры СМ (рис. 6.17) производится путем подачи импульса с выхода ФИ на управляющие входы блока выходных регистров БВ.

При реализации отдельных узлов количество используемых микросхем определяется принятой разрядностью СУ. Вычисление логарифмов и антилогарифмов легко реализуется на программируемом постоянном запоминающем устройстве или на программируемых логических матрицах, в которых определенному слову на адресных входах ставится в соответствие определенное, заранее запрограммированное слово на информационных выходах.

При реализации операции антилогарифмирования косинуса необходимо учитывать, что  $\cos \Theta$  может принимать отрицательные значения. Следовательно, блок логарифмирования БЛЗ должен вычислять  $\ln |\cos \Theta|$ ; а информация о знаке  $\cos \Theta$  с выхода АЛУ должна подаваться на вход БА для формирования в последнем правильного знака корректирующего угла.

Реализация измерителя параметров несимметрии проще всего осуществляется путем измерения амплитуд линейных напряжений с последующим определением ортогональных составляющих несимметрии по формулам [12]

$$\varepsilon \cos \Delta\psi = \frac{2U_{AB} - U_{BC} - U_{CA}}{U_{AB} + U_{BC} + U_{CA}};$$

$$\varepsilon \sin \Delta\psi = \frac{\sqrt{3}(U_{BC} - U_{CA})}{U_{AB} + U_{BC} + U_{CA}}$$

и вычислением модуля  $\varepsilon$  и аргумента  $\Delta\psi$  несимметрии. Измеритель можно реализовать как на аппаратном, так и на программном уровне.

При отсутствии искажений напряжений сети определение ортогональных составляющих несимметрии в цифровой форме легче осуществить при использовании формул [12]

$$\varepsilon \cos \Delta\psi = \left( \frac{2\pi}{3} - \psi_{BC} \right) / \sqrt{3};$$

$$\varepsilon \sin \Delta\psi = (2\psi_{AB} + \psi_{BC} - 2\pi) / 3.$$

Применение описанной СУ целесообразно для высококачественных систем электропитания средней и большой мощности.

Оценка эффективности подавления возмущений с помощью описанных СУ показала, что колебания выпрямленного напряжения УВ с использованием структуры, показанной на рис. 6.13, снижается по сравнению с равноинтервальной СУ в 20...25 раз. Это удовлетворяет требованиям многих потребителей и позволяет снизить требования к обратным связям систем электропитания.

Система управления, соответствующая рис. 6.17, обеспечивает снижение неканонических гармоник вы-



прямленного напряжения, обусловленных несимметрией сети до уровня, не превышающего 0,1 % несимметрии сети.

## ГЛАВА 7

### ФИЛЬТРЫ

#### 7.1. Эффективность пассивных фильтров

При построении высокоэффективных полупроводниковых систем электропитания важная роль уделяется фильтрам гармоник выпрямленного напряжения, так как они оказывают существенное влияние на массогабаритные показатели преобразовательных устройств. Известное разделение спектра гармоник выпрямителей на поддиапазон неканонических ( $\omega_0 \leq \leq \omega_n < m\omega_0$ ) и канонических ( $\omega_n \geq m\omega_0$ ) одновременно указывает на необходимость разделения требований к фильтрующим устройствам по диапазонам частот. Очевидно, что с точки зрения обеспечения минимальных массогабаритных показателей систем преобразования электроэнергии эти требования должны быть следующими.

Для поддиапазона неканонических гармоник добиваться высокой эффективности нецелесообразно. В этом диапазоне частот фильтры, работающие в цепях постоянного тока, должны рассчитываться таким образом, чтобы они не усиливали низкочастотных гармоник, т. е. коэффициент фильтрации не должен быть меньше единицы. Максимальной эффективности от фильтров следует добиваться в поддиапазоне  $m\omega_0 \leq \omega_n \leq (4...6)m\omega_0$ . С этих позиций и рассмотрим наиболее эффективные схемы фильтров. Большую часть фильтров, имеющих повышенные значения коэффициентов фильтрации в диапазоне  $m\omega_0 \leq \omega_n \leq \leq (4...6)m\omega_0$ , можно получить как частные случаи

обобщенной Т-образной схемы (рис. 7.1). Найдем эквивалентные индуктивности ветвей с учетом взаимных связей. Знаками (·) и (⊙) отмечены два варианта соединения обмоток дросселей:

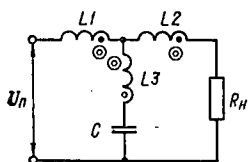


Рис. 7.1

$$\left. \begin{aligned} L_{\text{э}1} &= L_1 + M_{1,2} \pm M_{1,3} \pm M_{2,3}; \\ L_{\text{э}2} &= L_2 + M_{1,2} \mp M_{1,3} \mp M_{2,3}; \\ L_{\text{э}3} &= L_3 - M_{1,2} \pm M_{1,3} \mp M_{2,3}. \end{aligned} \right\} \quad (7.1)$$

Верхний знак в выражении (7.1) соответствует согласному включению  $L1$  и  $L3$ , нижний — встречному.

Коэффициент фильтрации Т-образной схемы фильтра [6]

$$q_n = \frac{\sqrt{[\omega_n^2 (L_{\text{э}1} + L_{\text{э}3}) C - 1]^2 + \frac{\omega_n^2}{R_n^2} [L_{\text{э}1} L_{\text{э}2} \omega_n^2 C + (\omega_n^2 L_{\text{э}3} C - 1) (L_{\text{э}1} + L_{\text{э}2})^2]}}{\omega_n^2 L_{\text{э}3} C - 1} \quad (7.2)$$

Сопротивление резонансной цепи фильтра (см. рис. 7.1) для  $n$ -й гармоники

$$X_n = j \frac{\omega_\Phi}{\omega_n} \rho \left( \frac{\omega_n^2}{\omega_\Phi^2} - 1 \right), \quad (7.3)$$

где  $\omega_\Phi^2 = 1/L_{\text{э}3}C$ ;  $\rho = \sqrt{L_{\text{э}3}/C}$ .

Из выражений (7.2) и (7.3) следует, что для обеспечения высокой эффективности подавления гармоник фильтром с резонансными контурами, низкой их чувствительности к изменению параметров элементов должно выполняться условие  $L_{\text{э}1} \gg L_{\text{э}3}$ , а прибли-

женное равенство  $\omega_n^2 (L_{\text{эл}} + L_{\text{э3}}) C - 1 \approx \omega_n^2 L_{\text{эл}} C - 1$  должно быть справедливо для всех гармоник  $\omega_n > m\omega_0$ .

Учитывая, что при  $n = 1$

$$m^2 \omega_0^2 L_{\text{э3}} C - 1 = 0, \quad (7.4)$$

можно записать  $\omega_n^2 L_{\text{эл}} C \gg 1$  и  $\omega_n^2 L_{\text{эл}} C - 1 \approx \omega_n^2 L_{\text{эл}} C$ .

Формулу (7.2) преобразуем к виду

$$q_n = \frac{\omega_n}{n^2 - 1} \times \\ \times \sqrt{\omega_n^2 \tau_c^2 \frac{H^2}{(1+r^2)^2} + \left[ \omega_n^2 \tau_c^2 \frac{H^2 r}{(1+r^2)^2} + H(n^2 - 1) \right]^2}, \quad (7.5)$$

где  $H = \frac{L_{\text{эл}}}{R_n} (1 + r^2)^2$ ;  $r^2 = \frac{L_{\text{э2}}}{L_{\text{эл}}}$ ;  $\tau_c = R_n C$ .

Расчетные кривые (рис. 7.2) 1 (при  $\tau_c = 10^{-2}$  с;  $H = 10^{-2}$  с), 2 (при  $\tau_c = 10^{-2}$  с;  $H = 2 \cdot 10^{-3}$  с), 3 (при  $\tau_c = 10^{-3}$  с;  $H = 10^{-2}$  с), 4 (при  $\tau_c = 10^{-3}$  с;  $H = 2 \cdot 10^{-3}$  с) для  $n = 12$ ,  $m = 6$  показывают, что максимальные значения  $q_n$  обеспечиваются для  $r = 1$ .

Это объясняется наибольшей удельной величиной второй составляющей подкоренного выражения (7.5), анализ которого относительно  $r$  дает тот же результат.

Так как при  $q_n \gg 1$ ,  $\frac{1}{4} \omega_n^2 \tau_c H \gg (n^2 - 1)$  и  $\omega_n^2 \gg 1$ , то формула (7.5) преобразуется к виду

$$q_n = \frac{n^2}{n^2 - 1} \omega_0^2 m^2 \tau_c H \sqrt{1 + \omega_n^2 H^2} \approx \\ \approx \frac{n^3 m^3 \omega_0^3}{n^2 - 1} \tau_c H. \quad (7.6)$$

Расхождение в результатах расчетов по точной (7.2) и приближенной (7.6) формулам не превышает

15 % для  $n = 12$ . С повышением частоты расхождения между величинами коэффициентов фильтрации уменьшаются и при  $n = 18$  не превышают 5 %.

Рассмотрим некоторые фильтры, схемы которых являются частными случаями фильтра, показанного на рис. 7.1 [3]. Эквивалентные параметры таких фильтров сведены в табл. 7.1.

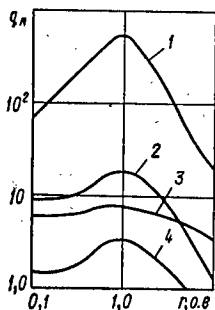


Рис. 7.2

Для выполнения сравнительного анализа схем 2...4 рассмотрим вторую составляющую подкоренного выражения формулы (7.2).

$$L_{\varepsilon 1} L_{\varepsilon 2} \omega_n^2 C + (\omega_n^2 L_{\varepsilon 3} C - 1) \times \\ \times (L_{\varepsilon 1} + L_{\varepsilon 2}) = P_{\phi}. \quad (7.7)$$

Подставляя из формулы (7.4) значение для  $L_{\varepsilon 3}$  при

$$M_{1,3}^2 \approx L_1 L_3,$$

с учетом значений эквивалентных параметров табл. 7.1 находим

$$P_{\phi} \approx -L_1 \quad \text{для схем 3 и 4;} \\ P_{\phi} \approx -L_2 \quad \text{для схемы 2} \quad (7.8)$$

Анализируя коэффициенты подавления для схем 2...4 при выполнении условия (7.8), находим, что они эквивалентны формуле Г-образного LC-фильтра. Большей эффективностью среди них, как следует из табл. 7.1, будет обладать схема 3, так как при одинаковых установленных мощностях конденсаторов  $C$  значение  $L_{\varepsilon 1} + L_{\varepsilon 3}$  будет в ней наибольшим. Формула для определения коэффициента подавления фильтра, соответствующего схеме 3, имеет вид

$$q_n = \frac{1}{n^2 - 1} \times \\ \times \sqrt{[\omega_n^2 (L_1 + L_3 + 2M_{1,3}) C - 1]^2 + \omega_n^2 \frac{(L_1)^2}{R_n}}. \quad (7.9)$$

При  $q_n \gg 1$  и  $\omega_n^2 (L1 + L3 + 2M_{1,3}) C \gg 1$ ,  $L1 \gg L3 + 2M_{1,3}$ , поэтому для приближенных расчетов и сравнительной оценки фильтров формулу (7.9), аналогично Г-образному LC-фильтру, можно представить в следующем виде:

$$q_n = \frac{\omega_n}{n^2 - 1} \sqrt{\omega_n^2 (L1)^2 C + \frac{(L1)^2}{R_n^2}} \approx \approx \frac{n^2}{n^2 - 1} m^2 \omega_0^2 L1 C. \quad (7.10)$$

Таблица 7.1

Номер схемы	Условие физической реализуемости	Эквивалентные индуктивности ветвей фильтров			
		$L_{\text{Э1}}$	$L_{\text{Э2}}$	$L_{\text{Э3}}$	$L_{\text{Э1}} + L_{\text{Э3}}$
1	$M_{13} = M_{23} = 0$	$L1 + M_{1,2}$	$L2 + M_{1,2}$	$L3 - M_{1,2}$	$L1 + L3$
2	$L1 = 0,$ $M_{2,3} < 0$	$M_{2,3}$	$L2 - M_{2,3}$	$L3 - M_{2,3}$	$L3$
3	$L2 = 0,$ $M_{1,3} > 0$	$L1 + M_{1,3}$	$-M_{1,3}$	$L3 + M_{1,3}$	$L1 + L3 + 2M_{1,3}$
4	$L2 = 0,$ $M_{2,3} = 0$	$L1 - M_{1,3}$	$M_{1,3}$	$L3 - M_{1,3}$	$L1 + L3 - 2M_{1,3}$

Массогабаритные показатели фильтров определяются суммарными массогабаритными показателями элементов — дросселей и конденсаторных батарей, которые по аналогии с фильтрами для цепей переменного тока можно представить зависимыми от величин установленных мощностей дросселей и конденсаторов при частоте  $\omega_0$ :

$$\begin{aligned} Q_L &= \omega_0 L I_{dm}^2; \\ Q_C &= \omega_0 C U_{dm}^2, \end{aligned} \quad (7.11)$$

где  $I_{dm}$ ,  $U_{dm}$  — максимальные значения выпрямленного тока и напряжения.

С учетом выражения (7.11) формулы (7.6) и (7.10) для определения коэффициентов подавления схем 1 и 3 приобретают следующий вид:

$$q_{n1} = \frac{n^3 m^3}{4(n^2 - 1)} \frac{Q_L Q_C}{P_d^3}; \quad (7.12)$$

$$q_{n3} = \frac{n^2 m^2}{n^2 - 1} \frac{Q_L Q_C}{P_d^2}, \quad (7.13)$$

где  $P_d = I_{dm} U_{dm}$ .

Сравнивая формулы (7.12) и (7.13) при условии применения однотипных конденсаторов (когда  $Q_C = h Q_{C3}$ , где  $Q_{C3}$  — установленная мощность одного конденсаторного элемента;  $h$  — количество элементов), находим, что схема Т-образного фильтра будет обладать большей величиной коэффициента подавления лишь при условии, когда  $\frac{Q_L}{P_d} > \frac{4}{mn}$  или, другими словами, установленная мощность дросселя фильтра № 1 (см. табл. 7.1) для обеспечения высокой эффективности при  $m = 6$  должна превышать  $1/3$  мощности нагрузки.

При равенстве массогабаритных показателей фильтров № 1 и № 3 (табл. 7.1) различия в коэффициентах фильтрации иллюстрируются кривыми (рис. 7.3), отражающими зависимость  $q_{n1}/q_{n3} = f(n)$  ( $n = km$ ,  $k = 1, 2, 3, \dots$  см. гл. 4) при различных величинах  $m\omega_0\tau_1$ . Из графиков следует, что преимущества рассматриваемого фильтра наиболее полно проявляются в требуемом диапазоне частот. С повышением частоты они снижаются, однако это не играет существенной роли ввиду снижения амплитуд гармоник с повышением порядка.

Для резонансной частоты  $\omega_n = m\omega_0$  приближенное значение коэффициента фильтрации определяется из выражения

$$q_m = \frac{m^2 \omega_0 (L + M)^2}{R_p R_H} \approx \frac{4m^2 \omega_0^2 L^2}{R_p R_H},$$

где  $R_p = (1,7...2) \operatorname{tg} \delta_c / m \omega_0 C$ ;  $\delta_c$  — угол диэлектрических потерь конденсаторов.

Рис. 7.4 дополнительно иллюстрирует преимущества Т-образного фильтра (кривая 6) по сравнению с Г-образным LC-фильтром (кривая 2), Г-образным с последовательным резонансным контуром,

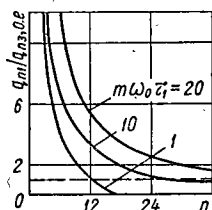


Рис. 7.3

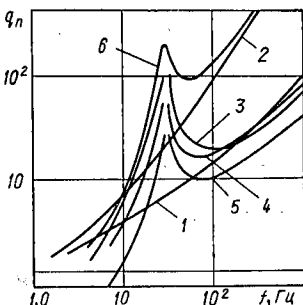


Рис. 7.4

включенным параллельно нагрузке (кривая 3), трансформаторным [5] (кривая 4), компенсационным [3] (кривая 5), индуктивным (кривая 1). Кривые рассчитаны при приблизительно равенстве массогабаритных показателей реактивных элементов.

Дальнейшее повышение коэффициента фильтрации схемы № 1 (табл. 7.1) обеспечивается дополнительным наращиванием количества реактивных элементов, что не всегда удовлетворяет условиям совместности фильтра в преобразовательной установке.

В процессе эксплуатации фильтров настройка резонансных ветвей со временем ухудшается. Для на-

стройки их в резонанс обычно предусматриваются дополнительные, подключаемые параллельно основным конденсаторы различных емкостей.

На рис. 7.5, а показан вариант схемы, позволяющей автоматизировать этот процесс [1] путем автоматической подрегулировки величины индуктивности резонансного дросселя.

Структурная схема системы регулирования, поясняющая работу узла настройки резонансной цепи,

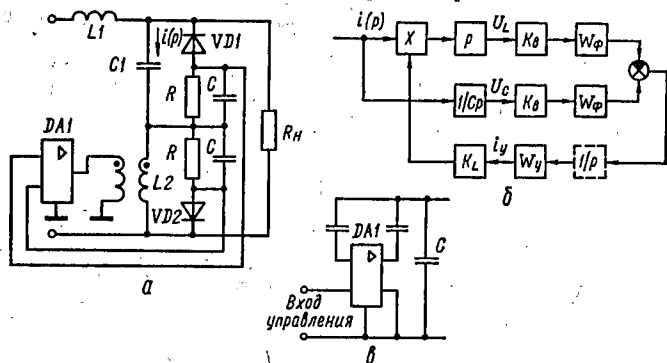


Рис. 7.5

показана на рис. 7.5, б, где  $K_b$  — коэффициент передачи однополупериодного выпрямителя;  $K_L$  — коэффициент, определяющий зависимость изменения индуктивности дросселя  $L_2$  от величины выходного тока усилителя  $DA1$  с передаточной функцией  $W_y$ ;  $W_\phi$  — передаточная функция  $RC$ -фильтра. Работа схемы состоит в том, что напряжения на индуктивности  $L_2$  и конденсаторе  $C1$  выпрямляются однополупериодными выпрямителями  $VD1$  и  $VD2$  и после фильтрации  $RC$ -фильтрами суммируются. При настроенной ветви  $L_2C1$  напряжения на реактивных элементах  $L_2$  и  $C1$  одинаковы. При расстроенной ветви  $L_2C1$



равенство контролируемых напряжений нарушается, разностный сигнал усилителем  $DA1$  преобразуется в ток, который изменяет величину индуктивности дросселя  $L2$  на величину, достаточную для восстановления резонанса. Точность настройки можно повысить использованием астатического регулятора (рис. 7.5, б).

Вместо регулирования индуктивности дросселя  $L2$  можно автоматически регулировать в небольших пределах емкость конденсаторов  $C$ , как это показано на рис. 7.5, в [2].

Схему подстройки можно использовать и для Т-образной схемы. Для этой цели резистор, подключаемый параллельно дросселю  $L2$ , необходимо уменьшить в  $L3/(L3 - M_{12})$  раз.

## 7.2. Комбинированные фильтры

Под комбинированным фильтром в соответствии с классификацией, предложенной в книге [4], понимается последовательное соединение пассивного (ПФ) и активного (АФ) фильтров. В отличие от многозвенных ПФ такое название обусловлено тем, что в рассматриваемой структуре имеет место сложная форма взаимного влияния АФ и ПФ, в силу чего проектировать такое устройство позволено в большинстве случаев нельзя.

Комбинированные фильтры с активной последовательной схемой компенсации. Простейшей схемой АФ является схема с последовательно включенным в цепь нагрузки компенсирующим трансформатором [4] (рис. 7.6, а) (АФПС). Из схемы замещения его (рис. 7.6, б) следует, что действие АФПС можно рассматривать как результат внесения в контур протекания тока высших гармоник и нагрузки сопротивления  $Z_{АФ} = K Z_{н}$ . Используя этот параметр, легко опреде-

ляют коэффициент фильтрации

$$q_{\text{АФ}} = \left| \frac{\dot{e}_n}{\dot{U}_H} \right| = \left| \dot{K} + 1 + \frac{Z_K + Z_H}{Z_H} \right|,$$

входное и выходное сопротивления АФПС

$$Z_{\text{вх}} = Z_K + (\dot{K} + 1) Z_H; \quad Z_{\text{вых}} = (Z_n + Z_K)/(\dot{K} + 1),$$

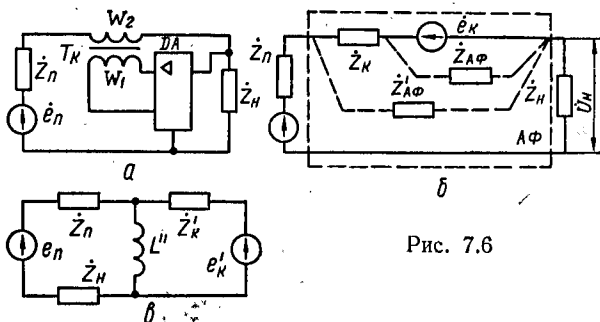


Рис. 7.6

относительную погрешность компенсации

$$\delta(\omega_n) = \left| \frac{\Delta \dot{e}}{\dot{e}_n} \right| = \left| \frac{1}{1 + \dot{K} Z_H / Z_\Sigma} \right| =$$

$$= \frac{1/W(\omega_n)}{\sqrt{1 + W^{-2}(\omega_n) + \frac{2 \cos \varphi(\omega_n)}{W(\omega_n)}}}, \quad (7.14)$$

где  $\dot{K}$  — комплексный коэффициент усиления усилителя АФ;  $Z_n$ ,  $Z_K$  — сопротивления источников гармоник и компенсирующего сигнала;  $Z_\Sigma = Z_n + Z_K + Z_H$ ;  $\Delta \dot{e} = \dot{e}_n - \dot{e}_K$ ;

$$W(\omega_n) = \left| \dot{K} \frac{Z_n}{Z_\Sigma} \right|; \quad \varphi(\omega_n) = \arg W(j\omega_n).$$

Мощность, отдаваемая источником компенсирующей ЭДС в цепь нагрузки,

$$P = \sum_{n=1}^N P_{\kappa n}(\omega_n) = \left| \sum_{n=1}^N \frac{\dot{e}_n^2}{Z_{\Sigma}(\omega_n) W(\omega_n)} \right|,$$

в  $K$  раз меньше мощности источника пульсаций в спектре подавляемых гармоник. Отсюда, однако, не следует делать вывод о малой мощности выходного каскада усилителя. Это можно видеть после преобразования схемы компенсации к виду, соответствующему рис. 7.6, в. Здесь эквивалентная схема замещения трансформатора приведена к его вторичной обмотке  $L''$ ;  $\dot{e}'_{\kappa}$  и  $Z'_{\kappa}$  — приведенные ЭДС и выходное сопротивление компенсирующего источника. В случае идеальной компенсации мощность источника

$$P_{\kappa} = \sum_{n=1}^{N_B} P_{\kappa n}(\omega_n) = \frac{1}{L''} \sum_{n=1}^{N_B} \frac{e_n^2}{\omega_n},$$

где  $N_B$  — номер гармоники верхней частоты компенсации.

Следует отличать мощность, отдаваемую в цепь нагрузки, от мощности усилителя, необходимой для создания ЭДС компенсации. Различие оценивается коэффициентом эффективности компенсации  $n$ -й гармоники [5]:

$$\begin{aligned} \eta_{\Sigma} &= \frac{\Delta P_n}{P_{\Pi}} = \eta_{\gamma} \eta_{\Sigma}' = \\ &= \eta_{\gamma} \frac{K^2}{K^2 - 1} \left| \frac{Z_{\Pi}}{Z_{\kappa}} \left( \frac{Z_n}{Z_{\Pi}} + 2 + \frac{Z_{\Pi}}{Z_{\kappa}} \right) \right|^{-1}, \end{aligned}$$

где  $\Delta P_n$  — уменьшение мощности, рассеиваемой в нагрузке в результате компенсации гармоник АФ;  $P_{\Pi}$  — мощность, потребляемая усилителем от источника питания;  $\eta_{\gamma}$  — КПД усилителя;  $K$  — модуль  $K$ .

Графики зависимости  $\eta_{\Sigma}$  от соотношения реактивных элементов АФ показаны на рис. 7.7. Из них следует, что повышение  $\eta_{\Sigma}$ , сопровождаемое увеличением габаритных размеров трансформатора, приводит к снижению установленной мощности усилителя компенсации вследствие увеличения  $Z_k$ . Последнее позволяет решать задачи оптимизации технико-экономических показателей АФ. Величина  $\eta_{\Sigma}$ , как следует

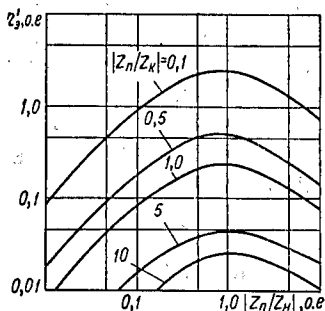


Рис. 7.7

из рис. 7.7, может значительно превышать единицу, что подтверждает высказанное выше утверждение о неэквивалентности для рассматриваемой схемы АФ мощности скомпенсированных гармоник и мощности усилителя, обеспечивающего их компенсацию.

Увеличение входного сопротивления участка цепи с АФПС эквивалентно уменьшению нагрузки ПФ,

поэтому АФПС целесообразно включать последовательно с ПФ, имеющим низкое выходное сопротивление.

На рис. 7.8, а, б показаны два варианта включения АФПС последовательно с Г-образным LC-фильтром, их схемы замещения (рис. 7.8, в, г) и соответствующие структурные схемы (рис. 7.8, д, е). Передаточные функции этих схем определяются из следующих соотношений:

$$W_{\Phi}(p) = \mathcal{L}\left(\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}\right); \quad W_2(p) = \mathcal{L}\left(\frac{Z_k}{Z_k + Z_y}\right);$$

$$W_1(p) = \mathcal{L}\left[\frac{(Z_1 + Z_2) Z_n}{Z_1 Z_2 + (Z_1 + Z_2)(Z_k + Z_n)}\right];$$

$$W_T(p) = \mathcal{L} \left[ \frac{K_T L_1 j \omega_n Z'_{ЭН}}{R_y (L_1 j \omega_n + Z'_{ЭН}) + Z'_{ЭН} L_1 j \omega_n} \right];$$

$$W_3(p) = \mathcal{L} \left[ \frac{Z_H (Z_K + Z_y)}{Z_y (Z'_n + Z_n) + Z_K (Z'_n + Z_H + Z_y)} \right],$$

где  $Z_i$  соответствуют параметрам схем замещения АФ,  $Z'_n = Z_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2)$ ;  $W_T$  — передаточная функция

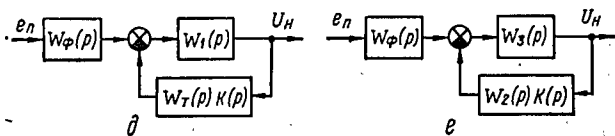
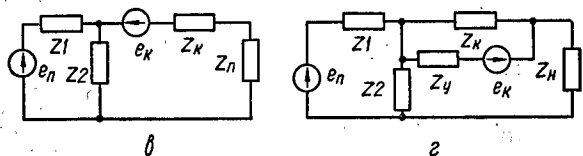
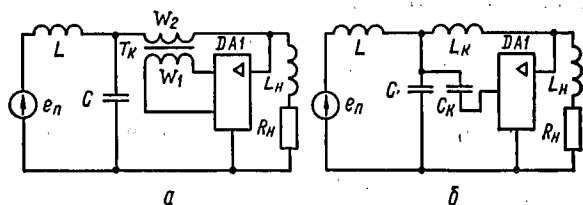


Рис. 7.8

компенсационного трансформатора;  $Z'_{ЭН} = Z'_H + Z_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2)$  — приведенное к первичной обмотке эквивалентное сопротивление нагрузки трансформатора;  $K_T = W_2 / W_1$  (рис. 7.6, а);  $\mathcal{L}$  — оператор преобразования Лапласа.

Сложная взаимосвязь между параметрами ПФ и АФ в общем случае существенно затрудняет решение задачи обеспечения требуемых технических характеристик. При обеспечении условий

$$C \geq 100 \frac{L}{R_n^2}; \quad \frac{L_n}{R'_y} \geq \frac{L}{R_n}; \quad \frac{L_n}{R_y} \geq 100 \frac{L}{R_n},$$

приведенное ко вторичной обмотке активное сопротивление усилителя АФ

$$R'_y = R_y \frac{W_2^2}{W_1^2} = R_y K_T^2,$$

передаточная функция  $W_1(p) = 1$ , а  $W_T(p)$  будет соответствовать передаточным функциям в диапазоне низких частот

$$W_{T.n}(p) = K_T \frac{L'_p}{R_y} \left[ 1 + L' \left( \frac{1}{R_y} + \frac{1}{R'_n} \right) p \right]; \quad (7.15)$$

в диапазоне средних частот

$$W_{T.c}(p) = K_T \frac{R'_n}{R_y + R'_n} \left( 1 + \frac{L_n}{R_n} p \right) \left( 1 + \frac{L'_n}{R_y + R'_n} p \right). \quad (7.16)$$

Произведение функций  $W_3(p)W_2(p)$  после аналогичных преобразований принимает вид

$$W_3(p)W_2(p) = \left( 1 + \frac{L_n}{R_n} p \right) \frac{L_k}{R_y} p / \frac{L_k}{R_n} \cdot \frac{L_n + L}{R_y} p^2 + \\ + \left( \frac{L_n + L_k}{R_n} + \frac{L_k}{R_y} \right) p + 1. \quad (7.17)$$

Постоянные времени функций (7.15) — (7.17) в значительной степени зависят от  $R_y$ , величина которого может меняться в широких пределах [4]. Целесообразно выходные каскады усилителей мощности вы-

бирать с возможно низким сопротивлением, так как обеспечение требуемых частотных характеристик и устойчивости АФ зависит от  $R_y$ .

Формирование желаемой ЛАЧХ АФ может осуществляться в зависимости от требуемого диапазона

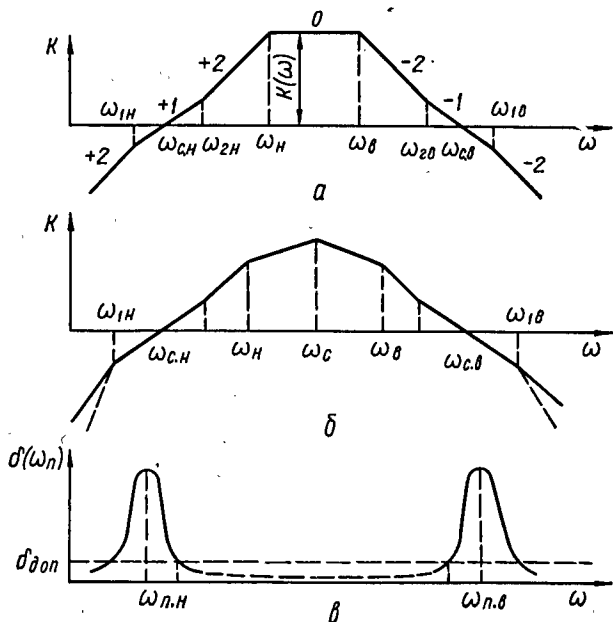


Рис. 7.9

частот фильтруемых гармоник  $D = \omega_{c.B}/\omega_{c.H}$  (рис. 7.9, а, б) и коэффициента компенсации

$$K_k(\omega_n) = \frac{1}{\delta(\omega_n)} = q_{\text{АФ}} \left| \frac{Z_H}{Z_\Sigma} \right| \approx K(\omega_n).$$

При малых значениях интервала  $D$  между частотами среза желаемой ЛАЧХ в области низких  $\omega_{c.H}$

и высоких  $\omega_{с.в.}$  частот наблюдается взаимное влияние фазовых характеристик поддиапазонов. Для его устранения необходимо выполнение условий (см. рис. 7.9, а, б)

$$\frac{\omega_{с.в.}}{\omega_{н.}} = \frac{\omega_{в.}}{\omega_{н.}} + \frac{\omega_{с.в.}}{\omega_{в.}} > 10.$$

Как следует из приведенных ЛАЧХ, компенсация гармоник осуществляется в ограниченной поло-

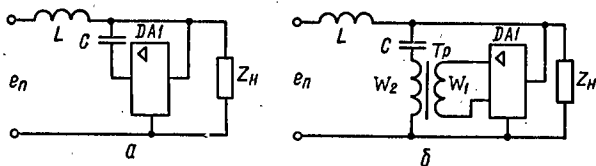
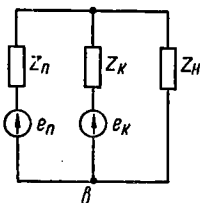


Рис. 7.10



се частот и соответствует допустимому уровню погрешности компенсации  $\delta_{доп}$  (рис. 7.9, в). Подъем амплитудно-частотной характеристики происходит на

частотах подъема  $\omega_{п.в.}$  и  $\omega_{п.н.}$ , близких к  $\omega_{с.в.}$  и  $\omega_{с.н.}$  и может привести к усилению соответствующих гармоник. Несложно показать, что для частот среза при симметричной ЛАЧХ справедлива зависимость

$$\delta(\omega_{с.н.}, \omega_{с.в.}) = \frac{\sin \Delta\varphi}{2},$$

где  $\Delta\varphi$  — запас по фазе. При  $\Delta\varphi = 30^\circ$   $\delta_{с.в.} = \delta_{с.н.} = 1,93$ , т. е. гармоники, подпадающие в окрестность частот среза АФ, будут усилены почти в два раза.

**Комбинированные фильтры с параллельным включением источника компенсирующей ЭДС.** Особенности структур комбинированных АФ с параллельным включением источника компенсирующей ЭДС (АФПР) рас-



смотрим на примере принципиальных схем [4], показанных на рис. 7.10, а, б, схема замещения которых изображена на рис. 7.10, в.

Напряжение на нагрузке  $Z_n$  в режиме компенсации

$$\dot{U}_n = \dot{e}_n \left\{ 1 + Z_n \left[ \left( \frac{Z_k}{K+1} + Z_n \right) / \left( \frac{Z_k}{K+1} Z_n \right) \right] \right\}^{-1}. \quad (7.18)$$

Из формулы (7.18) следует, что действие АФПР можно рассматривать как шунтирование нагрузки сопротивлением

$$Z_{\text{АФ}} = Z_k / (K + 1).$$

Для нормальной его работы в схеме комбинированного фильтра выходное сопротивление предвключенного пассивного фильтра должно быть большим.

Относительная погрешность компенсации АФПР

$$\delta(\omega_n) = \left| \frac{\Delta \dot{e}}{\dot{e}_n} \right| = \left| \frac{Z_n}{Z_k} \frac{\Delta \dot{e}}{\dot{U}_n} \right| = \left| \frac{Z_n}{Z_k} \frac{1}{1 + K \cdot \Pi_3} \right|.$$

Коэффициент компенсации гармоник

$$K_{\text{к.ф}}(\omega_n) = \frac{1}{\delta(\omega_n)} = \left| \frac{Z_k}{Z_n} (1 + K \Pi_3) \right|.$$

Коэффициент фильтрации

$$q_{\text{АФ}} = \left| [1 + Z_n (Z_n^{-1} + Z_k^{-1})] K_{\text{к.ф}}(\omega_n) \frac{Z_n}{Z_k} \right|, \quad (7.19)$$

где  $\Pi_3 = Z_n Z_n (Z_n Z_n + Z_k Z_n + Z_n Z_k)^{-1} = Z_n Z_n Z_{\Sigma}^{-1}$ .

Из формулы (7.19) следует, что в АФПР также наблюдается линейная взаимосвязь между  $q_{\text{АФ}}$  и  $K_{\text{к.ф}}(\omega_n)$ . В то же время возможно повысить  $q_{\text{АФ}}$  соответствующим выбором пассивных элементов схемы.

Требуемая мощность усилителя АФПР [3]

$$P_y = \eta_y P_k = \eta_y \sum_{n=1}^N \left| \frac{\dot{e}_n^2 K(\omega_n) [K(\omega_n) + 1] Z_k}{q_n Z_k + K(\omega_n) Z_n} \right|, \quad (7.20)$$

где  $q_n = (Z_n Z_H + Z_k Z_H + Z_n Z_k) (Z_k Z_H)^{-1}$ .

В режиме глубокой компенсации  $K(\omega_n) \gg 1$  и

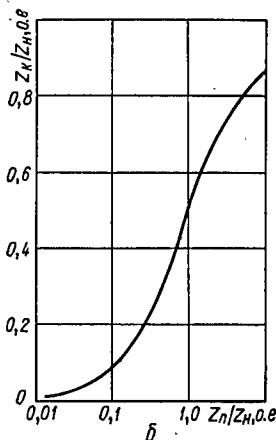
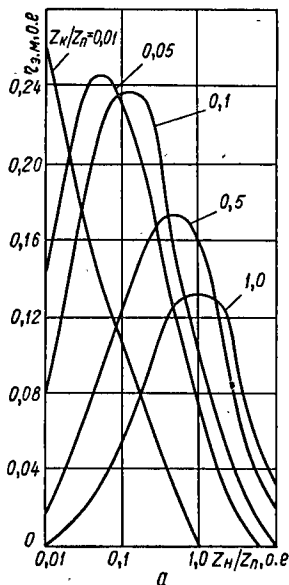


Рис. 7.11

при выполнении условий  $|Z_H| \gg |Z_k|$ ,  $|Z_n| \gg |Z_k|$  формула (7.20) преобразуется к более простому виду

$$P_y = \eta_y \sum_{n=1}^N \left| \dot{e}_n^2 \frac{Z_k}{Z_H^2} \right|. \quad (7.21)$$

Из выражения (7.21) следует, что мощность усилителя АФПР зависит от величины сопротивления компенсирующего источника.

Выражение для максимального значения коэффициента эффективности имеет вид

$$\eta_{\text{э.м}} = \left| \left[ \frac{Z_k}{Z_n} \left( \frac{Z_n}{Z_n} + 2 + \frac{Z_n}{Z_n} \right) + 2 + \frac{Z_n}{Z_n} \left( 1 + \frac{Z_n}{Z_k} \right) \right]^{-1} \right|.$$

Зависимости  $\eta_{\text{э.м}}$  от соотношения параметров  $Z_n/Z_n$  показаны на рис. 7.11, а, а кривая, определяющая такое соотношение между параметрами АФПР, при которых  $\eta_{\text{э.м}}$  будет иметь максимальное значение, — на рис. 7.11, б.

Сравнительный анализ энергетических характеристик АФПС и АФПР показывает, что в АФПР мощность усилителя, необходимая для снижения гармоник в нагрузке, значительно превышает мощность усилителя в АФПС. Поэтому при больших уровнях гармоник применение АФПС более предпочтительно.

Учитывая, что сопротивление контура компенсации  $Z_k$  должно быть как можно меньшим для его снижения в бестрансформаторной схеме АФ, необходимо выбирать усилитель с малым выходным сопротивлением и увеличивать емкость  $C_k$ . В трансформаторной схеме АФ с сопротивлением

$$Z_k = \frac{1}{j\omega_n C} + L'_{\sigma 2} j\omega_n + \frac{1 + \frac{L'_{\sigma 1}}{R'_y} j\omega_n}{1 + \frac{L_2}{R'_y} j\omega_n} L_2 j\omega_n \quad (7.22)$$

ветвь компенсации необходимо выполнить с малым характеристическим сопротивлением. В формуле (7.22) частотно-зависимый коэффициент при  $j\omega_n L_2$  для  $\omega_n <$

$< \frac{R'_y}{L_2}$  равен единице, а для  $\omega_n > R'_y/L_2$  — соответ-

ственно  $L'_{\sigma 1}/L_2$ ; где  $L'_{\sigma 1}$ ,  $L'_{\sigma 2}$  — приведенные к первичной обмотке индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Особенность синтеза комбинированного АФ с параллельной ветвью компенсации в том, что передаточная функция  $W_{\text{АФ}}(p)$  его замкнутой структуры (рис. 7.12) зависит как от параметров нагрузки, так

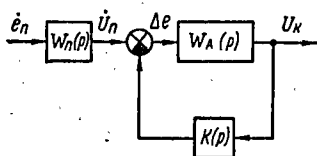


Рис. 7.12

и от предвключенного пассивного фильтра. При сложной их структуре  $W_{\text{АФ}}(p)$  становится столь громоздкой, что представить ее в удобном для синтеза виде достаточно сложно. Передаточная функция для при-

веденных на рис. 7.10, а, б схем АФ в случае отсутствия трансформатора при  $RL$ -нагрузке

$$W_{\text{АФ}}(p) = \frac{LCp^2 \left( 1 + \frac{L_n}{R_n} p \right)}{LCp^2 \left( 1 + \frac{L_n}{R_n} p \right) + (R_y Cp + 1) \left( \frac{L_n + L}{R_n} p + 1 \right)}. \quad (7.23)$$

При малой величине  $R_y$ , выполнении условий  $C \gg L/R_n^2$  или  $L_n \gg L$  выражение (7.23) можно представить в виде

$$W_{\text{АФ}}(p) = LCp^2 / (LCp^2 + R_y Cp + 1). \quad (7.24)$$

Для АФПР с трансформатором выполнение условия  $L_n \gg L$  или  $(L_2 + L)C \gg L^2/R_n^2$  позволяет обеспечить  $W_{\text{АФ}}(p)$  вид, близкий к формуле (7.24), т. е.

$$W_{\text{АТ}}(p) = LCp^2 / (LCp^2 + R_n Cp + 1).$$

Передаточную функцию компенсирующего трансформатора  $W_T(p)$  можно найти после приведения всех параметров АФ к первичной обмотке, упрощенную передаточную функцию  $W_T(p)$  — при выпол-

нении условий

$$LC \gg L_1 C > \frac{L_n L_1}{R_n R_y} > \frac{L_n^2}{R_n^2}.$$

Однако первое неравенство не всегда выполнимо, так как значительно легче обеспечить большую индуктивность первичной обмотки трансформатора  $L_1$ , чем силового дросселя  $L$ . Учитывая, что  $R_y$  может быть обеспечено малым, легче получить условие  $L_n/R_n R_y \gg \gg C$ , которое позволяет установить однозначную связь между параметрами АФ.

### 7.3. Пути повышения эффективности сглаживающих фильтров

Из анализа рассмотренных схем активной фильтрации следует, что высокую степень подавления пульсаций можно обеспечить повышением контурного коэффициента усиления однозвенных схем. Величина последнего ограничивается устойчивостью фильтров при изменяющихся параметрах нагрузки и нестабильных параметрах отдельных элементов. Величина коэффициента фильтрации схем с разомкнутым принципом компенсации также зависит от стабильности элементов фильтра. Для известных схем АФ связь между коэффициентом фильтрации  $q_A$  и коэффициентом усиления  $K$  имеет вид

$$q_A = (1 + K)^{-1},$$

а связь между погрешностью коэффициента фильтрации  $\delta_q^* = \delta_q/q_A$  и допустимым коэффициентом нестабильности усилителя  $\delta_y$  устанавливается соотношением

$$\delta_y = \frac{1}{q_A} \left( \frac{1}{1 - \delta_q^*} - 1 \right) = q_A^{-1} \delta_q^* (1 - \delta_q^*)^{-1}.$$

Вид зависимости  $\delta_y = F(q_A)$  (рис. 7.13) подтверждает необходимость высокой стабильности усилителей АФ.

Рассмотрим два варианта схем, позволяющих в значительной степени повысить коэффициент фильтрации однозвенных и многозвенных АФ.

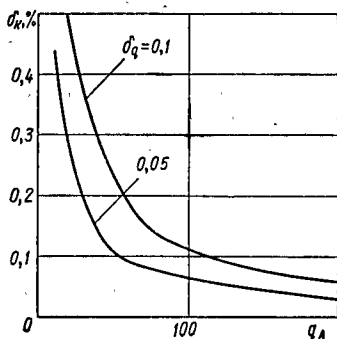


Рис. 7.13

Особенность схемы, соответствующей рис. 7.14, состоит в том, что внутренний контур АФ, содержащий компенсирующий трансформатор  $Tr$ , усилитель  $DA1$  и датчик напряжения  $ДН$ , имеет незначительный коэффициент усиления (в пределах 30...40 дБ), достаточный для линеаризации и стабилизации параметров окончных каскадов. Его передаточная функция

$$\Phi_{вх}(p) = \frac{U_n(p)}{U_n(p)} = \frac{1}{1 + W_T W_{A1} K_{ДН}} \approx \frac{1}{W_T W_{A1} K_{ДН}},$$

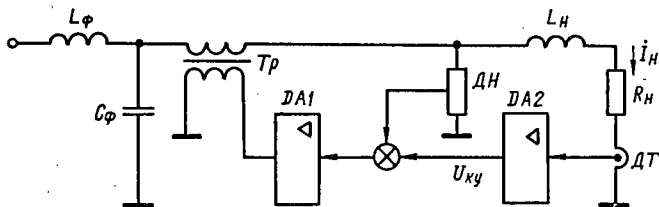


Рис. 7.14

где  $W_T$ ,  $W_{A1}$ ,  $K_{ДН}$  — передаточные функции трансформатора, усилителя  $DA1$  и коэффициент передачи датчика  $ДН$ .

По отношению к входному сигналу  $U_{к.у}$ , поступающему с выхода корректирующего усилителя DA2,

$$\Phi_{к.у}(p) = \frac{U_n(p)}{U_{к.у}} = \frac{1}{K_{дн}} \cdot \frac{W_T W_{A1} K_{дн}}{1 + W_T + W_{A1} K_{дн}} \quad (7.25)$$

Из выражения (7.25) с учетом формулы (7.2)

$$\Phi_{к.у} \approx \frac{1}{K_{дн}} \approx K_{дн}^{-1}.$$

Таким образом, сравнительно небольшой контурный коэффициент усиления рассматриваемого контура компенсирует нестабильность и нелинейность оконечных каскадов. Это дает возможность существенно повысить коэффициент усиления корректирующего усилителя.

Результирующий коэффициент подавления пульсации  $U_n$  будет определяться передаточной функцией

$$\Phi_p = \frac{I_n(p)}{U_n(p)} = \Phi_{к.у} \frac{W_n}{1 + \frac{W_{A2} W_n K_{дт}}{K_{дн}}} \approx \frac{1}{W_T W_{A1} K_{дн} W_{A2}},$$

т. е. будет пропорционален произведению коэффициентов усилителей. Здесь  $K_{дт}$  коэффициент передачи датчика тока нагрузки  $I_n$ .

Другой вариант схемы АФ, в котором реализуются разомкнутый и замкнутый принципы компенсации, показан на рис. 7.15.

Рассмотрим схему замещения АФ, показанную на рис. 7.16, а. АФПС совместно с нагрузкой представим в виде эквивалентного сопротивления нагрузки  $Z_{э.н} = Z_n [K_{DA2}(\omega) + 1]$ . Комплексное сопротивление при Г-образной LC-схеме фильтра

$$Z_n = \frac{j\omega L_\phi + R_\phi}{1 - L_\phi C_\phi \omega^2 + j\omega R_\phi C_\phi}.$$

Вводя обозначения  $\dot{e}_k' = -j\omega M_{13} \dot{I}_y$ ;  $\dot{e}_k'' = -j\omega M_{23} \dot{I}_y$ ;  $M_{12} = M_{21} = M$ ;  $M_{23} = M_{32} = M_2$ ;  $M_{13} = M_{31} = M_1$ ;  $\dot{e}_k'' = \dot{e}_k' \frac{M_2}{M_1} = \dot{e}_k' K$ , а также учитывая, что входное сопротивление усилителя DA1  $Z_{вх}$  несоизмеримо больше сопротивлений  $Z_n$  и  $Z_{э.н}$  в широкой полосе частот

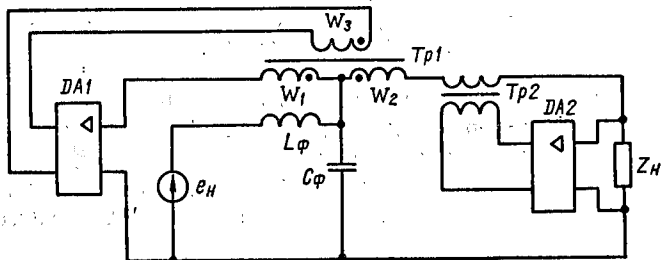


Рис. 7.15

и, следовательно,  $I_3 = I_2 = I$ , а ток  $I_2$  в режиме полной компенсации близок к нулю, запишем приближенную систему уравнений, описывающих работу АФ:

$$\left. \begin{aligned} \dot{e}_y &= \dot{I}_y (R_y + j\omega L_3); \\ \dot{U}_{\phi n} - \dot{e}_k'' &= \dot{I} (Z_n + Z_{э.н}); \\ \dot{e}_k'' &= \dot{e}_k' K_T; \\ \dot{e}_y &= W_{DA1} (\dot{U}_{\phi n} - \dot{e}_k'); \\ U_n &= I Z_{э.н}; \\ \dot{U}_{\phi n} &= \dot{U}_n W_{\phi}. \end{aligned} \right\} \quad (7.26)$$

Структура АФ, соответствующая уравнениям (7.26), показана на рис. 7.16, б, где  $W_{\phi}$ ,  $W_{AF2}$ ,  $W_{DA1}$ ,  $W_{DA2}$  — соответственно комплексные коэффициенты передачи пассивного фильтра, пассивной части АФ2;



усилителей  $DA1$  и  $DA2$ . При этом

$$W_{\Phi}(j\omega) = \frac{1}{L_{\Phi}C_{\Phi}(j\omega)^2 + R_{\Phi}C_{\Phi}j\omega + 1};$$

$$W_{A\Phi 2}(j\omega) = \frac{R_n + j\omega L_n}{R_n + j\omega(L_n + L_2 + L_{\Phi})}.$$

Структура АФ представлена на рис. 7.16 двумя независимыми частями. Первая из них соответствует

АФ, выполненному на трансформаторе  $Tr1$  и усилителе  $DA1$ , а вторая АФ, выполненному на трансформаторе  $Tr2$  и усилителе  $DA2$ . При принятых допущениях структура первого АФ содержит замкнутый контур, устойчивость которого определяется лишь передаточной функцией уси-

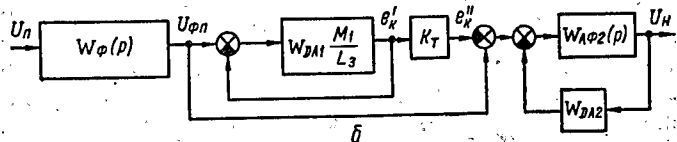
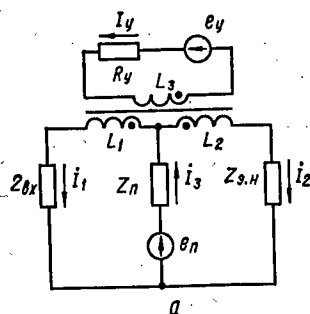


Рис. 7.16.

лителя  $DA1$  и параметрами трансформатора  $Tr1$ . Этим самым обеспечивается инвариантность первого АФ от параметров предвключенного пассивного фильтра и нагрузки, что позволяет обеспечить достаточно высокий контурный коэффициент усиления замкнутого контура. Последнее способствует повышению стабильности АФ и коэффициента компенсации гармоник, который обеспечивается по разомкнутой ветви во втором сумматоре. Точность компенсации определяется точностью

установки параметра  $K_T$ , который близок к единице и определяется по формуле

$$K_T = \frac{1 + W_n(j\omega)}{W_n(j\omega)},$$

где  $W_n(j\omega)$  — комплексный коэффициент передачи замкнутого контура.

Используя известное тождество  $W(j\omega_n) = W(\omega_n) \cos \varphi(\omega_n) + jW(\omega_n) \sin \varphi(\omega_n)$ , получим выражение для  $K_T$ , соответствующее условно полной компенсации тока в цепи нагрузки:

$$K_T = \sqrt{1 + W^{-2}(\omega_n) + 2W^{-1}(\omega_n) \cos \varphi(\omega_n)},$$

где  $\varphi(\omega_n) = \arctg \{[\sin \varphi(\omega_n)] / [\cos \varphi(\omega_n) + W(\omega_n)]\}$ .

На практике достижение высокой эффективности такого АФ обеспечивается при коэффициенте компенсации последовательно включенного АФПС 25...30 дБ. Поэтому процедура настройки такой схемы сводится к следующему. Вначале задается величина коэффициента усиления усилителя  $DA1$  такая, чтобы контурный коэффициент передачи в диапазоне частот подавляемых гармоник достигал 20...25 дБ. Затем устанавливается заданный коэффициент компенсации АФПС увеличением коэффициента усиления усилителя  $DA2$  (рис. 7.15). После этого коэффициент усиления усилителя  $DA1$  увеличивается до величины 40...50 дБ. На последнем этапе дополнительное увеличение коэффициента компенсации может быть достигнуто точным подбором параметра  $K_T$ , если такая операция предусматривается.

## ПРИЛОЖЕНИЕ

### СПИСОК ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ МОДЕЛИРОВАНИЯ

**Программа ACSL** (Advanced Continuous Simulation Language) предназначена для разработки модели и анализа непрерывных систем, а также для решения нелинейных дифференциальных уравнений. Версия ACSL/pc предназначена для микрокомпьютера (μC). Язык моделирования ACSL работает над расширенным Фортраном. Разработанная моделирующая программа имеет следующие секции: INITIAL — осуществляет вывод надписей и производит подготовительные расчеты; DYNAMIC — содержит подпрограмму численного интегрирования, реализует вывод; DERIVATIVE — описывает динамику модели; TERMINAL — позволяет приостановить выполнение программы, получить промежуточные результаты, изменить параметры, повторить модельный эксперимент; DISCRETE — позволяет фиксировать выходные сигналы во время выполнения программы в промежутках заданных дискретных интервалов.

**Программа GASP-IV** (General Activity Simulation Program) предназначена для комбинированного, т. е. дискретного и непрерывного моделирования, ориентирована на события. Варианты: GASP-IV-SMEP, GASP-V.

Носителем действия для GASP-IV является временное событие или событие состояния. Поведение системы моделируется в результате расчета величин переменных состояния методом постоянного временного шага и расчетом моментов изменения состояния методом переменного временного шага.

Моделирующая программа GASP-IV имеет часть стандартных подпрограмм и подпрограмм пользователя. В стандартной части есть 34 подпрограммы с 8 функциональными возможностями. В части пользователя располагают главную программу, программу инициализации, программу оценки временных событий, уравнения пространственных переменных, условия возникновения пространственных событий, программу регистрации состояния системы, программу вывода нестандартных сообщений и сообщений об ошибках.

**Программа SADYS** (System automatizácie projektovania dynamických systémov) предназначена для моделирования и

автоматического проектирования динамических систем (общая ориентация). Может применяться для  $\mu$ С. Программа является проблемно ориентированной, богато структурированной системой, работающей на SM 52/11 под ОС ДОС РВ.ВЗ и на персональных компьютерах. Программа разработана на FEL CYUT в Праге. Она основывается на одной из версий программы DAVID. В результате международных испытаний SADYS была включена в каталог программ СЭВ.

**Программа SELZA** (Simulácia elektrických zapojení) предназначена для моделирования электрических схем, устройств промышленной электроники. Разработана в EVU (Новая Дубница ЧССР). Может использоваться для  $\mu$ С. SELZA — универсальная, проблемно ориентированная интерактивная программа для цифрового моделирования устройств промышленной электроники. Она предназначена для проведения модельных экспериментов при проектировании, анализе и обучении. Разработана на системе SM 52/11 под ДОС РВ.ВЗ и может работать на  $\mu$ С. Моделируемая задача задается диалогом, в котором пользователь описывает схему устройства и параметры используемых элементов. Перед диалогом должна быть подготовлена схема замещения анализируемой цепи, обозначены цифрами узлы, определены базовый узел, обозначены направление и пронумерованы ветви. Для тиристоров задаются моменты подачи импульсов управления.

Структура программы моделирующей системы SELZA определяется следующими модулями: SELZA. CMD — командный файл для диалога при задании, решении и интерпретации модельного эксперимента; POPDM — обеспечивает ввод начальных условий; RDATA — позволяет интерактивно задавать входные данные, необходимые при решении цепи (параметры пассивных двухполюсников, временные характеристики зависимых источников напряжения и топология цепи); KONTR — осуществляет контроль заданной цепи, а также псевдографическое отображение на буквенно-цифровом дисплее. SELZA — программа для модельного эксперимента на данной цепи.

**Программа SIKOS** (Simulácia kontinuálnych systémov) предназначена для моделирования непрерывных систем (общая ориентация). Состоит из языка моделирования, транслятора и моделирующей программы. SIKOS является: цифро-аналоговой моделирующей программой. Она позволяет исключить недостатки аналоговой вычислительной машины и использует преимущества цифровой вычислительной машины. Система применяется при анализе непрерывных процессов с дискретными явлениями. Задача записывается на языке моделирования SIKOS, подобном Фортрану.

Каждый сегмент в начале и конце обозначен ключевым словом. Используемые сегменты: LABEL, CONTROL, PARAMETER, EXTERNAL, INITIAL, DYNAMIC, TERMINAL, IPRINT, PRINT, PLOT, END. Подчеркнутые сегменты являются обязательными.

Программа CADSIM (Continuous and Discrete Simulation) предназначена для моделирования непрерывных и дискретных систем на языке Симула 67.

Программа CAMP (Computer Aided Modeling Program) выводит систему дифференциальных уравнений по структурной схеме и графу. Затем использует ACSL. Записана на Фортране. Может применяться для  $\mu C$ .

Программа CIRCUITS предназначена для моделирования систем мощной (промышленной) электроники. Имеет интерактивную графику — графический вход и выход.

Программа DISPUT предназначена для моделирования электрических цепей и систем промышленной электроники.

Программа GPSS (General Purpose Simulation System) предназначена для общего применения. Расширена на GPSS/H, GPSSR/pc. Имеет интерактивную графику и анимацию.

Программа GRDI (Grid Refinement for Differential Systems) производит численное интегрирование жестких и обычных дифференциальных уравнений с частными производными первого порядка на адаптивной решетке. Записана на Фортране 77.

Программа micro PASSIM — пакет развивающихся программ для комбинированного моделирования на языке Паскаль или Модула 2. Может применяться для  $\mu C$ .

Программа PC — MATLAB предназначена для проведения матричного анализа. Применяется при проектировании оборудования, обработки цифровых сигналов, идентификации систем, инженерной графики.

Программа PCModel предназначена для решения общих задач разработки моделей и проведения моделирования. Версия PCModel/GAF имеет графическую анимацию (Grafic Animation Facility).

Программа SIMULA содержит средства для дискретного и комбинированного моделирования.

Программа IC — PROLOG предназначена для дискретного и непрерывного моделирования на языке Пролог.

Программа SCOP предназначена для интерактивного моделирования. Записана на языке C. Может применяться для  $\mu C$ .

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

### К главе 1

1. Ильин В. Н. Машинное проектирование электронных схем.— М. : Энергия, 1972.— 280 с.
2. Проектирование следящих систем с помощью ЭВМ / В. С. Медведев, Ю. М. Астапов, А. Ф. Верещагин и др.— М. : Машиностроение, 1979.— 367 с.
3. Сигорский В. П., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем.— К. : Техника, 1970.— 394 с.
4. Ягуп В. Г. Построение и использование макромоделей тиристорных преобразователей // Энергетика и транспорт.— 1983.— № 4.— С. 78—83.
5. Alexa D. Optimal arbeitender usymmetrischer selbstgefuhrter Stromrichter // ETZ — Archiv.— 1965.— Bd. 7, N. 12.— S. 409—411.
6. Arnold W. Digital simulation von Stromrichterschaltungen // Wiss. Zeitschr. Tech. Univ.—Dresden, 1977.—Bd. 26, N. 5.— S. 875—879.
7. Bezold K. H. Löschbare, einphasige Stromrichter mit Sektorsteuerung für die Speisung von Mischmotoren // Elektrische Bahnen.— 1974.— Vol. 45, N. 2.— S. 281—287.
8. Brok V. Elektromagnetické rušení (interference) v obecných elektrických systémech // Elektrotechnik.— 1986.— 41, N. 6.— S. 160—165.
9. Catalog of Simulation Software // Simulation.— 1986.— N. 10.— S. 152—162.
10. Cajka J., Kvasil J. Teorie lineárních obvodů.— Praha : SNTL; ALFA, 1979.
11. Černík K. Elektromagnetická kompatibilita zariadení výkonovej elektroniky a teleinformatiky // Skriptá PGŠ EF SVŠT Polovodičové meniče.— Bratislava : ES SVŠT, 1980.
12. Černý M. Elektrické pohony 11.— Brno : VUT; Praha : SNTL, 1981.
13. Depenbrok M. Einphasenstromrichter mit optimiertem Leistungsfaktor // ETZ — A.— 1974.— Bd. 95, N. 7.— S. 360—363.
14. Drechsler R. Merení, hodnocení kvality odberu elektrické energie.— Praha : SNTL, 1982.

15. Ebbinge W. Mains Pollution caused by domestik Appliances // Electronic Components and Applications.— 1979.— Vol. 2, N. 1.— P. 49—52.
16. Evers H. W. Mains Pollution caused by domestic Appliances // Proc. ECaA.— 1980.— Vol. 2, N 3.— P. 143—149.
17. Ficchi R. O. Practical Design for Electromagnetic Compatibility.— New York : Hayden Book, 1971.
18. Fischer F., Retzlaff W. Simulation von Schaltungen der Leistungselektronik mit Hilfe programmierbarer Kleinstrechner // Elektr. — Berlin, 1985.— N. 1.— S. 14—16; N. 2.— S. 64—67; N. 3.— S. 197—210; N. 4.— S. 149—153.
19. Förster J. Löschrare Fahrzeugstromrichter zur Netzentlastung und Stützung // Elektrische Bahnen.— 1972.— Bd. 43, N. 1.— S. 13—17.
20. Funk G., Kopp H. Oberschwingungen in einem Regionalnetz // ETZ.— 1987.— Vol. 108, N. 6/7.— S. 238—246.
21. Galahan D. A. Computer Aided Network Design // McGraw Hill.— New York, 1972.
22. General Electric — SCR Manual // GEC USA, Electronics Park, Syracuse.— New York, 1987.
23. Gretscli R., Krost G., Stiller T. Netzrückwirkungen durch transiente Oberschwingungen // Elwirtsch. 84.— 1985.— N. 20.— S. 799—802.
24. Grundlagen der Modellierung und Simulations technik // Zbornik WGMA (KdT).— Rostock, 1986.
25. Habiger E. Störschutzbeschaltungen für elektromagnetisch betätigte Geräte — eine Literaturübersicht // Elektr. — 1973.— 27, N. 5.— S. 266—271.
26. Haenen G. Evaluation of Mains — borne Harmonics due to phase controlled Switching // Electronic Applications Bulletin.— 1975.— Vol. 33, N. 1.— P. 13—28.
27. Hindmarsh J. Electrical Machines and Drives // Pergamon Press.— Oxford, 1985.
28. Hua L. O., Un P. M. Computer — aided Analysis of Electronic Circuits // Prentice Hall, Engl. Cliffs.— New York. 1975.
29. Jentsch W. Digitale Simulation kontinuierlicher System.— München : Wien : Oldenbourg, 1969.
30. Kahlen H., Muller A., Woelker W. Halbgesteuerte Bruckenschaltung mit unterteilter Löschung // Elektrische Bahnen.— 1975.— Bd. 46.— S. 279—285.
31. Kaminský R. Striedač prúdu pre frekvenčnú reguláciu asynchrónneho motora / ZTS EVU.— Dizertačná práca, 1979.
32. Kindler E. Simulační programovací jazyky.— Praha : SNTL. 1980.

33. Křemen J. Spojitý dynamický systém a jeho simulace na počítači.— Praha : SNTL, 1981.
34. Mačát J., Vaculíkova P., Závíška O. Zpětný vliv výkonových polovodičových meničů na napájecí síť.— Praha : SNTL, 1978.
35. Mann H. Modifikovaná metoda uzlových napětí // Slaboproudý obzor.— 1980.— N. 41.— S. 177—181.
36. Mann H. Příspěvek k diskretnímu modelování : Doktorská dizertační práce.— Praha : ČVUT, 1982.
37. Mann H. Využití počítače při elektrotechnických návrzích.— Praha : SNTL, 1984.
38. Mayer D. Analýza elektrických obvodů maticovým počtem.— Praha : Akademia, 1966.
39. Mayer D., Ulrych B. Numerická analýza nelineárních elektrických obvodů metodou stavových proměnných // Elektrotech. obzor.— 1976.— 65, N. 1.
40. O'Keefe Simulation and expert systems — a taxonomy and some examples // Simulation.— 1986.— 46, N. 1.
41. Petru C. Zpětné vlivy tyristorových spotřebičů a prostředky k jejich omezení // Zborník ČKD Polovodiče.— Praha : DT ČSVTS, 1983.— N. 1.
42. Piehler U., Zschiesche H. V. Simulationsmethoden.— Leipzig : Teubner Verlag, 1987.
43. Ráček V. Jednosmerné meniče.— Bratislava : SVŠT, 1984.
44. Ráček V. Teória vybraných typov polovodičových meničov a jej aplikácia v elektrických pohonoch trakčných a priemyselných : Doktorská dizertačná práca, 1978.
45. Richter W., Schmidt K. Störspannungsmessungen an Signalleitungen der BMSR—Technik // Messen. steuern, regeln.— 1975.— 18, N. 11.— S. 395—399.
46. Serba I. Modelování na počítačích I — modelování spojitých soustav.— Brno : VUT; Praha : SNTL, 1974.
47. Schaffner H. Entstörfilter für Thyristersteuerungen und logische Schaltungen // Industrie — elektronik + elektronik.— 1971.— 16, N. 23.
48. Schönfeld R., Habiger E. Automatisierte Elektroantriebe.— Berlin : VEB Verlag Technik, 1981.— 531 s.
49. Slávik I. Vplyvy výkonových polovodičových meničov na napájaciu sieť a spôsoby ich obmedzenia // Skriptá PGŠ Polovodičové meniče.— 1978. N. 3.
50. Slávik I. Zlepšenie účinníka jednofázového usmerňovača využitím nútenej komutácie // EČ 22.— 1971. Č. 3.— S. 161—175.
51. Solík I., Ráček V., Jansa F. Polovodičové meniče pre automatizované pohony.— Bratislava : ALFA; Praha : SNTL, 1977.



52. Svoboda J., Šimáček V. Elektromagnetická kompatibilita // Zborník DT ČSVTS Pardubice «Řízení procesů a experimentů.» — Praha : DT ČSVTS, 1985.
53. Syrový M. Kompatibilita elektrických zařízení // Elektro-výzkum.— 1985.— Č. 1—2.— S. 47—52.
54. Tarant J. Stejnoseměrné pohony s měniči (Dimenzování — vlivy na síť — jističi II) // Skriptá PGŠ Elektronika a elektrické pohony.— VŠSE Plzeň, 1978.
55. Úředníček Z. Analýza elektrických pohonů s výkonovými polovodičovými měniči simulací na číslicovém počítači : Kand. dizert. práce.— VŠDS, Židina, 1987.
56. Vaculíkova P. Omezení elektromagnetického rušení generovaného výkonovými polovodičovými měniči // Zborník DT Praha pre CKD Polovodiče.— DT ČSVTS Praha, 1983.
57. Valda J. Kabelové trasy odolné proti rušení // Elektrotechnik.— 1985.— Č. 9.— S. 253—255.
58. Vavřín P., Zelina F. Automatické řízení počítačem.— SNTL / ALFA Praha, 1982.
59. VEM — Handbuch Elektrische Störbeeinflussung in Automatisierungs und Datenverarbeitungsanlagen // VEB Verlag Technik.— Berlin, 1973.
60. Zverka I. Optimalizácia šlrkovo-impulznej modulácie pre frekvenčne regulované pohony s asynchrónnym motorom a mikropočítačovým riadením : Kandidátska dizertačná práca.— VŠDS Žilina, 1987.
61. Záček J. Numerická analýza silových obvodů polovodičových měničů elektrické energie // Elektrotech. obzor.— 1975.— Č. 7.— S. 438—439.

## К главе 2

1. Владимиров В. С. Обобщенные функции в математической физике.— М. : Наука, 1976.— 280 с.
2. Гладышев С. П., Павлов В. Б. Динамика дискретно-управляемых полупроводниковых преобразователей / Под ред. А. К. Шидловского.— К. : Наук. думка, 1983.— 223 с.
3. Директор С., Рорер Р. Введение в теорию систем.— М. : Мир, 1974.— 464 с.
4. Пупков К. А., Капалин В. И., Ющенко А. С. Функциональные ряды в теории нелинейных систем.— М. : Наука, 1976.— 448 с.
5. Розенвассер Е. Н. Периодические нестационарные системы управления.— М. : Наука, 1973.— 512 с.
6. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / Н. В. Донской, А. Г. Иванов, В. М. Никитин

и др.; Под ред. А. Д. Поздеева.— М. : Энергоатомиздат, 1984.— 352 с.

7. Цыпкин Я. З. Релейные автоматические системы.— М. : Наука, 1974.— 576 с.
8. Шипилло В. П. Применение Z-преобразования для нахождения фактора пульсаций / Электричество.— 1974.— № 9.— С. 68—71.

#### К главе 3

1. Коротеев И. Е., Руденко Ю. В. Анализ устойчивости в малом широтно-импульсных преобразователей с ШИМ-1 // Техн. электродинамика.— 1985.— № 6.— С. 34—39.
2. Коротеев И. Е., Руденко Ю. В. Установившийся режим работы стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией 1-го рода // Техн. электродинамика.— 1986.— № 6.— С. 24—27.
3. Коротеев И. Е., Руденко Ю. В. Устойчивость широтно-импульсных преобразователей // Полупроводниковые приборы и преобразовательные устройства.— Саранск : Мордов. ун-т, 1986.— С. 74—79.

#### К главе 4

1. А. с. 630718 СССР, МКИ Н02М 1/12. Способ формирования управляющих импульсов из несимметричного искаженного напряжения сети.
2. Андреюк В. А., Левит Л. М., Лихоносов А. Т. Статистические характеристики частоты и суммарной нагрузки энергосистем // Электричество.— 1976.— № 8.— С. 19—23.
3. Аникин В. Ф., Валов Б. И. Система показателей качества электрической энергии // Электричество.— 1980.— № 4.— С. 73—74.
4. Анисимов Я. Ф. Силовая полупроводниковая техника.— Л. : Судостроение, 1979.— 191 с.
5. Анисимов Я. Ф., Антонов М. Н., Рябенский В. М. Гармонический анализ выходного напряжения широтно-импульсных преобразователей // Тр. Николаев. кораблестроит. ин-та. Сер. Электрооборудование судов.— 1972.— Вып. 50.— С. 65—70.
6. Булгаков А. А. Полезное напряжение и шумы квантования управляемых выпрямителей // Электричество.— 1977.— № 3.— С. 28—35.
7. Бухинский С. И., Рябенский В. М., Павлов Г. В. Влияние колебаний параметров автономной сети на качество выпрямленного напряжения.— К., 1985.— 55 с.— (Препринт / АН УССР. ИЭД; № 403).

8. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы.— М. : Сов. радио, 1971.— 672 с.
9. Денисенко Н. А., Гоффман Н. И. Исследование стохастического характера симметричных составляющих тока и напряжения в системах электроснабжения // Электричество.— 1982.— № 1.— С. 60—63.
10. Жежеленко И. В. Показатели качества электроэнергии на промышленных предприятиях.— М. : Энергия, 1977.— 166 с.
11. Исаев А. Л., Иньков Ю. А. Вероятностно-статистические методы в проектировании вентиляльных преобразователей.— М. : Энергоатомиздат, 1984.— 128 с.
12. Крайчик Ю. С. Гармоники неканонических порядков в схеме с управляемыми выпрямителями // Изв. АН СССР. Энергетика и трансп.— 1966.— № 5.— С. 84—92.
13. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники.— М. : Сов. радио, 1974.— 550 с.
14. Липский А. М. Качество электроснабжения промышленных предприятий.— Киев; Одесса : Вища шк., 1985.— 160 с.
15. Павлов Г. В. Влияние колебаний частоты напряжения автономных энергоустановок на выпрямленное напряжение вентиляльных преобразователей с синхронными системами управления // Судостроение : Респ. межвед. науч.-техн. сб., 1985.— Вып. 34.— С. 108—111.
16. Полупроводниковые выпрямители / Под ред. Ф. И. Ковалева, Г. П. Мостковой.— Л. : Энергия, Ленингр. отд-ние, 1967.— 479 с.
17. Поссе А. В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока.— Л. : Энергия, Ленингр. отд-ние, 1973.— 302 с.
18. Пугачев В. С. Теория вероятностей и математическая статистика.— М. : Наука, 1979.— 496 с.
19. Резниченко В. К. Проектирование электрических фильтров на ЭЦВМ.— К. : Техніка, 1980.— 168 с.
20. Розов В. Ю., Петров С. В., Ассуиров Д. А. Цифроаналоговая система управления тиристорамн статического источника питания // Вентильные преобразователи и машинно-вентильные системы: Тр. ВНИИЭМ.— 1985.— Т. 77.— С. 141—148.
21. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Преобразовательная техника.— К. : Вища шк., 1978.— 424 с.
22. Рябенский В. М. Снижение гармоник, возбуждаемых несимметрией напряжений сети на стороне постоянного тока управляемого выпрямителя // Электротехника.— 1981.— № 12.— С. 32—35.
23. Управляемый выпрямитель в системе автоматического управления / Под ред. А. Д. Поздеева.— М. : Энергоатомиздат, 1984.— 352 с.

24. Яворский В. Н., Титов О. В. Расчет силовых сглаживающих фильтров, предназначенных для тиристорных управляемых выпрямителей // Электричество.— 1969.— № 9.— С. 41—44.
25. Шипило В. П. Исследование процессов в замкнутых вентильных системах методом Z-преобразования // Электричество.— 1969.— № 11.— С. 63—68.

#### К главе 5

1. А. с. 525224 СССР, МКИ Н02Р 13/16. Способ импульсно-фазового управления вентильными преобразователями.
2. А. с. 663061 СССР, МКИ Н02Р 13/16. Способ фазового управления вентилями статического преобразователя.
3. Бухнинский С. И., Рябенский В. М., Павлов Г. В. Влияние колебаний параметров автономной сети на качество выпрямленного напряжения.— К., 1985.— 55 с. (Препринт / АН УССР, ИЭД; № 403).
4. Зайцев Г. Ф. Синтез следящих систем высокой точности.— К.: Техніка, 1971.— 202 с.
5. Кузин Л. Т. Расчет и проектирование дискретных систем управления.— М.: Машгиз, 1962.— 682 с.
6. Месров М. В. Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности.— М.: Наука, 1976.— 424 с.
7. Некоторые вопросы оптимального проектирования систем с широтно-импульсными преобразователями / В. Н. Губаревич, В. М. Рябенский, В. А. Скороходов, В. Н. Павленко // Регуляторы и стабилизаторы тока.— К.: Наук. думка, 1977.— С. 128—133.
8. Павлов Г. В. Влияние колебаний частоты напряжения автономных энергоустановок на выпрямленное напряжение вентильных преобразователей с синхронными системами управления // Судостроение: Респ. межвед. науч.-техн. сб., 1985.— Вып. 34.— С. 108—111.
9. Павлов Г. В. Сравнительный анализ точности инвариантных систем управления вентильными преобразователями в условиях изменения частоты питающих напряжений // Сб. науч. тр. Николаев. кораблестроит. ин-та: Электрооборудование и автоматизация установок и систем, 1986.— С. 45—54.
10. Первачев С. В. Радиоавтоматика.— М.: Радио и связь, 1982.— 295 с.
11. Придатков А. Г., Волков Л. Р. Синхронная одноканальная система управления зависимыми преобразователями // Высоковольтные тиристорные преобразователи.— М.: МДНТП, 1981.— С. 152—161.
12. Рябенский В. М. Снижение гармоник, возбуждаемых несимметрией напряжений сети на стороне постоянного тока

- управляемого выпрямителя // Электротехника.— 1981.— № 12.— С. 32—35.
- 13. Рябенский В. М., Скороходов В. А. Широотно-импульсный преобразователь как элемент авторегулирования // Пробл. техн. электродинамики.— 1978.— Вып. 65.— С. 28—31.
- 14. Томсон Т. И., Ийгевест Ю. Ю. Система управления выпрямителя, инвариантная к напряжению питания // Электротехника.— 1978.— № 8.— С. 37—38.
- 15. Щербак Я. В. Подавление низкочастотных составляющих неканонических гармоник тиристорных выпрямителей в замкнутых структурах: Автореф. дис. ... канд. техн. наук.— Харьков, 1983.— 16 с.

#### К главе 6

- 1. А. с. 980245 СССР, МКИ H02P 13/16. Устройство для управления вентильным преобразователем.
- 2. А. с. 1003292, СССР, МКИ H02P 13/16. Устройство для управления вентильным преобразователем.
- 3. А. с. 1120477, СССР, МКИ H02P 13/16. Устройство для управления преобразователем.
- 4. А. с. 1246289, СССР, МКИ H02M 7/12. Устройство для управления m-пульсным вентильным преобразователем.
- 5. А. с. 1363405, СССР, МКИ H02M 7/12. Устройство для управления m-пульсным выпрямителем.
- 6. Абрамов А. Н. Сравнение динамических показателей вентильных преобразователей с различными системами управления // Электротехника.— 1978.— № 1.— С. 11—13.
- 7. Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых интегральных схем.— М.: Сов. радио, 1980.— 242 с.
- 8. Анисимов Я. Ф. Особенности применения тиристорных преобразователей в судовых электроустановках.— Л.: Судостроение, 1973.— 232 с.
- 9. Писарев А. Л., Деткин Л. П. Управление тиристорными преобразователями.— М.: Энергия, 1975.— 263 с.
- 10. Рябенский В. М. Снижение гармоник, возбуждаемых несимметрией напряжений сети на стороне постоянного тока управляемого выпрямителя // Электротехника.— 1981.— № 12.— С. 32—35.
- 11. Рябенский В. М., Пекер Б. Н. Алгоритм определения параметров несимметрии напряжений трехфазной сети // Техн. электродинамика.— 1987.— № 1.— С. 98—100.
- 12. Рябенский В. М., Тистол Н. К. Неканонические гармоники трехфазного мостового выпрямителя с асинхронной системой

- управления. // Изв. вузов СССР. Энергетика.— 1981.— № 6.— С. 38—45.
13. Системы фазовой автоподстройки частоты с элементами дискретизации / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин, В. Л. Карякин и др.— М.: Связь, 1979.— 244 с.
  14. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления.— М.: Энергоатомиздат, 1984.— 352 с.
  15. Шипилло В. П. Вентильный преобразователь, как элемент системы автоматического регулирования // Электричество.— 1967.— С. 32—39.
  16. Шипилло В. П., Попов С. Г. Снижение субгармонических составляющих выходного напряжения вентильных преобразователей / Электротехн. пром-сть, сер. Преобразовательная техника.— 1977.— № 6.— С. 5—7.
  17. Щербак Я. В. О подавлении неканонических гармоник напряжения вентильного преобразователя при несимметрии питающей сети // Вестн. Харьков. ин-та.— 1982.— № 187.— С. 43.

#### К главе 7

1. А. с. 1119134 СССР, МКИ H02M 1/14. Устройство для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения.
2. А. с. 618826 СССР, МКИ H02M 1/12; H02M 3/135. Устройство для улучшения гармонического состава пульсирующего напряжения на выходе статического преобразователя.
3. Гольдштейн Е. И., Майер А. К. Проектирование сглаживающих фильтров.— Томск: Изд-во ТГУ, 1971.— 178 с.
4. Губаревич В. Н., Рябенский В. М., Шерман А. А. Основы проектирования активных энергетических фильтров.— К.; 1979.— 44 с. (Препринт / АН УССР, ИЭД. № 192).
5. Жиц М. З. Теория и расчет трансформаторного фильтра для сглаживания пульсаций выпрямленного тока // Электротехника.— 1968.— № 2.— С. 42—45.
6. Рябенский В. М. Сравнительный анализ сглаживающих фильтров на основе обобщенной Т-образной схемы // Изв. вузов СССР. Энергетика.— 1977.— № 7.— С. 140—144.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие . . . . .	5
ГЛАВА 1. Процессы в системах с преобразователями . . . . .	7
1.1. Метод припасовывания . . . . .	7
1.2. Выпрямители с искусственной коммутацией . . . . .	21
1.3. Расчет процессов в инверторах . . . . .	44
1.4. Применение ЭВМ для расчетов . . . . .	58
1.5. Электромагнитные помехи . . . . .	71
ГЛАВА 2. Устойчивость систем с выпрямителями . . . . .	86
2.1. Модель замкнутой системы с выпрямителем . . . . .	86
2.2. Линеаризация уравнений состояния . . . . .	108
2.3. Анализ устойчивости установившегося режима . . . . .	113
ГЛАВА 3. Устойчивость систем с широтно-импульс- ными преобразователями . . . . .	126
3.1. Модель замкнутой системы с широтно-импульсным пре- образователем . . . . .	126
3.2. Линеаризация уравнений состояния . . . . .	138
3.3. Устойчивость установившегося режима . . . . .	140
ГЛАВА 4. Качество выходного напряжения систем с пре- образователями . . . . .	152
4.1. Гармонический состав выпрямленного напряжения . . . . .	152
4.2. Низкочастотные колебания параметров напряжений сети . . . . .	169
4.3. Спектры напряжения в системе неуправляемый выпря- митель — широтно-импульсный преобразователь . . . . .	176
4.4. Оценка качества выходного напряжения . . . . .	186
ГЛАВА 5. Влияние сети на качество выпрямленного на- пряжения . . . . .	195
5.1. Влияние колебаний частоты . . . . .	195
5.2. Влияние колебаний напряжения . . . . .	206
5.3. Управление с компенсацией низкочастотных гармоник . . . . .	211
5.4. Подавление возмущений в структурах с широтно- импульсными преобразователями . . . . .	222
ГЛАВА 6. Неканонические гармоники выпрямленного напряжения . . . . .	233
6.1. Неканонические гармоники в системах с асинхрон- ным управлением . . . . .	233

6.2. Снижение неканонических гармоник . . . . .	251
6.3. Управление с компенсацией несимметрии напряжений . . . . .	258
6.4. Системы, инвариантные к низкочастотным возмущениям сети . . . . .	263
ГЛАВА 7. Фильтры . . . . .	281
7.1. Эффективность пассивных фильтров . . . . .	281
7.2. Комбинированные фильтры . . . . .	289
7.3. Пути повышения эффективности сглаживающих фильтров . . . . .	301
Приложение . . . . .	307
Список литературы . . . . .	311

Производственное издание

Жуйков Валерий Яковлевич  
 Коротеев Игорь Евгеньевич  
 Рябецкий Владимир Михайлович  
 Павлов Геннадий Викторович  
 Рачек Владимир  
 Вегг Александр  
 Липтак Нейгус

Замкнутые системы преобразования  
 электрической энергии

Редактор *Е. К. Артеменко*  
 Оформление художника *С. Ю. Грибова*  
 Художественный редактор *С. В. Шапошников*  
 Технический редактор *С. М. Ткаченко*  
 Корректор *С. А. Снегур*

ИБ № 4473

Сдано в набор 27.02.89. Подписано в печать 18.07.89. БФ 01633.  
 Формат 70×100<sup>1</sup>/<sub>32</sub>. Бумага типографская № 1. Гарнитура литературная.  
 Печать высокая. Усл. печ. л. 12,9. Усл. кр.-отт. 12,9. Уч.-изд. л. 12,17.  
 Тираж 3000 экз. Зак. 9—76. Цена 1 р. 10 к.

Издательство «Тэхника». 252601 Киев, 1, ул. Крещатик, 5.

Отпечатано с матриц Головного предприятия РПО «Полнграфкнига» на  
 киевской книжной фабрике «Жовтень». 252053, Киев-53, ул. Артема, 25.