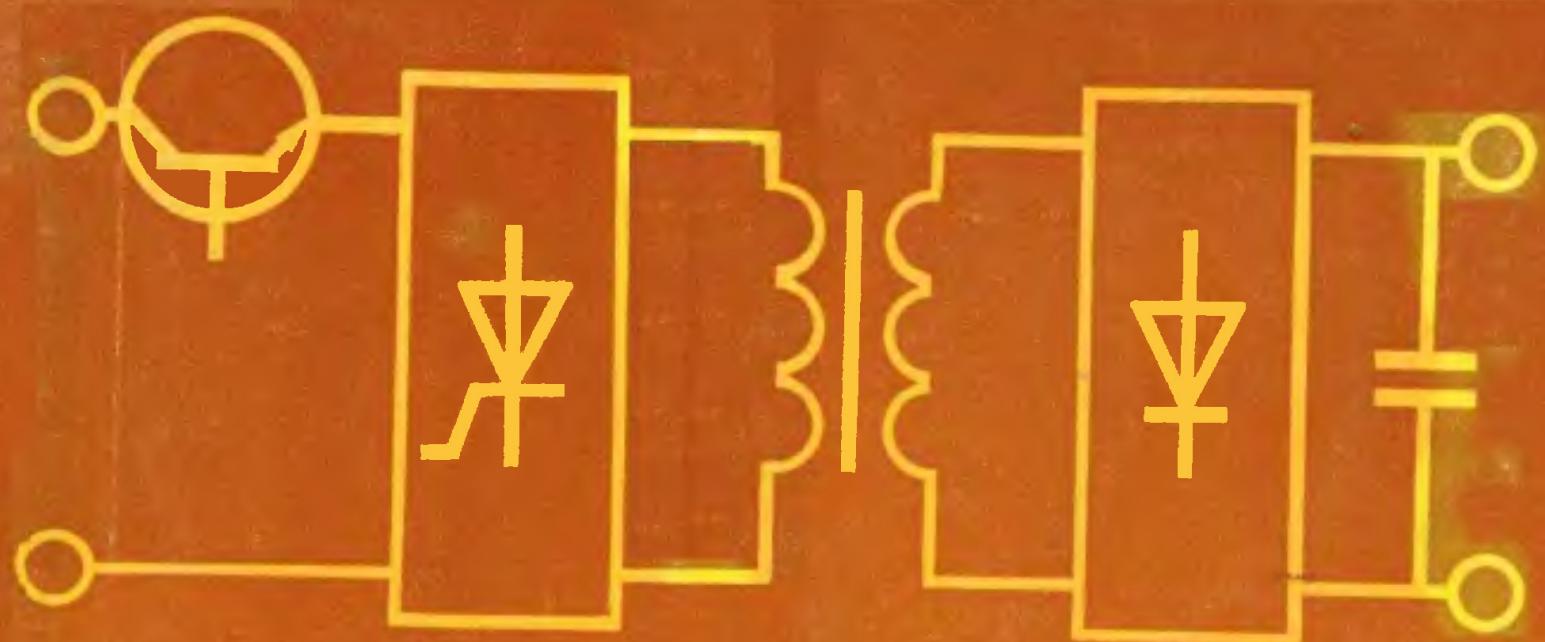


Г.А.Белов

**ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ  
тиристорно-  
транзисторные  
преобразователи  
постоянного  
напряжения**



ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

**Г.А.Белов**

**ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ  
тиристорно-  
транзисторные  
преобразователи  
постоянного  
напряжения**



**МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ 1987**

ББК 31.264.5

Б43

УДК 621.314.2:621.382.2/3

*Рецензент* канд. техн. наук В.С. Мойн

Белов Г.А.

Б43 Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 120 с.: ил.

Рассматриваются основные схемы, статические и динамические характеристики, методы анализа и расчета преобразователей постоянного напряжения, построенных на базе последовательного резонансного инвертора с маломощным транзисторным коммутатором, позволяющим существенно улучшать основные характеристики преобразователя.

Для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой преобразователей электрической энергии и источников вторичного электропитания.

Б 2302030000-439 165-87  
051 (01)-87

ББК 31.264.5

### *ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ИЗДАНИЕ*

Геннадий Александрович Белов

### **ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТИРИСТОРНО-ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ**

Редактор А.И. Царенко

Редактор издательства Н.Б. Фомичева

Художественные редактор А.А. Белоус, В.А. Гозак-Хозак

Технические редакторы Е.В. Пронь, Т.Н. Тюрина

Корректор С.Ю. Торокина

Оператор Н.С. Потемина

ИБ 1417

Набор выполнен в Энергоатомиздате на Композере ИБМ-82. Подписано в печать 29.01.87 Т-00077. Формат 60x881/16. Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 7,35. Усл. кр.-отт. 7,72. Уч.-изд. л. 7,61.

Тираж 15 000 экз. Заказ 6112. Цена 40 к.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени  
МПО "Первая Образцовая типография имени А.А. Жданова"

Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам  
издательств, полиграфии и книжной торговли  
113054, Москва, Валовая, 28

© Энергоатомиздат, 1987

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время в различных отраслях промышленности все шире начинают применяться высокочастотные преобразователи постоянного напряжения, состоящие из высокочастотного автономного инвертора и выпрямителя с фильтром. Повышение рабочей частоты таких преобразователей позволяет уменьшить их массу и объем, улучшить динамические характеристики, снизить расход ряда дефицитных материалов, например электротехнической стали и меди.

Преобразователи напряжения постоянного тока применяются для питания различных технологических установок (электронно-лучевых, сварочных), радиопередающих устройств и разнообразной электронной аппаратуры.

В последние годы особенно интенсивно развиваются высокочастотные транзисторные преобразователи, в которых рабочая частота доходит до сотен килогерц. Освоение промышленностью выпуска все более мощных высокочастотных транзисторов существенно расширяет область их применения, позволяя создавать преобразователи мощностью до единиц киловатт. При повышенной мощности преобразователя (до десятков киловатт) применяют тиристоры, которые имеют известные преимущества перед транзисторами (малая мощность и простота схемы управления включением тиристора, большая устойчивость к кратковременным перегрузкам, большие допустимые токи и напряжения). Для преобразователей средней мощности (1–10 кВт) наиболее эффективно применение тиристорно-транзисторных преобразователей, в которых транзисторы используются для повышения эффективности узла принудительной коммутации тиристоров, улучшения регулировочных и некоторых других характеристик преобразователей. Особенностью тиристорно-транзисторных преобразователей является то, что они в значительной степени свободны от недостатков как тиристоров, так и транзисторов и сочетают в себе их основные преимущества. Тиристорно-транзисторные преобразователи представляют собой сравнительно новый перспективный класс полупроводниковых преобразователей электрознергии.

В данной книге рассматриваются основные схемы, статические и динамические характеристики тиристорно-транзисторных преобразователей постоянного напряжения, построенных на базе высокочастотного тиристорного резонансного инвертора.

Автор выражает благодарность рецензенту канд. техн. наук В.С. Моину за внимательное рассмотрение рукописи и ценные замечания, способствовавшие улучшению книги, редактору А.И. Царенко за тщательное редактирование рукописи, а также канд. техн. наук А.М. Иванову, В.Ф. Ильину, С.А. Кузьмину, инж. В.А. Баймулкину и В.И. Костылеву, принимавшим участие в разработках и испытаниях рассматриваемых в книге опытных образцов преобразователей.

Автор

## Глава первая

### ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С РЕЗОНАНСНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ

#### 1. ОБЗОР СХЕМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С РЕЗОНАНСНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ

Преобразователи постоянного напряжения (ППН) могут быть построены на базе разнообразных схем тиристорных инверторов [1–4], среди которых наибольшую предельную частоту имеют резонансные инверторы [1].

Наиболее простая схема ППН с *последовательным резонансным инвертором* [3–5] представлена на рис. 1, а. Рассмотрим процессы в схеме при отсутствии дополнительного коммутирующего конденсатора  $C_{k2}$ , подключенного параллельно нагрузке инвертора. В момент времени  $t = 0$  включаются тиристоры  $VS1$ ,  $VS4$  и в цепи резонансного контура  $L_k C_{k1}$  формируется положительный импульс тока  $i_C$  (рис. 1, б). Конденсатор  $C_{k1}$  в установившемся режиме перезаряжается от напряжения  $u_C = -U_m$  до  $u_C = +U_m$ . Одновременно с тиристорами  $VS1$ ,  $VS4$  включаются диоды  $VD1$ ,  $VD4$  выходного выпрямителя, конденсатор фильтра заряжается. В момент  $t = t_i$  ток через тиристоры  $VS1$ ,  $VS4$  спадает до нуля. Из-за наличия тока намагничивания трансформатора выключение диодов  $VD1$ ,  $VD4$  начинается несколько раньше момента  $t_i$ , но этим опережением практически можно пренебречь. Не будем учитывать короткий интервал спада обратного тока через выключаемые тиристоры. Тогда, начиная с момента  $t_i$ , ток намагничивания  $i_\mu$  трансформатора (втекающий в начало обмотки, отмеченное на рис. 1, а точкой) может замкнуться только через емкости трансформатора, тиристоров и  $RC$ -цепи, которыми на практике шунтируются тиристоры. Поскольку указанные емкости малы и быстро перезаряжаются, то происходит быстрое изменение знака напряжения на первичной обмотке трансформатора  $u_{T1}$ . Когда напряжение  $u_{T1}$ , изменив знак, достигнет значения, пример-

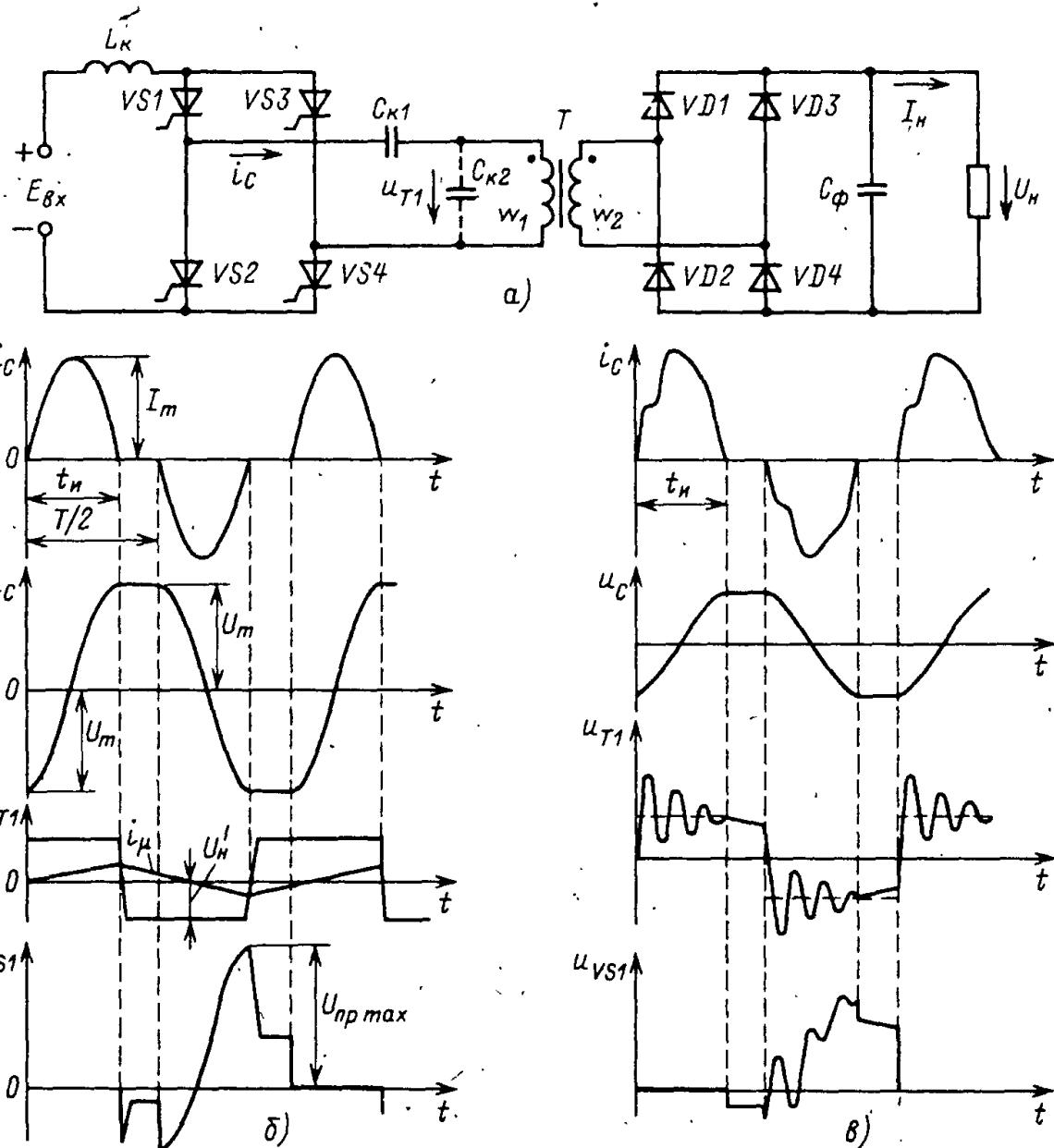


Рис. 1. Схема ППН с последовательным резонансным инвертором (а), временные диаграммы при отсутствии и наличии конденсатора  $C_{K2}$  (б и в)

но равного приведенному к первичной обмотке выходному напряжению  $U'_H$ , включается пара диодов  $VD2$ ,  $VD3$ . Далее ток намагничивания  $i_\mu$  замыкается по цепи вторичной обмотки трансформатора, а на первичной обмотке поддерживается напряжение  $u_{T1} = -U'_H$ . Суммарное обратное напряжение на выключаемых тиристорах  $VS1$ ,  $VS4$  равно  $u_{обр} = U_m - U'_H - E_{bx}$ . Отсюда видно, что для поддержания обратного напряжения на этих тиристорах во время бестоковой паузы необходимо выполнение условия

$$U_m > U'_H + E_{bx}. \quad (1)$$

В момент времени  $t = T/2$  включаются тиристоры  $VS2$ ,  $VS3$  и начинается второй полупериод работы ППН. Процессы в этом полупериоде протекают аналогично описанным выше. Как будет показано в § 2, амплитудное значение напряжения на конденсаторе  $C_{k1}$  в установившемся режиме изменяется пропорционально среднему значению тока нагрузки  $I_h$ . Кроме того, в ППН с высоким КПД среднее значение выходного напряжения, приведенное к первичной обмотке трансформатора, мало отличается от входной ЭДС ППН ( $U'_h \approx E_{bx}$ ). Тогда из условия (1) определяется минимально допустимая амплитуда напряжения на конденсаторе  $C_{k1}$ , равная  $U_{m\min} \approx 2E_{bx}$  и соответствующая минимальному току нагрузки  $I_{h\min}$ . При максимальном токе нагрузки  $I_{h\max} = K_I I_{h\min}$  напряжение на конденсаторе  $U_{m\max} = 2K_I E_{bx}$  может намного превышать входное напряжение  $E_{bx}$  (здесь  $K_I$  – кратность изменения тока нагрузки).

Прямое напряжение на выключенном тиристоре  $u_{pr} = E_{bx} - L_k di_C/dt$  достигает максимума в конце интервала включенного состояния другой пары тиристоров:

$$U_{pr\max} = E_{bx} + U_m L_k / L, \quad (2)$$

где  $L = L_s + L_k$ .

Напряжение на тиристоре  $U_{pr\max}$  согласно (2) с изменением тока нагрузки может также намного превысить  $E_{bx}$ .

Высокие рабочие напряжения на элементах простейшей схемы ППН (рис. 1, a), собранной на неполнотью управляемых тиристорах, обуславливают большие массу, объем, низкий КПД и существенно ограничивают ее применение на практике.

Схема на рис. 1, a представляет интерес для реализации на полностью управляемых вентилях, в частности транзисторах, когда выполнение условия (1) не требуется и напряжение  $U_m$  может быть выбрано намного меньше  $E_{bx}$ .

Для уменьшения рабочих напряжений на элементах схемы, улучшения массообъемных показателей и увеличения КПД необходимо обеспечить нормальную работу ППН при как можно меньших значениях  $U_m$ . Для этого в схеме на рис. 1, a требуется исключить быстрое изменение полярности напряжения на первичной обмотке  $u_{T1}$  в начале паузы, связанное с перезарядом паразитной емкости. Напряжение  $u_{T1}$  во время паузы должно сохранять ту же полярность, что и в предшествующем интервале включенного состояния тиристоров. Это условие выполняется при использовании *последовательно-параллельного инвертора* с дополнительным коммутирующим конденсатором  $C_{k2}$ , показанным на рис. 1, a штриховой линией. Аналогичная схема, но без трансформатора, используемая для заряда емкостного накопителя, рассмотрена в [6]. Временные диаграммы для схемы с конденсатором  $C_{k2}$  представлены на рис. 1, б.

После включения тиристоров  $VSI$ ,  $VS4$  в момент  $t = 0$  сначала происходит перезаряд конденсатора  $C_{k2} \ll C_{k1}$  по цепи, включающей реактор  $L_k$ . Когда напряжение на конденсаторе  $C_{k2}$  достигнет значения  $U'_h$ , открываются диоды  $VD1$ ,  $VD4$ . Далее наряду с основным колебательным процессом в контуре  $L_k C_{k1}$  происходят паразитные высокочастотные колебания в контуре, состоящем из эквивалентной индуктивности рассеяния трансформатора  $L_s$  и конденсатора  $C_{k2}$ , в соответствии с эквивалентной схемой на рис. 4, б. В момент включения диодов ток в индуктивности  $L_s$  еще только начинает возрастать, поэтому заряд конденсатора продолжается до момента равенства токов в реакторе  $L_k$  и в первичной обмотке трансформатора, после чего начинается разряд конденсатора  $C_{k2}$  через  $L_s$  и уменьшение напряжения  $u_{T1}$  и т.д.

Отметим, что в исходной схеме (без конденсатора  $C_{k2}$ ) также возможны высокочастотные колебания за счет паразитных параметров трансформатора, однако частота этих колебаний намного больше, чем частота рассматриваемых колебаний в контуре  $L_s C_{k2}$ , и они сравнительно легко подавляются  $RC$ -цепями, шунтирующими тиристоры.

В конце импульса тока напряжение на конденсаторе  $C_{k2}$  оказывается примерно равным  $U'_h$ . За время паузы  $t_p = T/2 - t_i$  конденсатор  $C_{k2}$  разряжается током намагничивания, поэтому к концу паузы суммарное обратное напряжение на выключаемых тиристорах уменьшается до значения  $u_{обр} = U_m + U'_h - E_{вх} - \Delta u_{T1}$ , где  $\Delta u_{T1}$  — снижение напряжения на первичной обмотке трансформатора за счет разряда конденсатора  $C_{k2}$ . В этом случае нормальная работа ППН возможна при условии

$$U_m > E_{вх} - U'_h + \Delta u_{T1}. \quad (3)$$

Поскольку в ППН с высоким КПД  $U'_h \approx E_{вх}$ , то минимально допустимая амплитуда напряжения на конденсаторе  $C_{k1}$  оказывается намного меньше, чем в исходной схеме.

Емкость конденсатора

$$C_{k2} = I_\mu t_p / \Delta u_{T1}, \quad (4)$$

где  $I_\mu$  — среднее значение тока намагничивания за время паузы; допустимым снижением напряжения на конденсаторе  $C_{k2}$  необходимо задаваться:  $\Delta u_{T1} = (0,05 - 0,2) U'_h$ .

Как показывает экспериментальное исследование, высокочастотные колебания в контуре  $L_s C_{k2}$  приводят к заметному увеличению потерь мощности в магнитопроводе и обмотках трансформатора, в конденсаторе  $C_{k2}$  и других элементах схемы; КПД ППН в номинальном режиме за счет этого снижается на 3–5%. В данной схеме напряжение на конденсаторе  $C_{k1}$ , его масса и объем могут быть намного уменьшены по сравнению с исходной схемой. Но, хотя емкость  $C_{k2}$  обычно на порядок меньше  $C_{k1}$ , за счет значительного содержания высокочастотных

составляющих в кривой напряжения  $u_{T1}$  масса и объем конденсатора  $C_{k2}$  могут оказаться соизмеримыми с массой и объемом конденсатора  $C_{k1}$  (напряжение  $u_C$  на конденсаторе  $C_{k1}$  содержит, главным образом, основную гармонику).

Для устранения указанных паразитных высокочастотных колебаний последовательно с конденсатором  $C_{k2}$  можно включить резистор [5]. При этом масса и объем конденсатора  $C_{k2}$  уменьшаются, однако потери мощности в резисторе, его масса и объем существенно ухудшают энергетические и массо-объемные показатели ППН.

Отмеченные недостатки ППН с последовательно-параллельным инвертором устраняются при подключении конденсатора  $C_{k2}$  к обмотке трансформатора через транзисторный коммутатор [8, 9] (см. гл.2).

В ППН на базе последовательного резонансного инвертора с обратными диодами (рис. 2, а) [3] для уменьшения прямого напряжения на выключенном тиристоре большая часть  $L_2$  коммутирующего реактора  $L_K = L_1 + L_2$  включена в диагональ переменного тока инвертора.

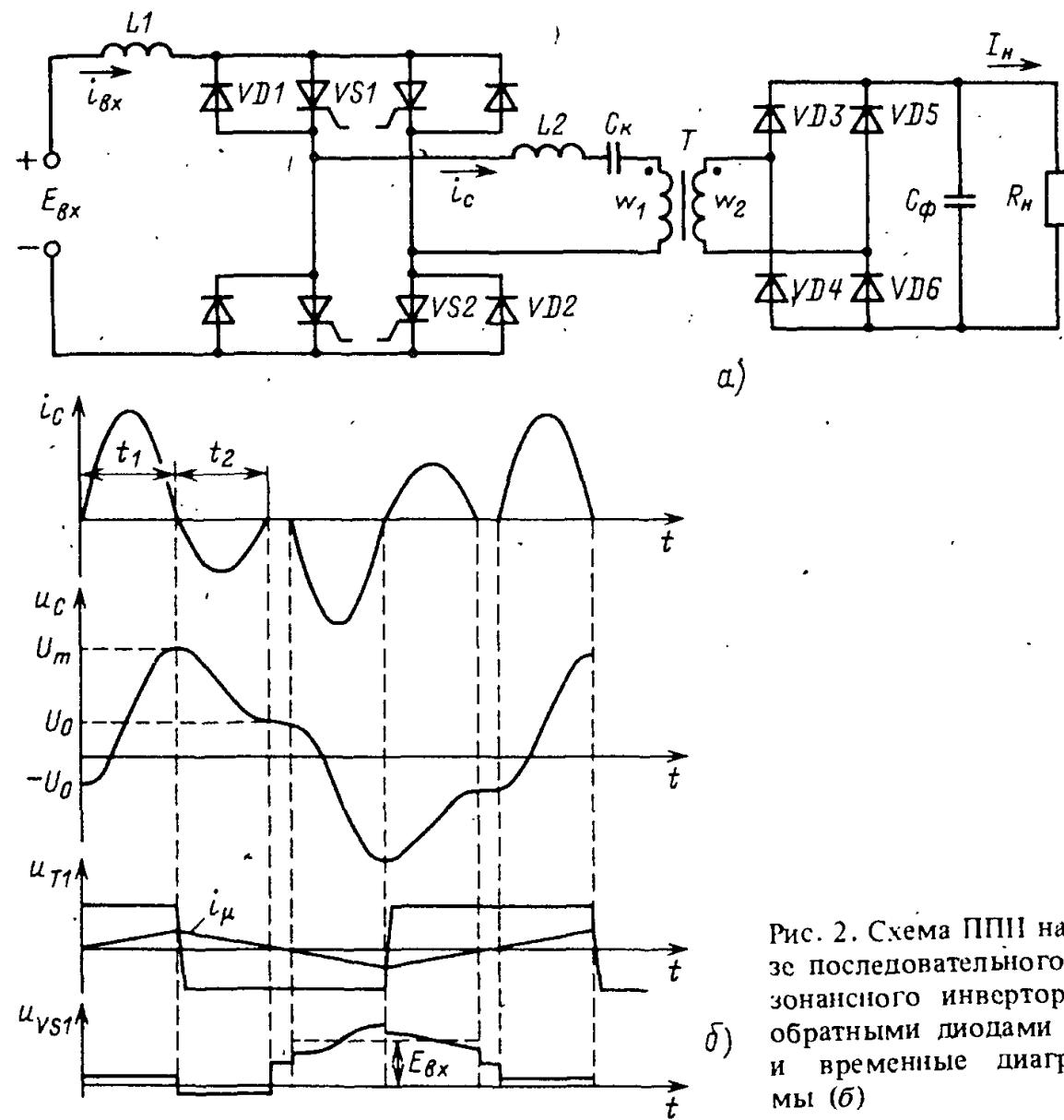


Рис. 2. Схема ППН на базе последовательного резонансного инвертора с обратными диодами (а) и временные диаграммы (б)

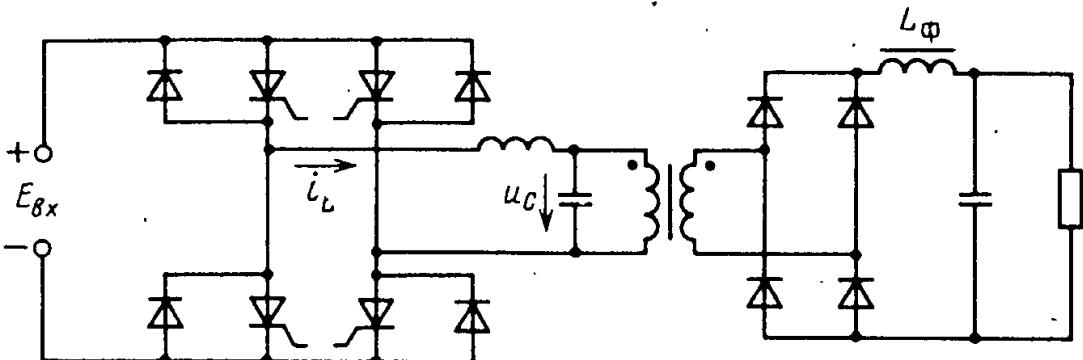


Рис. 3. Схема ППН на базе параллельного резонансного инвертора

Процесс формирования импульса тока  $i_C$  в резонансном контуре складывается из двух интервалов  $t_1$  и  $t_2$  (рис. 2, б). На интервале  $t_1$  включены тиристоры  $VS1$ ,  $VS2$  и диоды  $VD3$ ,  $VD6$ , конденсатор  $C_k$  перезаряжается от напряжения  $-U_0$  до  $U_m$ . При переходе тока  $i_C$  через нуль в конце интервала  $t_1$  открываются диоды  $VD1$ ,  $VD2$  и  $VD4$ ,  $VD5$ , переключается полярность подключения конденсатора  $C_\Phi$  ко вторичной обмотке трансформатора  $w_2$ . Если на интервале  $t_1$  к резонансному контуру прикладывается напряжение  $E_{Bx} - U'_h$ , то на интервале  $t_2$  – напряжение  $E_{Bx} + U'_h$ . Для того чтобы ток  $i_C$  на интервале  $t_2$  мог нарастать по абсолютному значению, необходимо выполнение условия  $U_m > E_{Bx} + U'_h$ , совпадающего с (1). В противном случае ток  $i_C$  на интервале  $t_2$  отсутствует и обратные диоды не открываются. Большое напряжение  $U_m$  в этой схеме препятствует уменьшению массы и объема. Для устранения этого недостатка тиристоры заменяются транзисторами. Тогда выполнение условия (1) не требуется и  $U_m$  может быть значительно меньше  $E_{Bx}$ .

Преобразователь на базе *параллельного резонансного инвертора с обратными диодами* (рис. 3) рассмотрен в [10]. В случае когда собственная частота контура  $\omega_0 > 2\pi f$  ( $f$  – рабочая частота ППН), кривые тока  $i_L$  и напряжения  $u_C$  аналогичны кривым  $i_C$ ,  $u_C$  на рис. 2, б, однако в данном случае  $t_1 > t_2$ . Работа инвертора по схеме на рис. 3, а при холостом ходе аналогична работе инвертора в ППН на рис. 2, а при коротком замыкании на выходе. Поэтому в схеме на рис. 3 при холостом ходе  $U_m \approx 2E_{Bx}$ . В области малых токов нагрузки ток реактора фильтра  $L_\Phi$  становится прерывистым и происходит более быстрый рост напряжения  $U_h$  с уменьшением тока, чем в режиме непрерывного тока. С ростом тока нагрузки амплитуда напряжения  $U_m$  на коммутирующем конденсаторе уменьшается, но незначительно. Более заметно уменьшается время  $t_2$ , в течение которого прикладывается обратное напряжение к закрываемому тиристору. Это является причиной, ограничивающей нагрузочную способность схемы.

## 2. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА БАЗЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА БЕЗ ОБРАТНЫХ ДИОДОВ

Рассмотрим внешние характеристики преобразователя, представленного на рис. 1, а, зависимость КПД от тока нагрузки, соотношения для выбора параметров силовой части.

При выводе выражений для мгновенных значений токов и напряжений полупроводниковые приборы будем считать идеальными ключами, падение напряжения на открытом приборе учитываем кусочно-линейной аппроксимацией прямой ветви его вольт-амперной характеристики (заменяя ее полупрямой, проходящей через точку  $u = U_{\text{пор}}$  на оси напряжений с наклоном, соответствующим дифференциальному сопротивлению;  $U_{\text{пор}}$  — пороговое напряжение), пренебрегаем нелинейностью трансформаторов и реакторов, а также током намагничивания трансформатора. Поскольку в правильно сконструированном трансформаторе ток намагничивания  $i_{\mu}$  мал и скорость изменения тока  $i_{\mu}$  намного меньше скорости изменения тока в резонансном контуре  $i_C$ , то ток  $i_{\mu}$  практически не влияет на процессы в силовой части ППН при выполнении условия (1). При необходимости ток  $i_{\mu}$  может определяться независимо от  $i_C$ . При рассмотрении основных процессов в силовой части принимаем последовательную схему замещения реактора  $L_K$  и не учитываем паразитные параметры конденсаторов и ветвь намагничивания схемы замещения трансформатора.

При определении большинства статических характеристик реальных ППН обычно можно полагать выходное напряжение идеально сглаженным.

Случай, когда не выполняются отдельные из указанных допущений, обсуждаются и при необходимости учитываются в последующих параграфах.

Используя эквивалентную схему ППН для интервала  $t_K$  (рис. 4, а), с учетом перечисленных допущений, получаем [3, 5]:

$$i_C = \frac{E_{\text{вх}} + U_m - U'_h}{\omega_0 L} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t, \quad (5)$$

$$u_C = E_{\text{вх}} - U'_h - (E_{\text{вх}} + U_m - U'_h) e^{-\alpha t} \left( \cos \omega_0 t + \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right), \quad (6)$$

где

$$\omega_0 = \sqrt{1/L C_K - \alpha^2}; \quad \alpha = r/2L; \quad (7)$$

$L = L_K + L_s$  — суммарная индуктивность  $LC$ -контура, складывающаяся из индуктивности реактора  $L_K$  и индуктивности рассеяния трансформатора  $L_s$ ;  $r$  — суммарное активное сопротивление контура, учитывающее активные потери в обмотках реактора и трансформатора, дифференциальные сопротивления включенных тиристоров инвертора

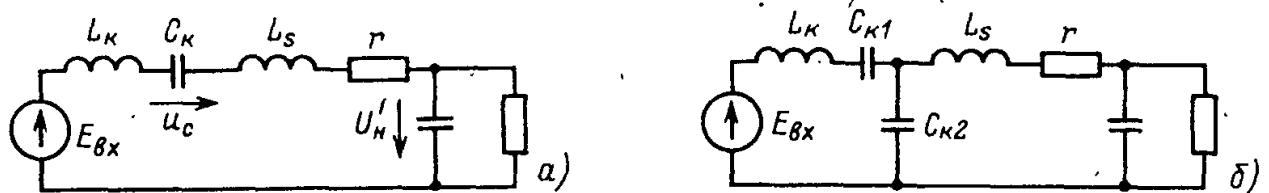


Рис. 4. Схемы замещения ППН к рис. 1, а для интервала формирования импульса тока без учета  $C_{K2}$  (а) и с учетом  $C_{K2}$  (б)

и приведенные к первичной обмотке дифференциальные сопротивления открытых диодов выпрямителя.

Из (5) длительность импульса тока

$$t_{\text{и}} = \pi / \omega_0 \approx \pi \sqrt{LC_K}. \quad (8)$$

Подставляя в (6)  $t = t_{\text{и}}$ ,  $u_C = U_m$ , находим

$$U_m = (E_{bx} - U'_H)(1 + \kappa) / (1 - \kappa), \quad (9)$$

где  $\kappa = \exp(-a\pi/\omega_0) = \exp(-\pi/\sqrt{4Q^2 - 1})$  – коэффициент, зависящий от добротности  $Q = (1/r)\sqrt{L/C_K}$  контура.

Среднее значение тока  $i_C = i_{T_1}$  за полпериода равно приведенному к первичной обмотке току нагрузки:

$$\frac{2}{T} \int_0^{t_{\text{и}}} i_C dt = \frac{2C_K}{T} (1 + \kappa) (E_{bx} + U_m - U'_H) = I'_H = K_{12} I_H, \quad (10)$$

где  $K_{12} = w_2/w_1$  – коэффициент трансформации трансформатора.

Решая (9), (10) относительно  $U'_H$  и  $U_m$ , получим выражения для внешней характеристики ППН

$$U'_H = E_{bx} - R'_{\text{вых}} I'_H, \quad (11)$$

и амплитуды напряжения на коммутирующем конденсаторе

$$U_m = I'_H / 4fC_K, \quad (12)$$

где

$$R'_{\text{вых}} = (1 - \kappa) [(1 + \kappa) 4fC_K]^{-1} \quad (13)$$

– эквивалентное выходное сопротивление ППН, приведенное к первичной обмотке трансформатора;  $f = 1/T$  – рабочая частота инвертора.

Внешние характеристики ППН на базе последовательного резонансного инвертора без обратных диодов, рассчитанные по формулам (11) и (13), и зависимость относительной амплитуды напряжения на коммутирующем конденсаторе  $U_{m*} = U_m/E_{bx}$  от  $I_{H*} = I'_H / 4fC_K E_{bx}$  представлены на рис. 5.

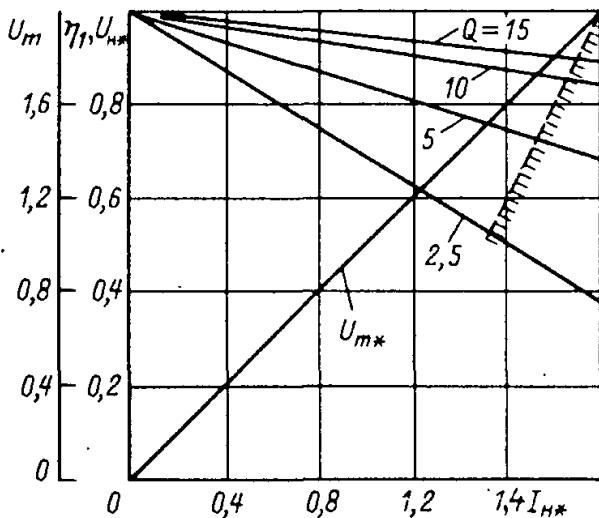


Рис. 5. Расчетные внешние характеристики ППН и зависимость амплитуды напряжения на коммутирующем конденсаторе от тока нагрузки

Для повышения точности расчетов при сравнительно низких значениях входного и выходного напряжений ППН в (5) – (11) необходимо подставлять вместо  $E_{вх}$   $E_{вх} - U_{пор\sum}$ , где  $U_{пор\sum}$  – сумма пороговых напряжений, соответствующих кусочно-линейной аппроксимации вольт-амперных характеристик двух включенных тиристоров инвертора, и приведенных к первичной обмотке трансформатора пороговых напряжений открытых диодов выпрямителя.

В (5) – (13) сопротивление  $r$  учитывает лишь часть потерь мощности  $\Delta P_1$ , которая зависит от тока нагрузки, и при токах нагрузки, близких к номинальному, намного больше остальных составляющих потерь. Поскольку при указанных допущениях среднее значение входного тока ППН равно среднему значению тока нагрузки  $I_{вх} = I'_н$ , то при идеально сглаженных напряжениях питания и нагрузки относительное значение потерь  $\Delta P_1$  определяет КПД:

$$\eta_1 = U'_н I'_н / E_{вх} I_{вх} = 1 - R'_{вых} I'_н / E_{вх}. \quad (14)$$

Зависимость  $\eta_1$  от тока нагрузки совпадает с показанными на рис. 5 внешними характеристиками. Потери в обмотках  $w_1, w_2$  силового трансформатора учитываются в составляющей  $\Delta P_1$ . Потери в магнитопроводе трансформатора определяются выражением [11]

$$\Delta P_M = p_{уд} G_M \left( \frac{f}{1000} \right)^{\alpha_M} \left( \frac{B_m}{B'_m} \right)^{\beta_M}, \quad (15).$$

где  $p_{уд}$  – удельные потери в магнитопроводе при прямоугольной форме напряжения на обмотках трансформатора, измеренные на частоте  $f = 1000$  Гц и при максимальной индукции  $B'_m$ ;  $G_M$  – масса магнитопровода;  $\alpha_M, \beta_M$  – коэффициенты, зависящие от типа материала магнитопровода и толщины ленты (например, для материала 34 НКМП при толщине ленты  $\delta = 0,05$  мм и  $B'_m = 1$  Тл  $p_{уд} = 6,3$  Вт/кг,  $\alpha_M = 1,4$ ,  $\beta_M = 1,65$ );  $B_m$  – максимальная индукция, которая в рассматриваемом случае вычисляется по формуле

$$B_m = U_n / 4 f w_2 S_M,$$

где  $S_M$  – площадь поперечного сечения магнитопровода.

С учетом основных составляющих потерь КПД ППН

$$\eta = [1/\eta_1 + U_{\text{пор}} \sum \gamma_T / U'_H + \Delta P_M / P_H + \Delta P_K / P_H]^{-1}, \quad (16)$$

где  $\eta_1$  – значение КПД, найденное по (14);  $\gamma_T = 2t_i/T$  – относительная длительность импульсов тока, протекающего в инверторе;  $\Delta P_K$  – коммутационные (динамические) потери в полупроводниковых приборах и цепях, предназначенных для улучшения траектории переключения полупроводниковых приборов.

При учете всех потерь зависимость  $\eta$  от тока нагрузки имеет максимум, причем в области больших и малых токов  $\eta$  уменьшается.

Условие (1) нормальной коммутации однооперационных тиристоров в простейшей схеме ППН (рис. 1, а) с учетом (11), (12) преобразуется к виду

$$I'_H / 4f C_K E_{\text{вх}} > 1 + \kappa. \quad (17)$$

Это означает, что нормальная работа ППН возможна только на участках внешних характеристик (рис. 5), лежащих правее штриховой линии. Минимальное значение тока нагрузки  $I_{H\min}$  соответствует границе коммутационной устойчивости ППН. Тогда рабочая точка для максимального тока нагрузки  $I_{H\max} = K_I I_{H\min}$  при большой кратности изменения тока  $K_I$  оказывается в области низких значений КПД, амплитуда напряжения на  $C_K$  возрастает в  $K_I$  раз и достигает значения  $U_{m\max} = K_I U_{m\min}$ .

Емкость конденсатора согласно (12) определяется по формуле

$$C_K = K_{12} I_{H\min} / 4f U_{m\min}. \quad (18)$$

Реактивная мощность конденсатора  $C_K$ , определяющая его массу и объем, с учетом (18) равна

$$P_R = a_R f C_K U_{m\max}^2 = \frac{1}{4} a_R K_{12} K_I I_{H\max} U_{m\min}, \quad (19)$$

где для простейшей схемы (рис. 1, а)  $U_{m\min} = (1 + \kappa) E_{\text{вх}}$ ;  $a_R$  – коэффициент пропорциональности.

Отсюда видно, что в простейшей схеме ППН велика установленная мощность конденсатора  $C_K$ , а в соответствии с (2) завышенной оказывается и установленная мощность тиристоров. Перемещение реактора  $L_K$  в выходную диагональ инвертора позволяет уменьшить прямое напряжение на закрытом тиристоре до значения  $U_{\text{пр}\max} = E_{\text{вх}}$  и снизить установленную мощность тиристоров. Однако при этом затрудняется защита от срывов инвертирования при одновременном включении тиристоров  $VS1$ ,  $VS2$  или  $VS3$ ,  $VS4$ .

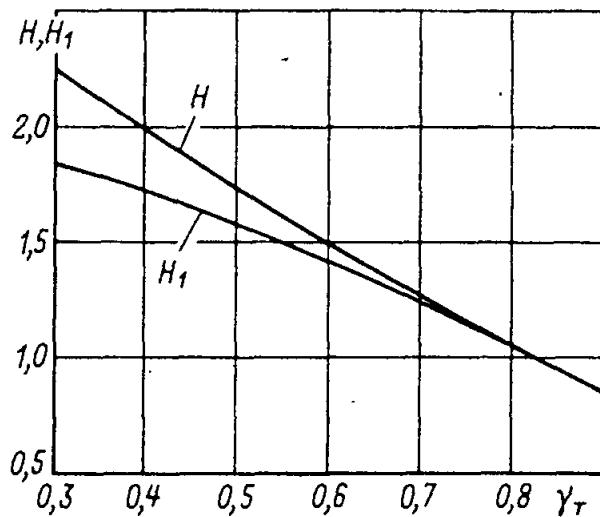


Рис. 6. Зависимости для определения коэффициентов  $H$  и  $H_1$ , используемых при расчете размаха пульсаций и амплитуды 1-й гармоники выходного напряжения

При определении размаха пульсаций напряжения  $\Delta u_{C\Phi}$  на конденсаторе фильтра  $C_\Phi$  воспользуемся упрощенным выражением для тока  $i_C = I_m \cos \omega_0 t$ . (20)

Конденсатор  $C_\Phi$  заряжается током  $i_C/K_{12} - I_H$  в течение интервала  $t_3$ , определяемого из уравнения

$$I_m \cos \frac{\omega_0 t_3}{2} = I'_H.$$

Отсчитывая время от момента, соответствующего максимуму тока  $i_C$ , получаем

$$\Delta u_{C\Phi} = \frac{1}{C_\Phi} \int_{-t_3/2}^{t_3/2} \left( \frac{I_m}{K_{12}} \cos \omega_0 t - I_H \right) dt = \frac{I_H H}{2\pi f C_\Phi}, \quad (21)$$

где

$$H = 2\gamma_T (\sqrt{1 - K_{ii,T}^2}/K_{ii,T} - \arccos K_{ii,T}), \quad (22)$$

$K_{ii,T} = I'_H/I_m \approx 2\gamma_T/\pi$  – отношение среднего значения импульса тока к его амплитуде.

Зависимость, рассчитанная по (22), представлена на рис. 6. Для сравнения там же показана зависимость для определения коэффициента  $H_1$ , входящего в формулу для расчета амплитуды 1-й гармоники напряжения на выходе  $U_{h1}$ .

Работа на участках внешних характеристик, лежащих левее штриховой линии (см. рис. 5) и соответствующих большим значениям КПД и меньшим напряжениям  $U_m$ , возможна в схеме с транзисторным коммутатором, рассмотренной в гл. 2, и при построении инвертора на полностью управляемых вентилях. В этих случаях остаются справедливыми соотношения (5) – (22) за исключением (17).

### 3. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА БАЗЕ ИНВЕРТОРА С ОБРАТНЫМИ ДИОДАМИ

Для ППН, представленного на рис. 2, а, на интервале  $t_1$  (см. рис. 2, б) справедливы уравнения, получающиеся из (5), (6) при замене  $U_m$  на  $U_0$ . На интервале  $t_2$  справедливы выражения, получающиеся из (5), (6) заменой  $U_m$  на  $-U_m$  и  $U'_h$  на  $-U'_h$ .

Учитывая выражение для тока  $i_C$  и напряжения  $u_C$  на интервалах  $t_1, t_2$ , находим

$$t_1 = t_2 = \pi/\omega_0; \quad (23)$$

$$U'_h = \frac{1+\kappa}{1-\kappa} \left[ E_{bx} - \frac{1+\kappa^2}{(1+\kappa)^2} \frac{I'_h}{4fC_K} \right]; \quad (24)$$

$$U_0 = \frac{1+\kappa}{1-\kappa} \left( 2E_{bx} - \frac{I'_h}{4fC_K} \right); \quad (25)$$

$$I_{bx} = 4fC_K U_0; \quad (26)$$

$$\eta_1 = \left[ 1 - \frac{1+\kappa^2}{(1+\kappa)^2} \frac{I'_h}{4fC_K E_{bx}} \right] \frac{I'_h}{4fC_K E_{bx}} \left( 2 - \frac{I'_h}{4fC_K E_{bx}} \right)^{-1}, \quad (27)$$

где  $\kappa = \exp(-\pi a/\omega_0)$ ;  $I_{bx}$  – среднее значение входного тока.

Амплитуда напряжения на коммутирующем конденсаторе  $U_m$  по-прежнему определяется выражением (12).

Основной особенностью ППН на базе последовательного инвертора с обратными диодами (рис. 2, а) является кругопадающая внешняя характеристика (24). Это обусловлено тем, что с изменением  $u'_h$  амплитуды импульсов тока на интервалах  $t_1$  и  $t_2$  меняются по-разному. Если одна возрастает, то другая убывает, и наоборот. При этом, поскольку  $t_1 = t_2 = \text{const}$ , среднее значение тока нагрузки меняется мало. Учитывая (24), (12) и (1), находим допустимые в установившемся режиме пределы изменения тока:

$$1 + \kappa < \frac{I'_h}{4fC_K E_{bx}} \leq \frac{(1+\kappa)^2}{1+\kappa^2}, \quad (28)$$

а также соответствующие пределы изменения напряжения и КПД:

$$\left. \begin{aligned} 0 &\leq U'_h/E_{bx} < \kappa, \\ 0 &\leq \eta_1 < \kappa. \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Верхняя граница в (28) и нижние границы в (29) соответствуют короткому замыканию на выходе ППН, а другие границы этих неравенств – переходу к режиму, в котором обратные диоды не открываются [амплитуда тока на интервале  $t_2$  (рис. 2) равна нулю].

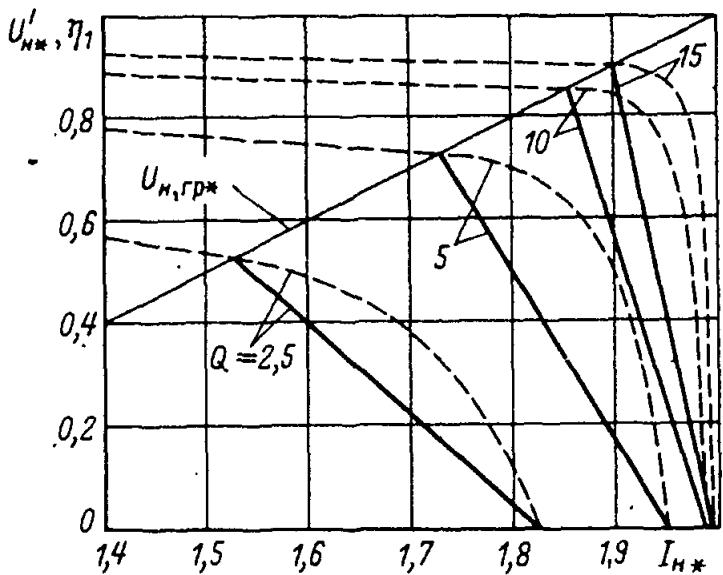


Рис. 7. Расчетные внешние характеристики ППН с обратными диодами (—) и зависимости КПД от тока нагрузки (---)

Расчет представленных на рис. 7 характеристик ППН на базе последовательного резонансного инвертора с обратными диодами производится по (24), (27) – (29). Уравнение линии, ограничивающей

рабочую область ППН (область открывания обратных диодов), получается подстановкой в (24)  $\kappa = U'_H / E_{\text{вх}}$ :

$$(U'_H / E_{\text{вх}})_{\text{гр}} = I'_H / 4fC_k E_{\text{вх}} - 1. \quad (30)$$

Простейшая схема ППН с однооперационными тиристорами и обратными диодами (рис. 2, а) работоспособна лишь на круто падающем участке внешней характеристики. На этом участке согласно (12), (28) амплитуда напряжения на коммутирующем конденсаторе  $C_k$  изменяется в пределах

$$1 + \kappa < U_m / E_{\text{вх}} \leq (1 + \kappa)^2 / (1 + \kappa^2).$$

При высокой добротности  $Q$  значение  $U_m$  близко к двойному напряжению питания  $E_{\text{вх}}$ . Отметим, что при отсутствии выходного трансформатора схема на рис. 2, а работает способна и на пологом участке внешней характеристики.

Работа в области левее граничной линии на рис. 7 возможна при использовании полностью управляемых вентилей.

#### 4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НА БАЗЕ ТРАНЗИСТОРНОГО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА

Освоение промышленностью выпуска все более мощных высокочастотных транзисторов [12, 13] позволяет применять их в качестве полностью управляемых вентилей в преобразовательных устройствах и, в частности, вместо тиристоров  $VS1 - VS4$  в схемах на рис. 1, а и 2, а. При использовании современных силовых транзисторов рабочая частота может быть повышена до 40–50 кГц. Такой ППН имеет ряд преимуществ по сравнению с широко распространенным ППН на базе транзисторного инвертора напряжения: 1) малые коммутационные потери в транзисторах, что достигается без применения обязательных в инвер-

торе напряжения дополнительных цепей, формирующих благоприятную траекторию переключения транзисторов; 2) симметричный режим перемагничивания силового трансформатора; 3) уменьшение уровня высокочастотных помех, генерируемых на входе и выходе ППН. В литературе имеются сведения о получении в ППН с транзисторным резонансным инвертором КПД порядка 0,9–0,95 на частоте до 100 кГц и при мощности в нагрузке до 10 кВт [14]. Недостатком таких ППН является более низкий, чем в ППН с инвертором напряжения, коэффициент использования транзистора по току, который можно принять равным отношению среднего значения импульса тока к его амплитуде  $I_m : K_{и,t} = I'_h / I_m$ . Из (5), (10) находим

$$K_{и,t} \approx \frac{1 + \kappa}{\pi\sqrt{\kappa}} \left(1 - \frac{1}{4Q^2}\right) \gamma_t \approx \frac{2}{\pi} \gamma_t, \quad (31)$$

где  $\gamma_t = 2ft_u$  – коэффициент заполнения импульсов тока. В ППН на базе инвертора напряжения  $K_{и,t} = \gamma_t$ .

Напряжение  $U_m$  на конденсаторе  $C_k$  резонансного контура в ППН с транзисторным резонансным инвертором может быть уменьшено до любого малого значения. Для этого согласно (12) необходимо увеличить емкость  $C_k$  и соответственно уменьшить индуктивность  $L = L_k + L_s$  контура. Однако уменьшение  $L$  ограничивается индуктивностью рассеяния  $L_s$  выходного трансформатора.

В экспериментально исследованной схеме ППН (рис. 8) инвертор выполнен по полумостовой схеме с емкостным делителем  $C_2, C_3$ , использованы транзисторы  $VT1, VT2$  типа ТК335-40-5-1,  $C_1 = 1 \text{ мкФ}$ ,  $C_2 =$

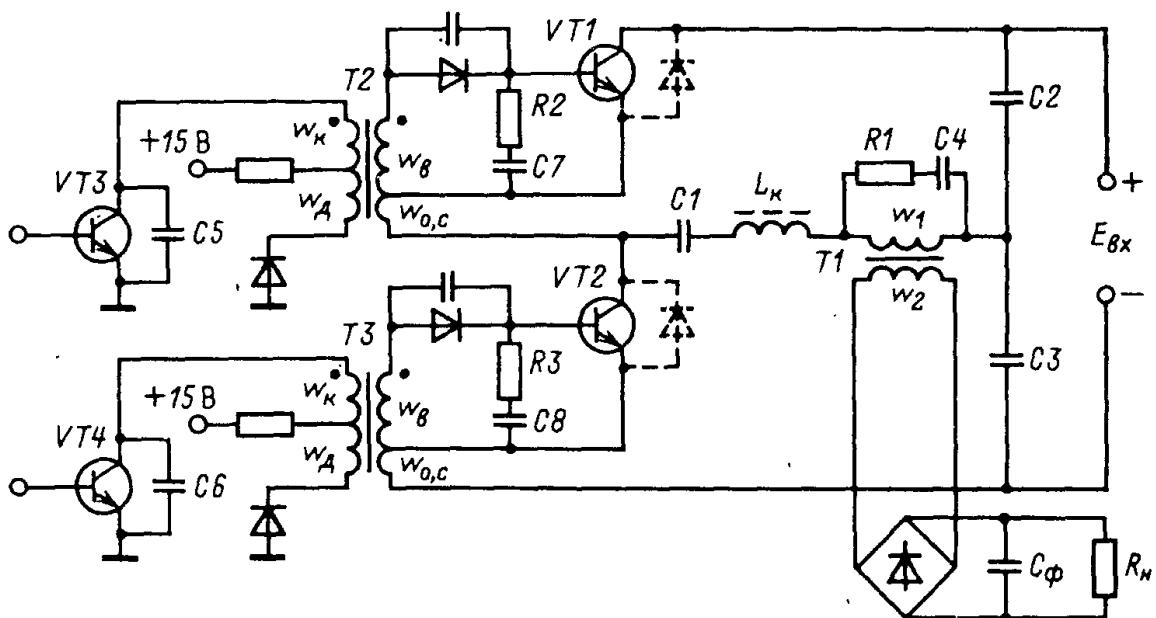


Рис. 8. Преобразователь на базе транзисторного последовательного резонансного инвертора

$= C_3 = 8 \text{ мкФ}$ . Трансформатор  $T1$  выполнен на пяти сложенных вместе магнитопроводах  $K45 \times 25 \times 12$  из феррита M2000HM1:  $w_1 = 8$ ,  $w_2 = 10$ , обмотки намотаны из 30 параллельных проводников ПЭВ-2-0,5 мм. Резонансный контур с индуктивностью  $L_K = 10 \text{ мГн}$  изготовлен на трех кольцевых магнитопроводах ТЧ-60П24×0,35 из альсифера. Выходной выпрямитель собран на диодах КД213А (по два диода параллельно в каждом плече). Емкость фильтра  $C_\phi = 64 \text{ мкФ}$ . Формирователи управляющих импульсов собраны на транзисторах  $VT3$ ,  $VT4$  типа КТ807Б по схеме, описанной в [15]; трансформаторы  $T2$ ,  $T3$  изготовлены на магнитопроводах  $K20 \times 12 \times 6$  из феррита M1500HM3,  $w_K = 40$ ,  $w_B = 4$ ,  $w_D = 20$ ,  $w_{0,c} = 1$ . Конденсаторы  $C5$ ,  $C6$  ( $C_5 = C_6 = 1500 \text{ пФ}$ ) служат для уменьшения скорости нарастания отпирающего тока базы силовых транзисторов и устранения сквозных токов через них.

Параллельно первичной обмотке, между базой и эмиттером силовых транзисторов включены  $RC$ -цепи ( $C_4 = 0,01 \text{ мкФ}$ ,  $R_1 = 110 \Omega$ ,  $C_7 = C_8 = 0,47 \text{ мкФ}$ ,  $R_2 = R_3 = 1 \Omega$ ), что необходимо для устранения паразитных высокочастотных колебаний.

Экспериментальные осциллограммы (рис. 9) сняты при  $U_H = 100 \text{ В}$ ,  $I_H = 5,35 \text{ А}$ ,  $f = 40 \text{ кГц}$ . Видно, как в момент перехода через нуль тока в резонансном контуре  $i_{C1}$  начинается описанное в § 1 быстрое изменение знака напряжения  $u_{T1}$  на первичной обмотке трансформатора, обусловленное током намагничивания. Однако при использовании полностью управляемых вентилей это явление не приводит к ухудшению характеристик ППН.

Особенностью процесса включения транзисторов ТК335-40 является повышенное начальное напряжение в насыщенном состоянии, что объясняется сравнительно медленным (в течение 5–8 мкс) уменьшением сопротивления высокоомного коллекторного слоя. В связи с этим, как видно из кривой напряжения  $u_{K3}$ , в момент достижения амплитудного значения тока  $i_K = I_m = 12 \text{ А}$  напряжение на транзисторе возрастает до  $u_{K3} = 6 \text{ В}$ . При этом потери в насыщенном транзисторе  $\Delta P_{\text{нас}} \approx 20 \text{ Вт}$ , что является основным препятствием для дальнейшего увеличения тока нагрузки.

Экспериментальные зависимости (рис. 10) сняты при  $U_H = 100 \text{ В} = \text{const}$ . Внешняя характеристика, рассчитанная по (11) при  $Q \approx 3,5$  (для полумостовой схемы вместо  $E_{\text{вх}}$  нужно подставлять  $E_{\text{вх}}/2$ ), практически совпадает с экспериментальной, за исключением участка вблизи точки холостого хода, где сказывается нелинейность прямой ветви вольт-амперной характеристики диодов выходного выпрямителя. При токах нагрузки  $I_H > 3 \text{ А}$  КПД преобразователя  $\eta$  мало отличается от относительного значения выходного напряжения  $2U'_H/E_{\text{вх}} = \eta_1$ , следовательно, потери мощности  $\Delta P_1$ , учитываемые в выражении (14), играют основную роль. С уменьшением тока  $I_H$  КПД  $\eta$  все больше отличается от  $\eta_1$ , и при определении  $\eta$  необходимо учитывать остальные составляющие потерь. В то же время, расчетные выражения (5) – (13)

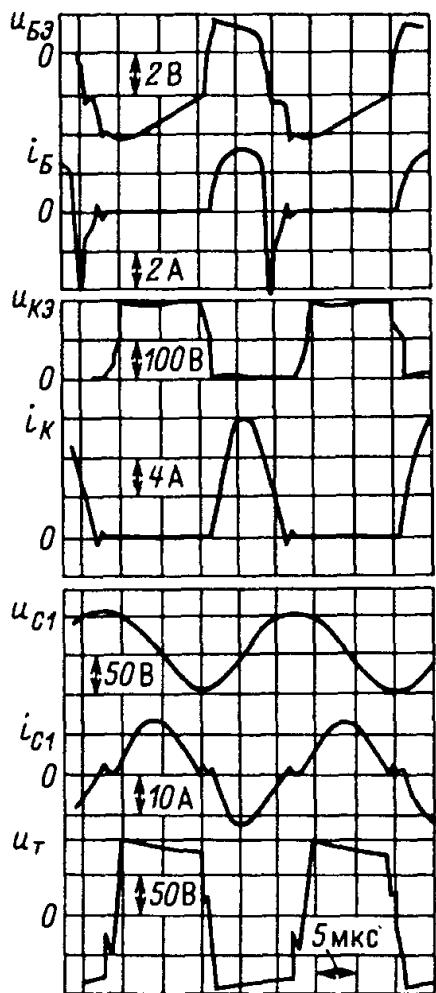


Рис. 9. Экспериментальные осциллографмы для схемы, показанной на рис. 8

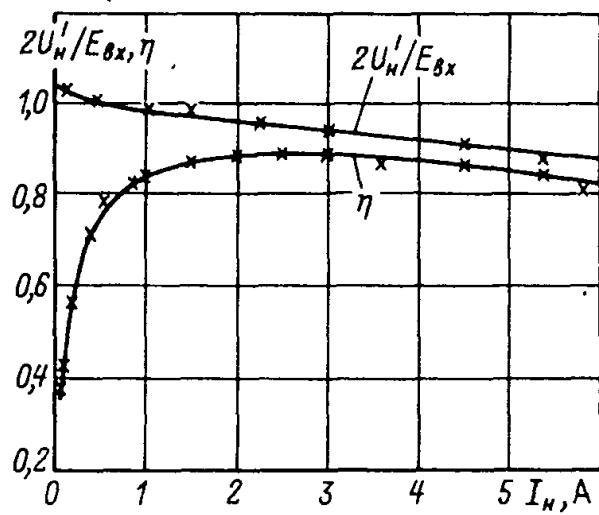


Рис. 10. Экспериментальные зависимости для схемы, показанной на рис. 8

на рабочем участке мало зависит от дополнительных потерь мощности и могут быть использованы для расчетов практически во всем диапазоне реального изменения тока нагрузки.

При наличии обратных диодов, показанных на рис. 8 штриховыми линиями, внешняя характеристика ППН содержит пологий участок для тока  $I'_H/4fC_K E_{Bx} < 1 + \kappa$  и круто падающий участок для токов в интервале, определяемом (28) (см. рис. 7). Свойство автоматического ограничения тока является особенно ценным в тех случаях, когда в качестве полностью управляемых вентилей используются силовые транзисторы, отличающиеся большой чувствительностью к перегрузкам. Однако ППН, в котором предусмотрена работа как на пологом, так и на круто падающем участках внешней характеристики, имеет и недостатки. На круто падающем участке длительность импульса тока  $t_i = t_1 + t_2$  примерно в 2 раза больше, чем на пологом участке. Поэтому на пологом участке  $\gamma_t = 2ft_1$  будет почти в 2 раза меньше, чем в схеме, в которой работа на крутопадающем участке не предусмотрена (см. кривую  $i_{C1}$  на рис. 9). Уменьшение же  $\gamma_t$  приводит к ухудшению использования транзисторов по току, увеличению потерь мощности, массы и габаритных размеров. Кроме того, для перехода на круто падающий участок необходимо выполнение условия (1), что также приводит к ухудшению массообъемных и энергетических характеристик.

## 5. ГАРМОНИЧЕСКИЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ НА ВХОДЕ И ВЫХОДЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ БЕЗ ОБРАТНЫХ ДИОДОВ

Входной ток ППН  $i_{\text{вх}}$  без учета тока намагничивания совпадает с приведенным к первичной обмотке током  $i'_{\text{вх},\phi}$  на входе выходного фильтра (рис. 11, а). Вместо (5) воспользуемся упрощенным выражением (20) для тока  $i = i_{\text{вх}} = i'_{\text{вх},\phi}$  на интервале  $t_i$ , справедливым при достаточно высокой добротности, где согласно (5) и (9)

$$I_m \approx \sqrt{\kappa} (E_{\text{вх}} + U_m - U_{\text{н}})/\omega_0 L \approx U_m/\omega_0 L.$$

Тогда

$$i = I_{\text{н}}' + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos n\Omega_1 t, \quad (32)$$

где амплитуда  $n$ -й гармоники

$$I_n = 4I_m \gamma_T \cos n\pi \gamma_T / \pi [1 - 4(n\gamma_T)^2]; \quad (33)$$

$\Omega_1 = 2\pi/T_{\text{п}}$  — круговая частота 1-й гармоники;  $T_{\text{п}} = T/2$ .

Как видно из рис. 11, б, при  $\gamma_T = 0,7 \div 1$  амплитудные значения высших гармоник ( $n = 2, 3, \dots$ ) в кривой тока, показанной на рис. 11, а, не превышают 20% амплитуды 1-й гармоники. С уменьшением  $\gamma_T$  содержание высших гармоник становится все более существенным.

Амплитуда 1-й гармоники напряжения на первом конденсаторе  $C_{\phi}$  выходного фильтра  $U_{\phi n} \approx I_n/(n\Omega_1 C_{\phi} K_{12})$  с учетом (31) представляется в виде

$$U_{\phi n} = I_{\text{н}} H_n / 2\omega C_{\phi}, \quad (34)$$

где  $\omega = 2\pi/T = \Omega_1/2$ ;

$$H_n = \frac{4\gamma_T \cos n\pi\gamma_T}{\pi K_{\text{и}T} n [1 - 4(n\gamma_T)^2]}.$$

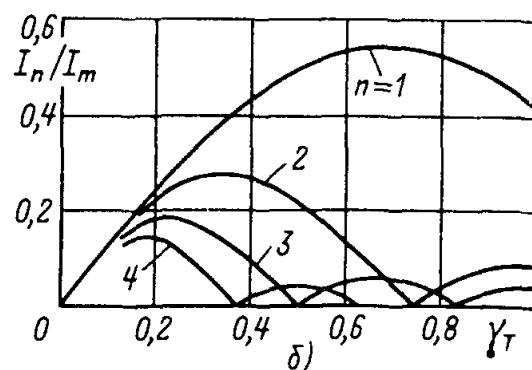
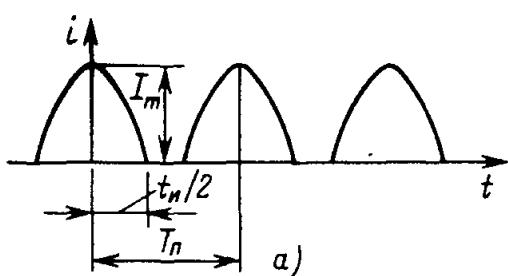


Рис. 11. Кривая входного тока ППН (а) и зависимости для определения амплитуд гармоник тока (б)

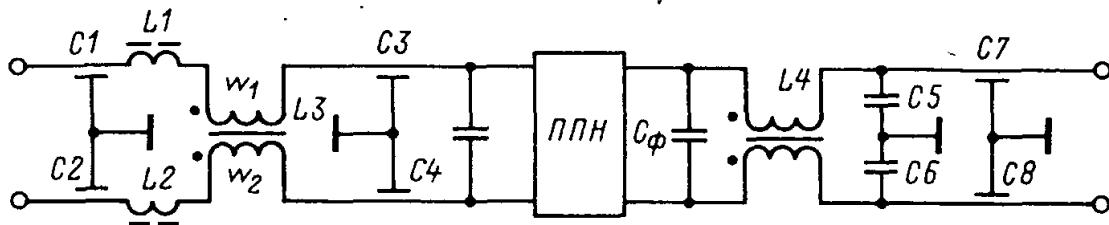


Рис. 12. Схема подключения помехоподавляющих фильтров в низковольтном ППН

Амплитуда  $U_{\phi n}$  гармоник выходного напряжения с ростом  $n$  уменьшается быстрее, чем амплитуда гармоник тока  $I_n$ . Зависимость  $H_1$  от  $\gamma_t$  показана на рис. 6. Для предотвращения прохождения гармоник входного тока через источник входного напряжения применяются входные Г-образные, а иногда П-образные  $LC$ -фильтры, не показанные на рис. 1, а, 2, а, 8. П-образные фильтры целесообразно применять в тех случаях, когда из-за значительного внутреннего сопротивления питающей сети Г-образный фильтр не обеспечивает заданный уровень высших гармоник напряжения на зажимах сети. На амплитуды гармоник  $I_n$  и  $U_{\phi n}$  при  $n > 10-20$  существенное влияние могут оказывать паразитные параметры конденсаторов и реакторов фильтров, не учитываемые в (33), (34).

Важной причиной появления высокочастотных гармоник на входе и выходе ППН является периодическое возбуждение паразитных колебательных переходных процессов в моменты переключений вентилей, в возникновении которых большую роль играют паразитные параметры элементов силовой части [17, 18]. Наличие собственной индуктивности конденсатора (в пределах 5–100 нГн в зависимости от его типа [19, 20]) и собственной емкости реактора фильтра приводит в то же время к резкому снижению коэффициента сглаживания фильтра в области высоких частот, затрудняя подавление высокочастотных гармоник. Поэтому для уменьшения высокочастотных составляющих (радиопомех), кроме указанных входного и выходного фильтров, используются специальные помехоподавляющие фильтры.

Схема включения помехоподавляющих фильтров в ППН показана на рис. 12. Входной помехоподавляющий фильтр состоит из двух П-образных фильтров с общим двухобмоточным реактором  $L_3$ . Обмотки  $w_1$ ,  $w_2$  реактора  $L_3$  включены так, что магнитные потоки, создаваемые за счет протекания по этим обмоткам входного тока ППН, взаимно компенсируются, а потоки, создаваемые за счет протекания тока несимметричных радиопомех [17], складываются. Реактор не подмагничивается силовым током. Индуктивность  $L_3$  для несимметричных помех значительна, а для симметричных – равна нулю. В простейшем случае этот реактор представляет собой один или несколько ферритовых колец, через которые пропущены два силовых провода, используемых в качестве обмоток. Такой реактор имеет минимальные паразитные

параметры, однако его индуктивность при  $w_1 = w_2 = 1$  не всегда достаточна для эффективного подавления помех. Реакторы  $L1, L2$  обеспечивают подавление симметричных помех на входе ППН.

Помехоподавляющий фильтр на выходе ППН при необходимости также строится по П-образной симметричной схеме. На рис. 12 показан Г-образный фильтр с реактором  $L4$ , в котором наряду с проходными конденсаторами  $C7, C8$  использованы конденсаторы  $C5, C6$  большей емкости, увеличивающие затухание фильтра в низкочастотной области спектра помех.

В регулируемых ППН импульсы тока подвергаются широтно-импульсной (ШИМ), амплитудно-импульсной (АИМ) или другого вида модуляции, их спектральный состав отличается от описанного выше.

На входе и выходе ППН, питаемого от неуправляемого выпрямителя, дополнительно появляются низкочастотные пульсации с частотой  $m\omega_c$ , где  $m$  – число фаз выпрямителя,  $\omega_c$  – частота сети. Подавление этих пульсаций на выходе ППН возлагается на замкнутую систему регулирования выходного напряжения. Эффективное подавление низкочастотных пульсаций возможно при условии  $\omega \gg m\omega_c$ .

Использование комбинированных импульсных систем стабилизации, в которых сочетаются принципы управления по отклонению и возмущению, позволяет добиться инвариантности выходного напряжения к низкочастотным возмущениям входного напряжения [21].

В спектре тока  $i$ -й фазы питающей сети  $i_{ci}$  наряду с гармониками с частотами  $\nu\omega_c$ , где для трехфазной мостовой схемы выпрямления  $\nu = 1, 5, 7, \dots$ , присутствуют гармоники с комбинационными частотами  $n\omega \pm \nu\omega_c$  [24]. Этот спектр определяется с учетом соотношения

$$i_{ci} = q_i(t)i_d,$$

где  $q_i(t)$  – коммутационная функция фазы выпрямителя.

Гармоники выходного тока сетевого выпрямителя  $i_d$  выражаются через соответствующие гармоники тока на входе ППН с учетом фильтра, включенного между выпрямителем и входом ППН.

Для устранения высших гармоник  $i_{cv}\nu$  ( $\nu = 2, 3, \dots$ ) в кривой тока  $i_c$  питающей сети, исключения фазового сдвига между кривыми тока  $i_c(t)$  и напряжения сети  $u(t)$  можно использовать высокочастотный импульсный регулятор [25]. С этой целью в повышающем импульсном регуляторе (рис. 13) введен дополнительный внутренний контур регулирования тока  $i_c$ . Задающий сигнал этого контура  $u_3$  формируется с помощью множительного устройства

$$u_3 = a_m |u(t)| (U_{\text{оп}} - K_d u_{\text{вых}}),$$

где  $U_{\text{оп}}$  – опорное напряжение;  $a_m$  – коэффициент множительного устройства;  $K_d$  – коэффициент передачи делителя. При постоянном выходном напряжении  $u_{\text{вых}}$  сигнал  $u_3$ , как и напряжение сети, за пол-

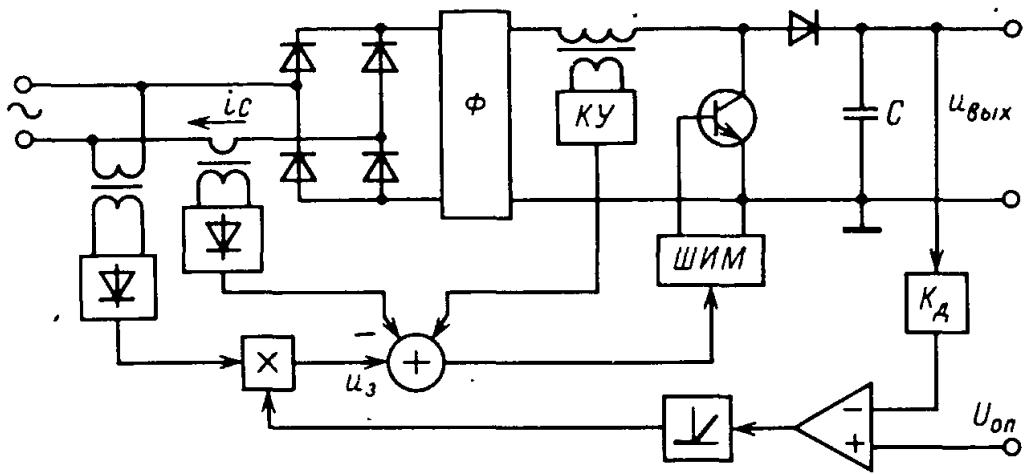


Рис. 13. Преобразователь с дополнительным контуром регулирования для улучшения формы кривой тока питающей сети:

*КУ* – корректирующее устройство; *ШИМ* – широтно-импульсный модулятор

периода сети  $T/2$  изменяется по синусоидальному закону. Соответственно меняется и длительность открытого состояния транзистора. Кривая  $i_c(t)$  с некоторой погрешностью повторяет кривую  $u_3(t)$ , что позволяет почти полностью исключить реактивную составляющую тока  $i_c$  и гармонические составляющие  $i_{c\nu}$ . В обычных ППН решение этой задачи требует установки громоздкого дополнительного оборудования.

Поскольку фильтр  $\Phi$  на входе импульсного регулятора предназначен лишь для подавления составляющих с частотой регулятора  $f_p \gg f_c$ , то на выходе импульсного регулятора действует напряжение  $|u(t)|$ , пульсирующее с частотой  $2f_c$ . Для подавления низкочастотных пульсаций на выходе необходимо увеличить емкость  $C$  по сравнению с импульсным регулятором без улучшения кривой тока сети.

На установке мощностью 1,5 кВт при  $f_p = 45$  кГц получены результаты:  $\cos\varphi = 0,98$ , КПД = 85% [25]. Отмечается, что увеличение емкости  $C$  незначительно увеличивает массу и стоимость ППН.

## 6. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ВЫСОКОЧАСТОТНЫМ ЗВЕНОМ

Для уменьшения массы и объема трансформатора инвертора, реакторов и конденсаторов фильтра выпрямителя ППН рабочая частота должна быть по возможности больше: иногда создаются ППН с рабочей частотой 100–200 кГц, а при использовании силовых МДП-транзисторов – с еще более высокой частотой [21, 26]. Однако увеличение рабочей частоты ППН ограничивается ростом динамических потерь в полупроводниковых приборах, потерей мощности в других элементах силовой части, а также снижением надежности работы элементов. Поэтому большинство ППН в настоящее время работает на частотах,

не превышающих 20–40 кГц. Возможность дальнейшего улучшения качественных показателей ППН зависит прежде всего от параметров высокочастотных силовых полупроводниковых приборов.

В настоящее время промышленность осваивает выпуск силовых полупроводниковых приборов второго поколения, в том числе приборов единой унифицированной серии. В состав единой унифицированной серии силовых полупроводниковых приборов входят, в частности, диоды высокочастотные на токи 80–320 А с временем восстановления 1,6–3,2 мкс; тиристоры частотные штыревого исполнения на токи 50–200 А, напряжения 100–1200 В; тиристоры быстродействующие таблеточного исполнения на токи 200–800 А, напряжения 750–1200 В [28]. Существенно повышена работоспособность быстродействующих тиристоров на высоких частотах; предельные средние токи этих тиристоров снижаются только до уровня 0,7 на частоте 5 кГц и до 0,4 на частоте 10 кГц по сравнению с предельным средним током на частоте 50 Гц; критическая скорость нарастания прямого тока частотных тиристоров повышенна до 800 А/мкс и прямого напряжения до 2500 В/мкс. Максимально допустимая температура полупроводниковой структуры быстродействующих тиристоров повышена от 110 до 125 °С.

Разработаны тиристоры с комбинированным выключением [28, 29]. Время выключения приборов на токи до 100 А, напряжения 400–800 В составляет 2–5 мкс. Значения остальных параметров примерно такие же, как для обычных быстродействующих тиристоров. Отрицательный ток в цели управления при выключении этих тиристоров в 25–50 раз меньше амплитуды выключаемого прямого тока.

Разработаны и осваиваются в производстве диоды на основе арсенида галлия на токи 25–320 А, напряжения 100–600 В с временем восстановления 0,1–0,5 мкс. Разрабатываются тиристоры на основе арсенида галлия с временем выключения 0,8–2 мкс [27].

Полупроводниковые приборы второго поколения включают в себя также силовые кремниевые транзисторы на токи 10–500 А, напряжения 100–1000 В [12]. При применении силовых транзисторов необходимо учитывать, что чем больше максимально допустимые напряжения силовых транзисторов, тем больше они уступают по допустимой плотности тока коллектора тиристорам с такой же площадью полупроводниковых структур, а ток базы транзистора существенно выше тока управляющего электрода тиристора. Например, при максимально допустимом напряжении коллектора-эмиттера 400–500 В плотность коллекторного тока транзистора примерно в 2 раза ниже плотности анодного тока тиристора [12].

В рассматриваемых схемах масса и объем основного коммутирующего конденсатора  $C_{k1}$  и конденсатора выходного фильтра  $C_\phi$  существенно влияют на массообъемные характеристики всего ППН. Коммутирующий конденсатор работает при переменном напряжении не-

синусоидальной формы с частотой от единиц до десятков килогерц. Выбор типа конденсатора, схемы соединения и конструкции батареи проводится в соответствии с известными рекомендациями [19, 20]. Для получения минимальных массы и объема в качестве коммутирующих рекомендуется выбирать конденсаторы с наибольшими для заданных условий работы удельными реактивными мощностями (в указанном диапазоне частот целесообразно применение конденсаторов с неполярным пленочным диэлектриком, например серии К71, К72, К78).

Выбор конденсатора облегчается при использовании зависимостей допустимого размаха несинусоидального напряжения на конденсаторе от частоты повторения, номинальной емкости, длительности наименьшего из временных интервалов, соответствующих фронту или спаду импульса напряжения [19, 20]. Кроме того, необходимо проверить, не превышает ли допустимое значение амплитуда импульса тока через конденсатор [19, 20].

В выходном фильтре ППН могут применяться различные типы конденсаторов, в том числе при напряжениях, не превышающих 300–400 В – конденсаторы с оксидным диэлектриком. Для последних характерны повышенный уровень потерь по сравнению с другими типами конденсаторов, значительная зависимость тангенса угла потерь и зффективной емкости от частоты и температуры.

Выходной трансформатор инвертора выполняет важные функции: преобразование напряжения, гальваническая развязка входа и выхода, распределение электроэнергии между потребителями при нескольких выходах. Большинство работ посвящено работающим на повышенных частотах маломощным трансформаторам [30, 31]. В качестве материала магнитопровода силовых трансформаторов, работающих на высоких частотах, выбираются материалы, имеющие минимальные удельные потери. На частотах  $f \leq 1-2$  кГц целесообразно применение ленты толщиной 0,02–0,08 мм из холоднокатаной стали 3422, при  $2 \text{ кГц} < f < 50 \text{ кГц}$  – высококачественных никельсодержащих сплавов типа 79НМ, 50НП, 65НП, 34НКМП и других, на частотах выше 50 кГц применяют магнитомягкие ферриты [32].

В большинстве силовых трансформаторов, работающих на повышенных частотах, используются торOIDальные (кольцевые) магнитопроводы. Однако в таком трансформаторе затруднены отвод тепла от магнитопровода, сложно конструирование и изготовление обмотки из проводников большого сечения, а в высоковольтных трансформаторах значительные трудности представляет конструирование и изготовление изоляции [33].

Магнитные материалы, используемые в трансформаторах высокочастотных ППН, обладают достаточно высокой прямоугольностью петли гистерезиса. При этом различные виды несимметрии режима рабо-

ты и параметров элементов инвертора за два полупериода приводят к тому, что в конце одного из полупериодов магнитопровод насыщается [21, 34]. Несимметричный режим перемагничивания трансформатора ухудшает использование магнитопровода, вызывает дополнительные потери в элементах инвертора, снижает надежность работы схемы. В связи с этим необходимо принимать меры для устранения этого режима.

## Г л а в а в т о р а я

### АНАЛИЗ И РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ И ТРАНЗИСТОРНЫМ КОММУТАТОРОМ

#### 7. СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ТРАНЗИСТОРНЫМ КОММУТАТОРОМ

В схеме, представленной на рис. 14, *a*, в отличие от ППН с последовательно-параллельным инвертором дополнительный конденсатор  $C_{k2}$  подключен к диагонали мостового коммутатора, выполненного на полностью управляемых вентилях (транзисторах)  $VT1-VT4$ , защищенных обратными диодами  $VD5-VD8$  [8, 9]. Благодаря этому устраивается отмеченное в § 1 быстрое изменение знака напряжения на обмотках трансформатора в конце импульса тока и обеспечивается эффективная работа ППН при малых амплитудах напряжения  $U_m$  на конденсаторе  $C_{k1}$ .

При включении тиристоров  $VS1$ ,  $VS4$  одновременно открываются диоды  $VD1$ ,  $VD4$  выпрямителя и диоды  $VD5$ ,  $VD8$  коммутатора, в цепи резонансного контура формируется положительный импульс тока  $i_{C1}$ , конденсатор  $C_{k1}$  перезаряжается. Здесь отсутствуют высокочастотные колебания, имеющиеся при подключении конденсатора  $C_{k2}$  непосредственно параллельно первичной обмотке трансформатора. Это объясняется тем, что к моменту включения тиристоров на конденсаторе  $C_{k2}$  уже имеется напряжение необходимой полярности и в дальнейшем конденсатор  $C_{k2}$  дозаряжается, кроме того, конденсатор  $C_{k2}$  отделен от первичной обмотки активным сопротивлением дополнительной обмотки  $\omega_3$ . Цепь дополнительной обмотки является слаботочной, так как она рассчитывается на прохождение тока намагничивания трансформатора, который в правильно сконструированном трансформаторе намного меньше приведенного тока нагрузки. Процесс подзаряда конденсатора  $C_{k2}$  практически не влияет на колебания в резонанском контуре  $L_k C_{k1}$ .

В момент включения тиристоров  $VS1$ ,  $VS4$  выключаются транзисторы  $VT2$ ,  $VT3$ , а затем открываются транзисторы  $VT1$ ,  $VT4$ .

В конце интервала  $t_i$  выключаются тиристоры  $VS1$ ,  $VS4$  и диоды  $VD1$ ,  $VD4$ ,  $VD5$ ,  $VD8$ . Начинается бестоковая пауза в первичной и вторичной обмотках трансформатора, ток намагничивания трансформатора

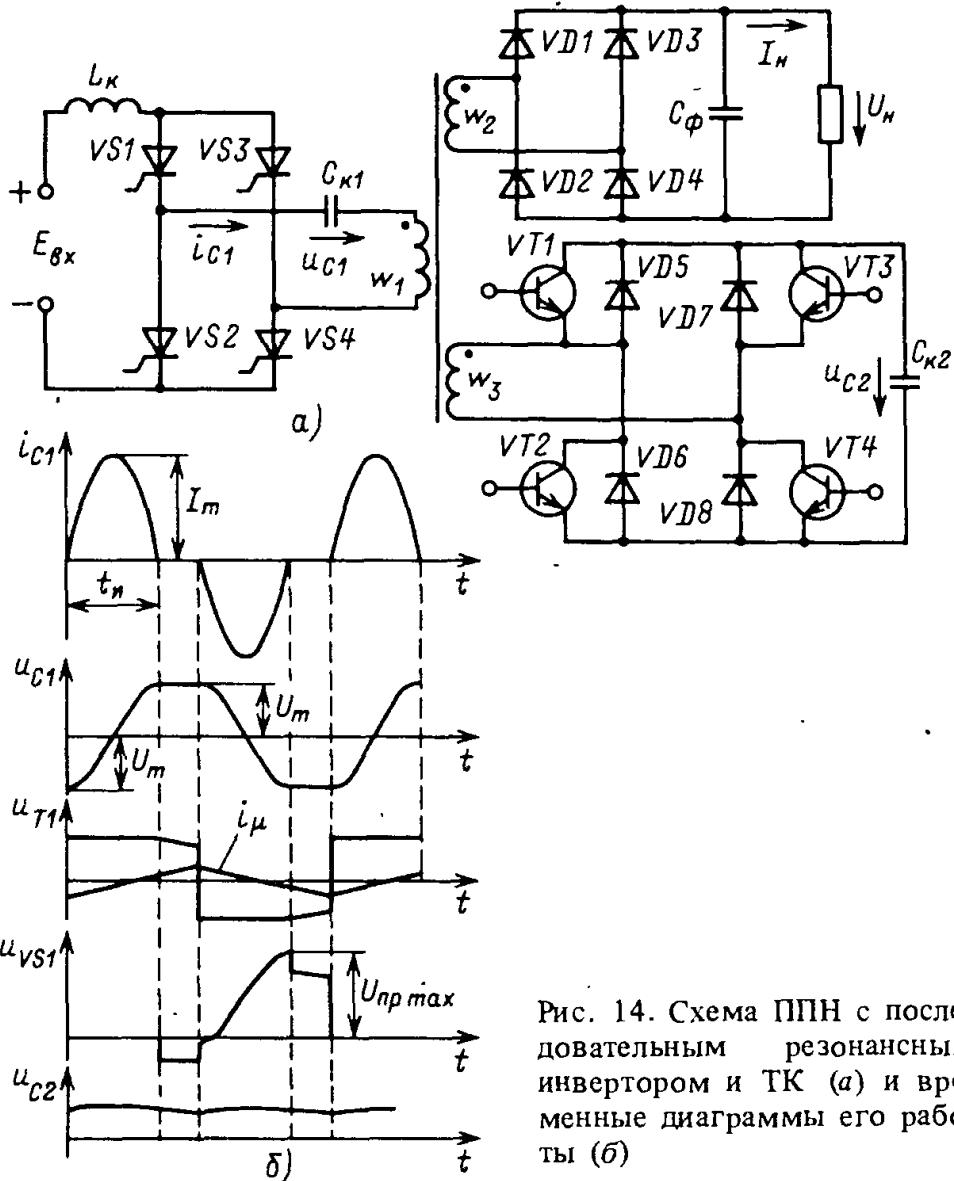


Рис. 14. Схема ППН с последовательным резонансным инвертором и ТК (а) и временные диаграммы его работы (б)

ра начинает проходить по цепи дополнительной обмотки через транзисторы  $VT1$ ,  $VT4$ , разряжая конденсатор  $C_{k2}$ . За время паузы напряжение  $u_{C2}$  на конденсаторе  $C_{k2}$  уменьшается от значения, примерно равного  $(w_3/w_2) U_h$ , до значения  $(w_3/w_2) U_h - \Delta u_{C2}$ , где  $\Delta u_{C2} = I_\mu (w_1/w_3) t_p / C_{k2}$ . Для данной схемы остается справедливым условие (3) нормальной работы ППН, где  $\Delta u_{T1} = (w_1/w_3) \Delta u_{C2}$ . Емкость  $C_{k2}$  определяется по формуле, аналогичной (4),

$$C_{k2} = I_\mu t_p / K_{13}^2 \Delta u_{T1}, \quad (35)$$

где  $K_{13} = w_3/w_1$ ;  $I_\mu$  – среднее значение тока намагничивания за время паузы  $t_p$ .

Переменная составляющая напряжения на конденсаторе  $C_{k2}$ , которая определяет потери мощности в конденсаторе, а следовательно, его массу и объем, оказывается здесь намного меньше, чем в схеме на рис. 1, а с конденсатором  $C_{k2}$ , подключенным параллельно первичной обмотке трансформатора.

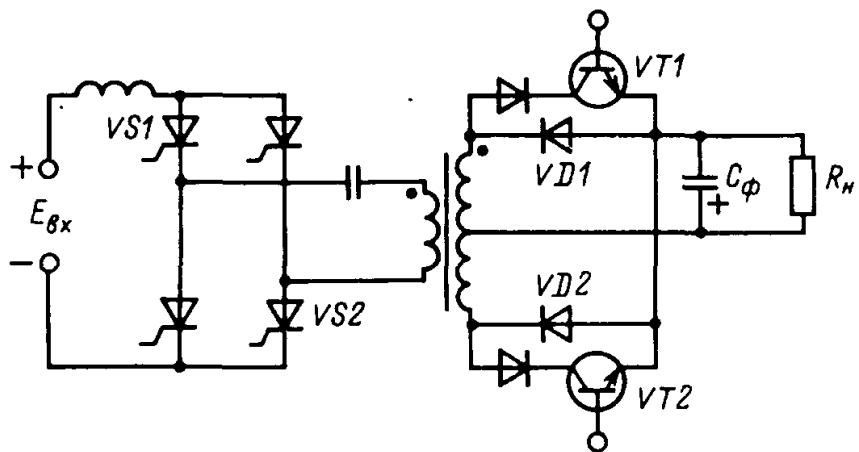


Рис. 15. ППН с ТК, объединенным с выходным выпрямителем

Кроме схемы, показанной на рис. 14, *a*, возможны другие варианты схемы ППН с ТК. При низком выходном напряжении ТК может быть объединен с выходным выпрямителем (рис. 15). В этой схеме транзисторы ТК *VT1*, *VT2* включены встречно-параллельно диодам *VD1*, *VD2* выпрямителя. Для исключения инверсного режима транзисторов и протекания через них основного тока выпрямителя последовательно с транзисторами включены дополнительные диоды. При открывании тиристоров *VS1*, *VS2* открывается также диод *VD2*. Во время бестоковой паузы ток намагничивания замыкается через транзистор *VT2* и конденсатор фильтра *C<sub>ф</sub>*, который в данном случае выполняет также функции дополнительного коммутирующего конденсатора [35]. Обратное напряжение на двух выключаемых тиристорах  $u_{\text{обр}} = U_m + U'_h - E_{\text{вх}}$ . Кривые токов и напряжений в этой схеме аналогичны кривым на рис. 2.14, *b*.

В высоковольтных ППН для упрощения конструкции и технологии изготовления высоковольтного силового трансформатора нежелательно наличие в нем дополнительной обмотки для присоединения ТК. Тогда целесообразно применять дополнительный маломощный трансформатор, первичная обмотка которого включается параллельно первичной обмотке силового трансформатора, а ТК подключается ко вторичной обмотке дополнительного трансформатора [36].

Поскольку, как было отмечено, конденсатор *C<sub>к2</sub>* и ТК не влияют на колебания в резонансном контуре, то для схем с ТК остаются справедливыми соотношения (5) – (22).

## 8. ВЛИЯНИЕ ТРАНЗИСТОРНОГО КОММУТАТОРА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ

Из соотношений (12), (14) следует, что для повышения КПД ППН необходимо уменьшать отношение  $U_m/E_{\text{вх}}$ . В ППН с дополнительным ТК (рис. 14, *a*) минимальная амплитуда напряжения на коммутирую-

Рис. 16. Зависимости отношения реактивных мощностей коммутирующего конденсатора в схемах с ТК и без ТК от входного напряжения ( $U_{m\min(2)} = 40$  В)

щем конденсаторе, входящая в формулу (18), принимается для мостовой схемы  $U_{m\min(2)} = 30 \div 50$  В, что определяется условиями восстановления управляющей способности тиристоров. Для полумостовой схемы  $U_{m\min(2)}$  в два раза меньше (тогда обратное напряжение

на выключаемом тиристоре в худшем случае составляет 15–25 В). Для мостовой схемы без ТК  $U_{m\min(1)} = (1 + \kappa)E_{bx}$ . При одном и том же минимальном токе нагрузки  $I_{h\min(2)} = I_{h\min(1)}$ , одинаковой частоте  $f$  и длительности импульса тока  $t_i$  отношение емкостей коммутирующего конденсатора  $C_{k(1)}$ ,  $C_{k(2)}$  и индуктивностей  $L_{(1)}$ ,  $L_{(2)}$  в схемах без ТК и с ТК

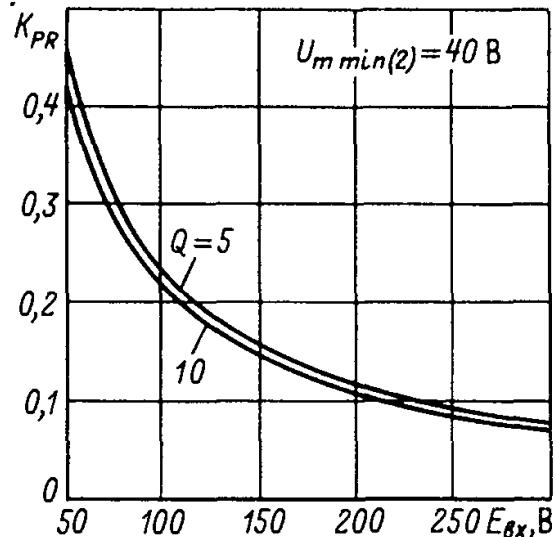
$$C_{k(1)}/C_{k(2)} = L_{(2)}/L_{(1)} = U_{m\min(2)}/U_{m\min(1)}. \quad (36)$$

Когда  $\gamma_t \approx 1$ , кривая напряжения  $u_C$  на коммутирующем конденсаторе близка к синусоиде и отношение реактивных мощностей коммутирующих конденсаторов в сравниваемых схемах  $P_{R(2)}$ ,  $P_{R(1)}$  с учетом (19)

$$\begin{aligned} K_{PR} &= P_{R(2)}/P_{R(1)} = U_{m\min(2)}/U_{m\min(1)} = \\ &= U_{m\min(2)}/(1 + \kappa_3)E_{bx}. \end{aligned} \quad (37)$$

Как видно из (37) и зависимостей, показанных на рис. 16, требуемая реактивная мощность  $P_{R(2)}$  коммутирующего конденсатора в схеме с ТК при  $E_{bx} = 50$  В примерно в 2 раза меньше, а при  $E_{bx} = 300$  В уже в 13 раз меньше, чем в простейшей схеме (рис. 1, а без конденсатора  $C_{k2}$ ).

Согласно (36) индуктивность и волновое сопротивление  $\sqrt{L_{(2)}/C_{k(2)}}$  резонансного контура в схеме с ТК в  $1/K_{PR}$  раз меньше, чем в схеме без ТК. Уменьшение индуктивности  $L_{(2)} = L_{k(2)} + L_s$  по сравнению с индуктивностью контура в первом случае  $L_{(1)} = L_{k(1)} + L_s$  приводит к тому, что активное сопротивление контура  $r_{(2)} = r_0 + r_p(2)$  также становится меньше, чем  $r_1 = r_0 + r_p(1)$ . Здесь  $r_p(1)$ ,  $r_p(2)$  – активные сопротивления обмоток реакторов  $L_{k(1)}$ ,  $L_{k(2)}$ ,  $r_0$  – часть сопротивления контура, не зависящая от параметров реакторов и включающая в себя сопротивления обмоток трансфор-



матора, открытых тиристоров и диодов. Тогда с учетом (36) отношение добротностей резонансного контура в сравниваемых схемах  $Q_{(2)} / Q_{(1)} = K_{PR} r_{(1)} / r_{(2)}$  или

$$\frac{Q_{(2)}}{Q_{(1)}} = \frac{[L_{k(2)} / L_{k(1)} + L_s / L_{k(1)}][1 + r_0 / r_{p(1)}]}{[1 + L_s / L_{k(1)}][r_{p(2)} / r_{p(1)} + r_0 / r_{p(1)}]} . \quad (38)$$

В связи с тем, что индуктивность реактора изменяется пропорционально квадрату числа витков, а активное сопротивление – пропорционально первой степени числа витков, отношение  $r_{p(2)} / r_{p(1)}$  уменьшается медленнее, чем  $L_{k(2)} / L_{k(1)}$ . Отсюда видно, что при переходе к схеме с ТК добротность контура может немного уменьшиться.

Уменьшение индуктивности  $L_{(2)}$  вызывает соответствующее снижение массы, объема реактора  $L_{k(2)}$  и потерю мощности в нем. Происходящее при этом уменьшение добротности контура приводит к тому, что рабочая точка смещается влево на рис. 5 и одновременно переходит на характеристику, соответствующую меньшей добротности.

Таким образом, введение ТК в ППН с последовательным резонансным инвертором позволяет так изменить параметры резонансного контура инвертора (увеличить емкость и уменьшить индуктивность), что появляется возможность резкого уменьшения массы и объема всего ППН. При этом за счет увеличения  $C_k$  уменьшается выходное сопротивление ППН  $R_{\text{вых}}$ , определяемое по (13), уменьшается, хотя в меньшей степени, чем масса и объем, составляющая потеря мощности  $\Delta P_1 = I_h^2 R_{\text{вых}}$  и повышается КПД.

Для ППН характерным является режим несимметричного перемагничивания силового трансформатора [21, 34]. Частный цикл, по которому происходит перемагничивание, смещен вверх или вниз относительно начала координат, в результате чего при использовании магнитных материалов с высокой прямоугольностью петли гистерезиса, таких, как пермаллои, в конце одного из полупериодов трансформатор насыщается.

Перемагничивание магнитопровода трансформатора на интервале формирования импульса тока происходит под действием напряжения  $U_h$  на конденсаторе фильтра, приложенного к вторичной обмотке, а на интервале паузы – под действием напряжения  $u_{C2}$  на дополнительном коммутирующем конденсаторе  $C_{k2}$ .

Поскольку в рассматриваемых ППН в цепи первичной обмотки трансформатора постоянная составляющая тока отсутствует, эта цепь не вызывает подмагничивания трансформатора.

Постоянное подмагничивание магнитопровода силового трансформатора зависит от несимметрии цепи вторичной и дополнительной обмоток, а также длительностей импульсов тока и пауз. Влияние цепи дополнительной обмотки возрастает с увеличением длительности паузы  $t_p$ . Симметрируя параметры элементов силовой схемы и режимов их рабо-

ты по полупериодам, можно добиться уменьшения постоянного подмагничивания трансформатора до приемлемого значения. Однако следует отметить, что при работе ППН (рис. 14, а) с паузой между импульсами тока не опасно даже насыщение магнитопровода, возможное в конце одного из полупериодов в переходных режимах. Поскольку насыщение происходит в конце паузы тока, когда тиристоры инвертора закрыты, а ток намагничивания проходит по высокоомной цепи ТК, то в этом случае рост тока намагничивания легко ограничивается. При пуске ППН возможен режим, когда трансформатор насыщен в течение всего первого полупериода. Однако в начале пуска конденсатор фильтра  $C_{\phi}$  разряжен, ЭДС обмоток трансформатора в первый полупериод остается равной нулю и не происходит дополнительного намагничивания трансформатора. В этот полупериод конденсатор  $C_{k1}$  заряжается примерно до напряжения  $2E_{bx}$ , а во второй полупериод восстанавливается нормальная работа схемы: индукция в магнитопроводе начинает уменьшаться, вследствие чего в обмотках трансформатора наводится ЭДС, конденсатор фильтра начинает заряжаться, а это приводит к увеличению ЭДС обмоток и скорости уменьшения индукции, и т.д.

Таким образом, дополнительным преимуществом ППН с ТК является возможность компенсации подмагничивания, вызываемого несимметрией вторичной цепи трансформатора, выбором сопротивлений цепи ТК. В схемах, представленных на рис. 1, а и 2, а, такой возможности нет, что ухудшает использование магнитопровода трансформатора.

На основе схем на рис. 14 и 15 разработано, изготовлено и испытано несколько образцов ППН [36–38]. Преобразователь мощностью 10 кВт с выходным напряжением 15 кВ прошел стадии конструирования, изготовления опытных образцов и испытаний [36].

В другом варианте ППН тиристоры  $VS1-VS4$  типа ТЧ100-6, диоды  $VD1-VD4$  типа ВЧ200-5,  $L_k = 17 \text{ мкГн}$ ,  $C_k = 20 \text{ мкФ}$  [конденсатор выполнен в виде последовательного соединения двух батарей, в каждой из которых параллельно включены четыре конденсатора МБГЧ-1-2А-10 мкФ (250 В)];  $C_{\phi} = 80 \text{ мкФ}$ . Трансформатор изготовлен на двух кольцевых магнитопроводах с размерами  $150 \times 100 \times 28$  мм из пермаллоя 34НКМП толщиной 0,02 мм;  $w_1 = w_2 = 21$ ,  $w_3 = 7$ . Рабочая частота  $f = 5 \text{ кГц}$ . При номинальной мощности  $P_H = 8 \text{ кВт}$  масса ППН 32 кг, объем 50 дм<sup>3</sup>.

Экспериментальные зависимости, приведенные на рис. 17, показывают хорошее совпадение с рассчитанной по (11) внешней характеристи-

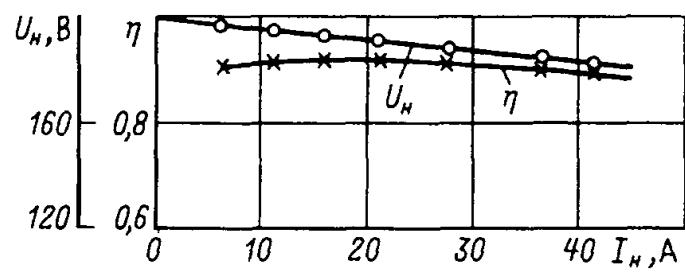


Рис. 17. Экспериментальные зависимости КПД и напряжения на нагрузке от тока нагрузки для ППН, выполненного согласно рис. 14, а

тикой при добротности  $Q \approx 6$ , близость КПД  $\eta$  со значениями  $\eta_1$ , рассчитанными с учетом только составляющей потерь  $\Delta P_1$ . Это еще раз подтверждает обоснованность принятых в § 2 допущений. Опыт конструирования ППН по рассматриваемой схеме показывает, что при  $f = 5$  кГц удельные показатели блока элементов, обеспечивающих принудительную коммутацию тиристоров (конденсаторы  $C_{k1}$ ,  $C_{k2}$ , реактор  $L_k$  и транзисторный коммутатор), составляет 0,6–0,8 кг/кВт.

## 9. АНАЛИЗ ПРОЦЕССОВ В ТРАНЗИСТОРНОМ КОММУТАТОРЕ, РАБОТАЮЩЕМ В СОСТАВЕ ППН С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ

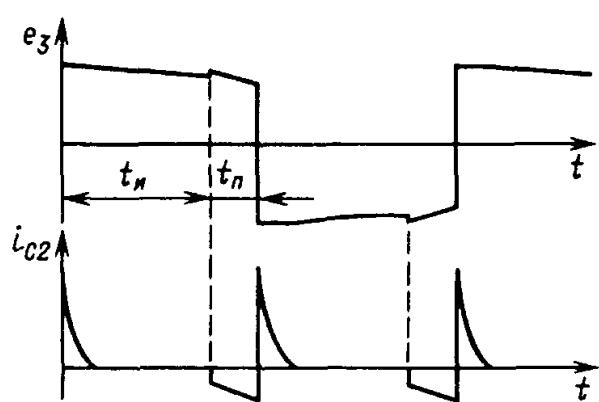
Как было сказано в § 7 и 8, применение ТК позволяет увеличить обратное напряжение на выключаемых тиристорах и уменьшить подмагничивание, вызываемое несимметрией вторичной цепи выходного трансформатора. ТК может быть построен по мостовой схеме (см. рис. 14, a) и схеме с нулевым выводом. При низком выходном напряжении ППН ТК объединяется с выходным выпрямителем (рис. 15).

МДС дополнительной обмотки  $w_3$ , к которой подключен ТК (рис. 14, a), мала по сравнению с МДС обмоток  $w_1$ ,  $w_2$ . Поэтому ее влиянием на магнитный поток в магнитопроводе выходного трансформатора можно пренебречь. На интервале  $t_i$  формирования импульса тока в резонансном контуре ЭДС  $e_3$ , индуцируемая в дополнительной обмотке, определяется главным потоком трансформатора, создаваемым совместным действием обмоток  $w_1$ ,  $w_2$ , и не зависит от потоков рассеяния этих обмоток:

$$e_3 = K_{13} (u'_n + L'_{s2} di_{c1} / dt), \quad (39)$$

где выражение в скобках равно напряжению на ветви намагничивания эквивалентной схемы трансформатора;  $K_{13} = w_3 / w_1$ .

Поскольку индуктивность рассеяния вторичной обмотки, приведенная к первичной обмотке, мала по сравнению с суммарной индуктивностью резонансного контура  $L$ , то  $e_3$  остается почти постоянной на интервале  $t_i$  (рис. 18).



Основные процессы в ТК: 1) заряд вспомогательного коммутирующего конденсатора  $C_{k2}$  на интервале  $t_i$ ; 2) разряд конденсатора  $C_{k2}$  во время паузы  $t_p$ .

Рис. 18. Временные диаграммы процессов в транзисторном коммутаторе

Конденсатор  $C_{k2}$  заряжается через открытые диоды ТК. Например, при отпирании тиристоров  $VS1$ ,  $VS4$  в схеме на рис. 14, *a* открываются также диоды  $VD5$ ,  $VD8$ , формируется импульс зарядного тока

$$i_{C2} = \frac{e_3 - 2U_{\text{пр}} - u_{C20}}{r_3} e^{-t/r_3 C_{k2}}, \quad (40)$$

где  $u_{C20}$  — начальное напряжение на конденсаторе;  $U_{\text{пр}}$  — падение напряжения на открытом диоде;  $r_3$  — активное сопротивление цепи дополнительной обмотки.

Во время паузы ток  $i_\mu$  переключается в цепь дополнительной обмотки и проходит через открытые транзисторы ТК, подключенные параллельно ранее открытым диодам. При этом конденсатор  $C_{k2}$  разряжается от напряжения  $e_3 - 2U_{\text{пр}}$  до  $u_{C20}$  и, следовательно,

$$e_3 - 2U_{\text{пр}} - u_{C20} = I_\mu t_{\text{п}} / (K_{13} C_{k2}), \quad (41)$$

ЭДС дополнительной обмотки во время паузы  $e_3 = u_{C2} - r_3 i_\mu / K_{13}$ .

Интегрируя (40) с учетом (41), находим среднее значение тока, протекающего через диоды ТК, совпадающее со средним значением тока в транзисторах

$$I_{\text{ТК}} = I_\mu \gamma_{\text{п}} / 2K_{13}, \quad (42)$$

где  $\gamma_{\text{п}} = 2t_{\text{п}}/T$ .

Применение ТК с нулевым выводом дополнительной обмотки трансформатора (рис. 19) позволяет упростить как схему ТК, так и блока управления. Эта схема была использована в ППН мощностью 10 кВт. Основными элементами ТК являются транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  типа КТ809А и диоды  $VD1$ ,  $VD2$  типа КД212А. Диоды, включенные в коллекторные цепи транзисторов  $VT1$ ,  $VT2$ , предназначены для предотвращения инверсного режима работы транзисторов.

Для предотвращения глубокого насыщения и уменьшения времени рассасывания транзисторов  $VT1$ ,  $VT2$  используется нелинейная отрицательная обратная связь. Транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  управляются ключами на транзисторах  $VT3$ ,  $VT4$  типа КТ807Б.

Блок управления собран на логических элементах серии К155. На рис. 19 не показаны задающий генератор, датчик срыва коммутации тиристоров и выходные каскады формирователей управляющих импульсов для тиристоров инвертора, присоединяемые к выходам 3 и 4. Работа блока управления поясняется временными диаграммами на рис. 20.

Прямоугольные импульсы с частотой  $f = 1/T$  и длительностью  $T/2$  поступают от задающего генератора на вход 2 (см. рис. 19) одного инвертора (1/3 микросхемы К155ЛА4), а с его выхода — на вход другого такого же инвертора. Изменяющиеся в противофазе напряжения

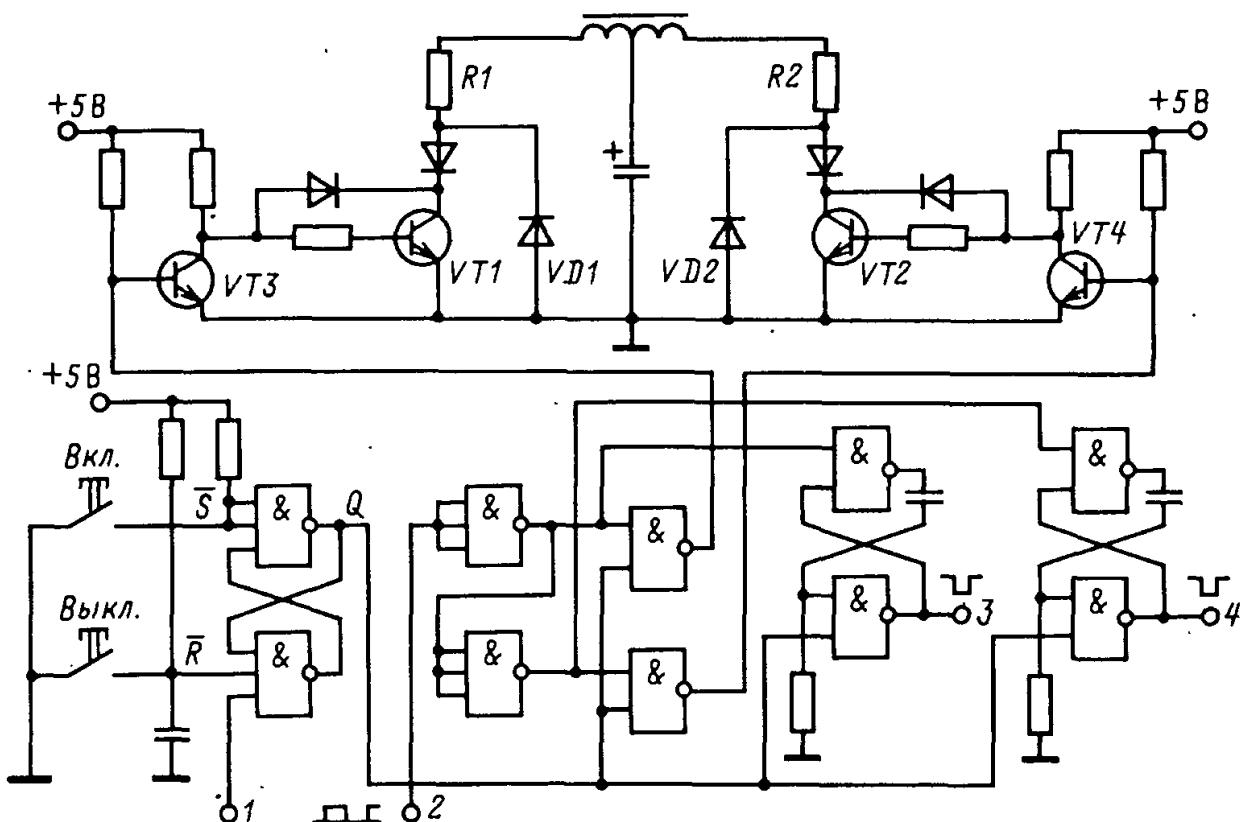


Рис. 19. Схема транзисторного коммутатора и блока управления

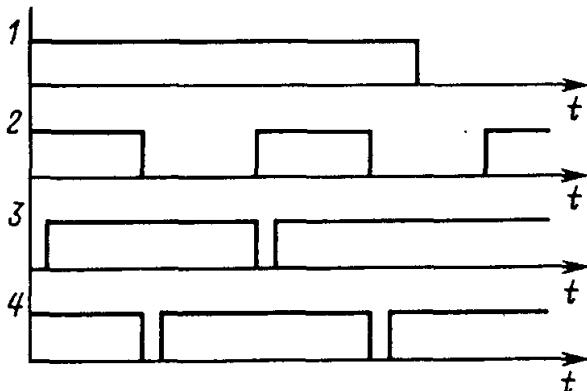


Рис. 20. Временные диаграммы напряжений в блоке управления (1–4 – внешние выводы на рис. 19)

подаются с выходов инверторов на логические элементы с открытым коллекторным выходом (1/4 микросхемы К155ЛА8), управляющие транзисторами  $VT_3$ ,  $VT_4$ , а также на входы двух одновибраторов, собранных на микросхеме К155ЛА3.

$RS$ -триггер служит для управления включением и выключением преобразователя. При подаче напряжения питания +5 В на схему управления  $RC$ -цепь, подключенную к  $R$ -входу, устанавливает триггер в нулевое состояние. Сигнал  $Q = 0$  запирает логические элементы И-НЕ, управляемые с выхода триггера, обеспечивая запирание транзисторов  $VT_1$ ,  $VT_2$  ТК и установку одновибраторов в исходное состояние.

При нажатии кнопки включения триггер устанавливается в единичное состояние, подается разрешающий сигнал  $Q = 1$  на логические эле-

менты, управляемые с выхода триггера. В моменты фронта импульсов, подаваемых на вход 2, начинают формироваться отрицательные импульсы длительностью 10–15 мкс на выходе 3 для включения одной пары тиристоров инвертора, открывается транзистор  $VT_2$ . В моменты спада импульсов на входе 2 начинают формироваться импульсы на выходе 4 для включения другой пары тиристоров инвертора и открывается транзистор  $VT_1$ .

При срыве коммутации тиристоров инвертора на входе 1 появляется логический 0, триггер переключается в исходное состояние ( $Q = 0$ ), транзисторы ТК запираются, формирование импульсов управления тиристорами прекращается. Аналогично работает схема при нажатии кнопки *Выкл.*

Резисторы  $R_1, R_2$  введены для устранения подмагничивания трансформатора. Меняя сопротивления  $R_1, R_2$ , можно так изменить сопротивление цепи дополнительной обмотки для первого и второго полупериодов, чтобы уменьшить ток подмагничивания до приемлемого значения.

В схеме на рис. 19 транзисторы ТК открываются поочередно на полпериода  $T/2$ . Время открытого состояния транзисторов можно сократить до длительности паузы  $t_p$ . Для этого в схему управления вводятся элементы фиксированной задержки на время  $t_3 \leq t_p$  или датчики, фиксирующие моменты окончания импульсов тока в инверторе.

Если транзистор ТК не успевает выключиться до отпирания очередной пары тиристоров, то ЭДС  $e_3$  меняет полярность до выключения транзистора и ток в транзисторе на короткое время возрастает до значения  $I_{k\max} = (|e_3| + u_{C2})/r_3$ . Поскольку выключение транзистора начинается одновременно с формированием отпирающего импульса тиристора, то для устранения броска тока время рассасывания транзистора должно быть меньше времени включения тиристора. В противном случае необходимо ввести задержку моментов формирования импульсов управления тиристорами относительно моментов начала выключения транзисторов ТК.

## 10. ВЫБОР И РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Выбор схемы ППН (структурный синтез) производится с учетом результатов анализа, выполненного в предыдущих параграфах. На основе этого анализа можно сформулировать следующие рекомендации: 1) согласно § 8 применение простейшей схемы (рис. 1, а), выполненной на неполностью управляемых тиристорах, может оказаться целесообразным лишь при низких входных напряжениях ( $E_{\text{вх}\max} < 50$  В); в остальных случаях необходимо применять схемы с ТК (рис. 14, а и 15); 2) схема с обратными диодами (рис. 2, а) используется, когда необходимо обеспечить постоянство тока нагрузки при изменении ее

сопротивления и нормальную работу ППН при коротком замыкании нагрузки, например для заряда емкостного накопителя.

Расчет электрических параметров и выбор элементов силовой части ППН (параметрический синтез) проводятся на различных этапах проектирования (ОКР, техническое проектирование и др.) с разной точностью и тщательностью. Излагаемая методика предназначена для предварительных расчетов.

Основными исходными данными при расчете ППН являются: 1) номинальное  $E_{\text{вх}}$ , минимальное  $E_{\text{вх} \min}$  и максимальное  $E_{\text{вх} \max}$  значения входного напряжения, 2) номинальная выходная мощность  $P_n$ ; 3) номинальное  $U_n$  и максимальное  $U_{n \max}$  значения выходного напряжения; 4) минимальное  $I_{n \min}$  и максимальное  $I_{n \max}$  средние значения тока нагрузки; 5) допустимая амплитуда пульсаций выходного напряжения (или допустимые амплитуды гармоник выходного напряжения в некотором диапазоне частот).

При одинаковых параметрах питающей сети значения  $E_{\text{вх} \min}$ ,  $E_{\text{вх} \max}$  будут отличаться в различных вариантах применения ППН в системах электропитания. В случае подключения ППН к питающей сети через неуправляемый бестрансформаторный выпрямитель номинальное, минимальное и максимальное значения выпрямленного напряжения определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= \sqrt{2} K_{\text{сх}} U_{\Phi, \text{c}} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}, \\ U_{d \min} &= \sqrt{2} K_{\text{сх}} U_{\Phi, \text{c}} (1 - a_1) \cos \frac{\pi}{m}, \\ U_{d \max} &= \sqrt{2} K_{\text{сх}} U_{\Phi, \text{c}} (1 + a_2), \end{aligned} \right\} \quad (43)$$

где  $U_{\Phi, \text{c}}$  – номинальное фазовое напряжение сети;  $a_1$  и  $a_2$  – допустимое относительное уменьшение и увеличение напряжения сети; для трехфазной схемы выпрямления с нулевым выводом  $K_{\text{сх}} = 1$ ,  $m = 3$ , для мостовой схемы  $K_{\text{сх}} = \sqrt{3}$ ,  $m = 6$ .

Предполагаем, что входной фильтр ППН подавляет лишь высокочастотные пульсации и не уменьшает низкочастотные пульсации напряжения на выходе сетевого выпрямителя.

Если ППН подключается непосредственно к сетевому выпрямителю, то имеем  $E_{\text{вх}} = U_d$ ,  $E_{\text{вх} \min} = U_{d \min}$ ,  $E_{\text{вх} \max} = U_{d \max}$ .

Если же между сетевым выпрямителем и ППН вводится импульсный регулятор напряжения (ИРН), то изменения напряжения, снимаемого с выхода выпрямителя, компенсируются импульсным регулятором. При минимальном напряжении на выходе сетевого выпрямителя должна быть предусмотрена возможность получения на выходе ППН любого напряжения в заданном диапазоне регулирования от  $U_{n \min}$

до  $U_{\text{вх} \max}$ . Поскольку относительная длительность открытого состояния регулирующего элемента ИРН ограничена сверху ( $\gamma_{\max} < 1$ ), то при использовании понижающего ИРН максимальное напряжение на входе ППН  $E_{\text{вх} \max}$  выбирается меньше  $U_d \min$ :

$$E_{\text{вх} \max} = (0,8 - 0,9) U_d \min. \quad (44)$$

Если кратность изменения тока нагрузки  $K_I = I_{\text{н} \max}/I_{\text{н} \min}$ , найденная по заданным значениям тока  $I_{\text{н} \min}, I_{\text{н} \max}$ , оказывается больше 5–15, то возрастают объем и масса, уменьшается КПД ППН. В подобных случаях целесообразно выбирать значение  $K_I = 5 \div 15$ , а нормальную работу ППН при малых токах ( $I_{\text{н}} < I_{\text{н} \max}/K_I$ ) обеспечивать за счет введения обратного выпрямителя (см. гл. 3). В мощных установках целесообразно применять и другой способ преодоления трудностей, связанных с обеспечением работы ППН в области малых токов нагрузки: при уменьшении тока до  $I_{\text{н} \min}$  основной ППН отключается путем прекращения подачи отпирающих импульсов на тиристоры и включается в работу дополнительный маломощный ППН, подключенный параллельно с основным ППН.

Расчет ППН проводится в следующем порядке.

1. Выбор рабочей частоты инвертора  $f$  выполняется на основе известных рекомендаций [21, 22].

2. Определяется минимальная амплитуда напряжения на коммутирующем конденсаторе  $U_{\text{т} \min}$ . Преобразуя (3) с учетом (11), получим

$$U_{\text{т} \min} \geq E_{\text{вх} \max} \Delta U_{\text{н}*}(I_{\text{н} \max})/K_I + \Delta u_{T1} + U_{\text{зап}}, \quad (45)$$

где  $\Delta U_{\text{н}*}(I_{\text{н} \max}) = [E_{\text{вх} \max} - U'_{\text{н}}(I_{\text{н} \max})]/E_{\text{вх} \max}$  – относительное снижение напряжения на выходе при изменении тока нагрузки от 0 до  $I_{\text{н} \max}$ ;  $\Delta u_{T1}$  – допустимое уменьшение напряжения на первичной обмотке трансформатора во время паузы, входящее в (35);  $U'_{\text{н}}(I_{\text{н} \max})$  – максимальное выходное напряжение при токе  $I_{\text{н} \max}$ ;  $U_{\text{зап}} = 30 \div 50$  В – запас по амплитуде напряжения на конденсаторе  $C_{\text{к}1}$ ;  $\Delta U_{\text{н}*}(I_{\text{н} \max}) = 1 - \eta_1(I_{\text{н} \max})$  определяется через ожидаемое значение КПД  $\eta_1$  при максимальном токе  $\eta_1(I_{\text{н} \max}) = 0,8 \div 0,95$ , а значением  $\Delta u_{T1}$  задаются в пределах (0,05–0,2)  $U'_{\text{н}}(I_{\text{н} \max})$ . Значение  $\eta_1(I_{\text{н} \max})$  должно выбираться больше требуемого КПД при максимальном токе (поскольку  $\eta_1$  учитывает лишь часть потерь мощности в ППН). Для полумостовой схемы  $E_{\text{вх} \max}$  в (45) заменяется на  $E_{\text{вх} \max}/2$ ,  $U_{\text{зап}}$  в 2 раза меньше, чем в мостовой схеме.

3. Коэффициент трансформации трансформатора определяется по формуле

$$K_{12} = w_2/w_1 = U_{\text{н}}(I_{\text{н} \max})/U'_{\text{н}}(I_{\text{н} \max}), \quad (46)$$

где приведенное к первичной обмотке выходное напряжение при токе

$I_{\text{H max}}$

$$U'_{\text{H}}(I_{\text{H max}}) = E_{\text{вх max}} - K_I U_{\text{m min}} \frac{1 - \kappa}{1 + \kappa}. \quad (47)$$

Для полумостовой схемы инвертора в (47) подставляется  $E_{\text{вх max}}/2$  вместо  $E_{\text{вх max}}$ . При расчете

$$\kappa = \exp(-\pi/\sqrt{4Q^2 - 1}) \quad (48)$$

рекомендуется задаваться добротностью  $Q = 6 \div 10$ .

4. Максимальное выходное напряжение при номинальном токе  $I_{\text{H}} = P_{\text{H}}/U_{\text{H}}$  определяется по формуле

$$U'_{\text{H max}} = U'_{\text{H}}(I_{\text{H max}}) + \\ + [E_{\text{вх max}} - U'_{\text{H}}(I_{\text{H max}})](1 - I_{\text{H}}/I_{\text{H max}}). \quad (49)$$

5. Емкость основного коммутирующего конденсатора  $C_{\text{K1}}$  определяют по (18). Амплитуда напряжения на конденсаторе в наиболее тяжелом режиме  $U_{\text{m max}} = K_I U_{\text{m min}}$ . В соответствии с известными рекомендациями [19, 20] (см. § 6) выбирается тип конденсатора, номинальные емкость и напряжение, схема соединения батареи.

6. Определяют индуктивность реактора резонансного контура  $L_{\text{K}}$ . В реальных ППН индуктивность рассеяния выходного трансформатора  $L_s = (0,1 \div 0,3)L_{\text{K}}$ , поэтому

$$L_{\text{K}} = \left( \frac{t_{\text{и}}}{\pi} \right)^2 \frac{1}{(1,1 \div 1,3)C_{\text{K}}}, \quad (50)$$

где

$$t_{\text{и}} = 1/2f - (1,5 \div 2)t_{\text{выкл}}; \quad (51)$$

$t_{\text{выкл}}$  — время выключения тиристора.

7. Действующее значение тока в реакторе  $L_{\text{K}}$  и первичной обмотке трансформатора в наиболее тяжелом режиме

$$I_{\text{max}} = \frac{\pi K_{12}}{2\sqrt{2}\gamma_{\text{T}}} I_{\text{H max}} = K_{\Phi} I'_{\text{H max}}, \quad (52)$$

где  $\gamma_{\text{T}} = t_{\text{и}}/T_{\text{п}}$ ;  $K_{\Phi} = \pi/2\sqrt{2\gamma_{\text{T}}}$  — коэффициент формы тока.

8. При расчете выходного трансформатора учитываются действующее значение тока в первичной обмотке  $I_{\text{max}}$  из (52) и пропорциональное ему значение тока во вторичной обмотке  $I_{\text{max}}/K_{12}$ . Напряжение на вторичной обмотке имеет прямоугольную форму с амплитудой  $U_{\text{H max}}$ .

9. Для определения емкости вспомогательного коммутирующего конденсатора  $C_{\text{K2}}$  из (35) предварительно задаются максимальным

напряжением на этом конденсаторе  $U_{C2\max} = 50 \div 100$  В и находят

$$K_{13} = w_3/w_1 = K_{12} U_{C2\max}/U_{h\max}. \quad (53)$$

Ток намагничивания  $I_\mu$ , входящий в (35),

$$I_\mu = U_{h\max}/4fK_{12}L_\mu, \quad (54)$$

где  $L_\mu$  — индуктивность намагничивания, приведенная к первичной обмотке, известная из расчета трансформатора.

Амплитуда переменной составляющей напряжения на конденсаторе  $C_{k2}$  примерно равна  $0,5 K_{13} \Delta u_{T1}$ .

10. Емкость выходного фильтра находят из (21) или (34):

$$C_\Phi = H I_{h\max}/\omega \Delta u_{C_\Phi \text{ доп}} \approx H_1 I_{h\max}/2\omega U_{\Phi 1 \text{ доп}}, \quad (55)$$

где  $\Delta u_{C_\Phi \text{ доп}}$  и  $U_{\Phi 1 \text{ доп}}$  — допустимые значения размаха пульсаций и 1-й гармоники напряжения на конденсаторе ( $\Delta u_{C_\Phi \text{ доп}} \approx 2U_{\Phi 1 \text{ доп}}$ );  $\omega = 2\pi f$ ; частота 1-й гармоники этого напряжения равна  $2\omega$ . Значения  $H$  и  $H_1$  находятся из рис. 6. При необходимости к конденсатору  $C_\Phi$  подключается дополнительное Г-образное звено фильтра.

11. Для выбора полупроводниковых приборов силовой части ППН рассчитываются значения величин, представленных в таблице. При этом максимальное напряжение на нагрузке  $U_{h\max}$  умножается на 1,2–1,3 для учета возможного в переходных процессах возрастания напряжения.

После расчета электрических параметров элементов ППН определяются их расчетные мощности и оцениваются масса и объем. Обозначим через  $g_t$ ,  $g_{C_k}$ ,  $g_L$ ,  $g_{p,i}$ ,  $g_{p,v}$  и  $g_{o,v}$  массы на единицу расчетной мощности (удельные массы) трансформатора, коммутирующего конденсатора, реактора  $L_k$ , полупроводниковых приборов инвертора, выход-

Т а б л и ц а. Выражения для определения токов и напряжений на вентилях ППН

Вентиль	Повторяющееся напряжение	Амплитуда прямого тока	Среднее значение прямого тока
Тиристор мостового или полумостового инвертора	$E_{\text{вх}\max} + \frac{L_k}{L} \times \times U_{m\max}$	$\frac{\pi K_{12} I_{h\max}}{2\gamma_t}$	$K_{12} I_{h\max}$
Диод мостовой схемы выходного выпрямителя	$U_{h\max}$	$\frac{\pi I_{h\max}}{2\gamma_t}$	$I_{h\max}$
Транзистор мостовой схемы ТК	$\frac{w_3}{w_2} U_{h\max}$	$\frac{I_\mu}{K_{13}}$	$\frac{I_\mu \gamma_t}{2K_{13}}$
Диод мостовой схемы ТК	$\frac{w_3}{w_2} U_{h\max}$	$\frac{I_\mu t_p}{K_{13} C_{k2} r_3}$	$\frac{I_\mu \gamma_p}{2K_{13}}$

ногого выпрямителя и обратного выпрямителя. Удельные массы и объемы зависят от используемой элементной базы.

С учетом табл. и (19), (50) – (52) масса трансформатора

$$G_T = g_T U_{H \max} I_{max} = g_T K_\Phi U'_{H \max} I'_{max};$$

масса конденсатора  $C_K$  и реактора  $L_K$

$$G_{C_K} + G_L = g_{C_K} f C_K U_{m \max}^2 + g_L f L_K I_{max}^2 = \\ = \left[ \frac{1}{4} g_{C_K} + g_L \frac{L_K}{L} \left( \frac{K_\Phi \gamma_T}{\pi} \right)^2 \right] \frac{U_{m \min} (I'_{H \max})^2}{I'_{H \min}};$$

масса полупроводниковых приборов инвертора и выходного выпрямителя

$$G_{\text{пп}} = \left[ g_{\text{п,и}} \left( E_{\text{вх max}} + \frac{L_K}{L} \frac{U_{m \min} I'_{H \max}}{I'_{H \min}} \right) + g_{\text{п,в}} U'_{H \max} \right] I'_{H \max}.$$

Аналогично определяются массы фильтров  $G_F$  и транзисторного коммутатора  $G_{TK}$ , которые не зависят от  $I_{H \min}$ .

Как видно, составляющая  $G_{C_K} + G_L + G_{\text{пп}}$  массы ППН возрастает с уменьшением тока  $I_{H \min}$ . Смысл параметра  $I_{H \min}$  заключается в том, что при  $I_H \geq I_{H \min}$  нормальная работа ППН гарантируется и без обратного выпрямителя, а при  $I_H < I_{H \min}$  необходимо включение обратного выпрямителя (см. гл. 3) или применение других мер, обеспечивающих нормальную коммутацию тиристоров в области малых токов.

Масса обратного выпрямителя примерно пропорциональна току  $I_{H \min}$ , при котором он вступает в работу,

$$G_{o,v} = g_{o,v} E_{\text{вх max}} I'_{H \min}.$$

Значение  $I_{H \min}$  выбирается из условия минимума массы (или объема) ППН. Поскольку от  $I_{H \min}$  зависит лишь составляющая  $G_{C_K} + G_L + G_{\text{пп}} + G_{o,v}$ , то условие минимума массы ППН имеет вид

$$\partial (G_{C_K} + G_L + G_{\text{пп}} + G_{o,v}) / \partial I_{H \min} = 0,$$

или

$$\frac{I_{H \min \text{опт}}}{I_{H \max}} = \sqrt{\frac{\left\{ \frac{g_{C_K}}{4} + \frac{L_K}{L} \left[ g_L \left( \frac{K_\Phi \gamma_T}{\pi} \right)^2 + g_{\text{п,и}} \right] \right\} U_{m \min}}{g_{o,v} E_{\text{вх max}}}}.$$

Следующим этапом проектирования ППН является *конструирование нестандартных элементов* (выходного трансформатора, реактора  $L_K$ , фильтров радиопомех и др.). После этого проводится анализ по-

лученного проектного варианта ППН с целью его оценки. При этом рассматриваются переходные режимы (см. гл. 5), проверяется работоспособность выбранных элементов в этих режимах, уточняются КПД, масса и объем ППН, определяются электромагнитные помехи на входе и выходе. Анализ проводится с использованием физических и математических моделей ППН. На основе анализа уточняются структура и параметры элементов. Ниже приводятся примеры расчета ППН.

**Пример 1.** Расчет ППН с выходной мощностью  $P_H = 10$  кВт и напряжением  $U_H = 15$  кВ. Выходное напряжение регулируется на  $\pm 10\%$  при помощи ИРН, включенного на входе ППН. Трехфазная питающая сеть имеет параметры: линейное напряжение 380 В с возможными отклонениями:  $+18\%$ ,  $-25\%$ . Максимальный ток нагрузки равен номинальному  $I_H = 0,667$  А. Допустимая амплитуда пульсаций выходного напряжения  $\Delta U_{C_\Phi} / 2U_H = 10^{-3}$ . На входе ИРН применяется мостовая схема выпрямления, собранная на диодах, с Г-образным  $LC$ -фильтром для подавления высокочастотных пульсаций [36].

Подставляя в (43)  $U_{\Phi,c} = 220$  В,  $K_{cx} = \sqrt{3}$ ,  $m = 6$ ,  $a_1 = 0,25$ ,  $a_2 = 0,18$ , находим  $U_d = 515$  В,  $U_d \min = 350$  В,  $U_d \max = 634$  В.

В данном случае согласно (44)  $E_{bx} \max = 0,8U_d \min = 280$  В.

ППН строится по мостовой схеме (рис. 14, а). Предполагая применение обратного выпрямителя, принимаем  $K_I = 5$ .

Задаемся частотой  $f = 5$  кГц и добротностью  $Q = 7$ , находим  $\kappa = 0,799$ . Приняв  $\Delta u_{T1} = 10$  В,  $U_{зап} = 40$  В,  $\eta_1(I_H \max) = 0,95$ , из (45) находим  $U_m \min = 53$  В; по (47) и (46) для  $U_H \max = 16,5$  кВ рассчитываем  $U'_H(I_H \max) = U'_H \max = 250$  В,  $K_{12} = 65,0$ . По (18) при  $I_H \min = 0,133$  А рассчитываем  $C_K = 8,30$  мкФ. Амплитуда напряжения на конденсаторе в наиболее тяжелом режиме  $U_m \max = 265$  В. Выбираем конденсатор К78-2-0,1 мкФ (300 В), у которого допустимая амплитуда переменного напряжения на частоте 5 кГц составляет 300 В. Соединяем параллельно 83 конденсатора. Масса батареи конденсаторов 1,25 кг, габаритные размеры  $260 \times 100 \times 70$  мм.

Приняв  $t_{выкл} = 12$  мкс,  $L = 0,1L_K$ , из (50), (51) находим  $t_i = 75$  мкс,  $\gamma_T = 0,75$ ,  $L_K = 62$  мкГн,  $L = 68$  мкГн, а из (52) – действующее значение тока в реакторе  $I_R \max = 56$  А.

Задаемся напряжением на вспомогательном коммутирующем конденсаторе  $U_{c2} \max = 100$  В и по (53) находим  $K_{13} = 0,4$ .

Найдя из рис. 6  $H \approx H_1 \approx 1,15$ , по (55) рассчитываем емкость фильтра  $C_\Phi = 0,814$  мкФ. Выбираем конденсатор К75-15-0,1 мкФ (20 кВ), у которого допустимая амплитуда переменной составляющей на частоте 5 кГц равна 3%. Масса батареи из десяти параллельно соединенных конденсаторов 30 кг, габаритные размеры  $450 \times 425 \times 110$  мм.

Из таблицы повторяющееся напряжение на тиристоре инвертора 521 В, амплитуда импульсов прямого тока 92 А, среднее значение прямого тока 22 А. Выбираем тиристор ТЧ63 седьмого класса.

Остальные параметры схемы определяются после конструирования реактора  $L_K$  и выходного трансформатора. Уточняются индуктивность рассеяния трансформатора и индуктивность контура  $L = L_K + L_s$ .

**Пример 2.** Расчет ППН с транзисторным инвертором мощностью 1кВт, с выходным напряжением  $U_H = 110$  В. Допустимая амплитуда пульсаций выходного напряжения  $\Delta u_{C\Phi}/2U_H = 10^{-3}$ . Входная ЭДС  $E_{вх} = E_{вх max} = 280$  В. ППН строится по мостовой схеме без обратных диодов.

Задаемся частотой  $f = 40$  кГц и добротностью резонансного контура  $Q = 5$ , находим  $\kappa = 0,729$ . Задаемся значением  $U_{m max} = K_I U_{m min} = = (0,1 \div 0,3) E_{вх max} = 50$  В и по (46), (47) находим  $U'_H (I_H max) = = U'_{H max} = 272$  В,  $K_{12} = 0,404$ . Приведенное значение тока нагрузки  $I'_H = I'_H max = P_H / U'_{H max} = 3,68$  А.

Емкость конденсатора  $C_K$  находим из (12):  $C_K = I'_H max / 4f U_{m max} = = 0,46$  мкФ. Выбираем конденсатор К71-4-0,1 мкФ (250 В) с допустимой амплитудой переменного напряжения на частоте 40 кГц, равной 60 В. Соединяем пять конденсаторов параллельно. Масса 70 г.

Для исключения сквозных токов сигнал на отпирание очередной пары транзисторов подается с задержкой на 1–2 мкс относительно момента спада до нуля тока другой пары транзисторов. Поэтому задаемся  $t_H = 11$  мкс и находим  $\gamma_T = 0,88$ . По (50) при  $L_s = 0,3L_K$  получаем  $L_K = 19$  мкГн, а индуктивность рассеяния трансформатора не должна превышать 5,7 мкГн. Если  $L_s$  сконструированного трансформатора окажется больше принятой при расчетах, то необходимо соответственно уменьшить  $L_K$  или изменить параметры трансформатора.

Из (52) определяем действующее значение тока в реакторе и первичной обмотке трансформатора,  $I_{max} = 4,35$  А.

Из рис. 6  $H \approx H_1 = 0,85$ , по (55)  $C_\Phi = 140$  мкФ.

Если  $L_K$  включается последовательно с первичной обмоткой трансформатора, то максимальная ЭДС на транзисторе  $E_{вх max} = 280$  В. Из таблицы находим амплитуду прямого тока через транзистор  $I_{K, max} = = 6,57$  А и среднее значение прямого тока  $I_{K,ср} = 1,84$  А. Выбираем транзисторы КТ841А [13].

Согласно таблице повторяющееся напряжение на диоде выходного выпрямителя 110 В,  $I_{D,ср} = 4,55$  А,  $I_{D, max} = 16,2$  А. Выбираем диоды КД213А.

## Глава третья

### ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ, ТРАНЗИСТОРНЫМ КОММУТАТОРОМ И ОБРАТНЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

#### 11. РОЛЬ ОБРАТНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Недостатком рассмотренной схемы ППН (см. рис. 14, а) является возможность срыва коммутации тиристоров инвертора при малых токах нагрузки и в переходных режимах. В соответствии с (12) при приближении к режиму холостого хода амплитуда напряжения на основном коммутирующем конденсаторе уменьшается и условие (3) перестает выполняться. В переходных режимах возможно уменьшение  $U_m$  до нуля даже в нагруженном ППН.

Отмеченный недостаток устраняется в схемах ППН с обратным выпрямителем (ОВ) [39–42]. Наиболее эффективны схемы с регулируемым ОВ [39, 40], в которых обеспечивается надежная коммутация тиристоров инвертора в различных режимах при высоком КПД, малых массе и объеме. Схемы ППН с нерегулируемым ОВ требуют точного подбора числа витков обмотки трансформатора, к которой подключен ОВ, их энергетические и массообъемные характеристики заметно хуже, чем у схем с регулируемым ОВ. Другое преимущество схемы ППН с управляемым ОВ (рис. 21) состоит в том, что в ней имеется возможность самовосстановления в случае срыва коммутации в инверторе [41]. Возникновение аварийного режима, связанного с одновременным включением тиристоров  $VS1$ ,  $VS2$  или  $VS3$ ,  $VS4$ , вызывает колебательный перезаряд конденсатора  $C_{\phi 2}$  входного фильтра через реактор  $L_k$  (индуктивность  $L_{\phi} \gg L_k$  при этом играет роль источника тока). В результате этого ток в тиристорах переходит через нуль, к ним прикладыва-

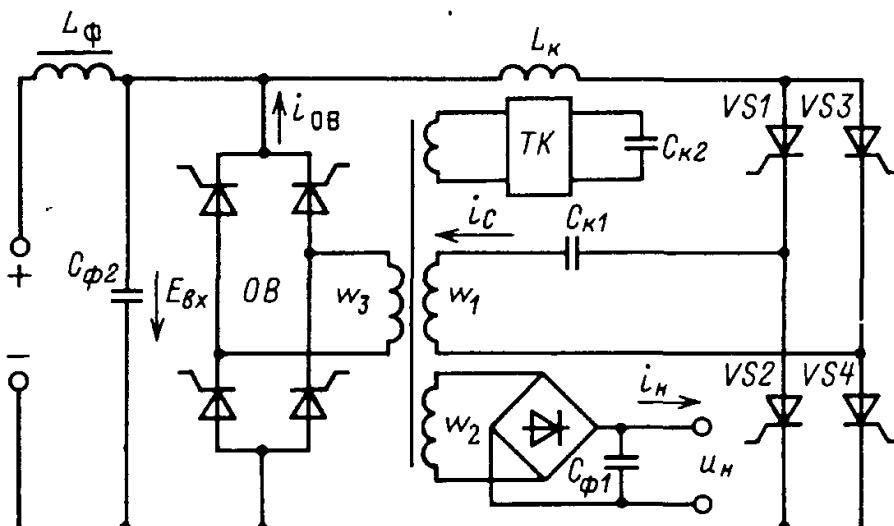


Рис. 21. Схема ППН с ОВ

ется обратное напряжение и они включаются. При использовании же неуправляемого ОВ в момент изменения полярности напряжения на  $C_{\Phi 2}$  открываются диоды ОВ, замыкая через себя ток реактора  $L_K$  и прекращая дальнейший перезаряд  $C_{\Phi 2}$ .

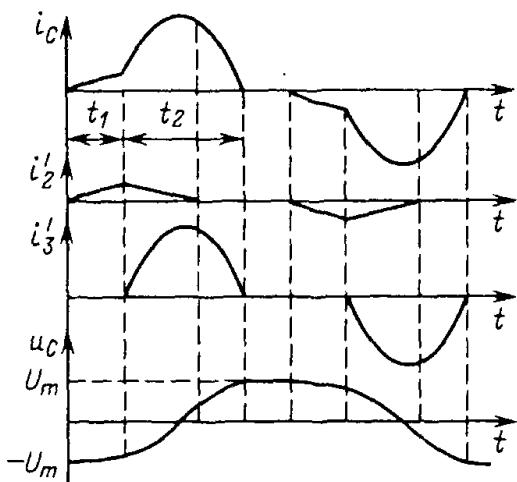
В схеме на рис. 21 вход ОВ подключен к обмотке  $w_3$  выходного трансформатора, а выход — к конденсатору  $C_{\Phi 2}$  входного фильтра ППН. Амплитуда напряжения на основном коммутирующем конденсаторе  $C_{K1}$  в этом случае определяется выражением, аналогичным (12):

$$U_m = (I'_H + I'_{OB})/4fC_K, \quad (56)$$

где  $I'_{OB} = I_{OB}w_3/w_1$ ,  $I'_H = I_H w_2/w_1$ ;  $I_{OB}$  — среднее значение выходного тока ОВ. Отсюда видно, что, регулируя ток  $I_{OB}$ , можно обеспечить требуемое для надежной коммутации тиристоров инвертора напряжение  $U_m$  при холостом ходе ( $I_H = 0$ ).

Основная часть энергии, потребляемой от обмотки  $w_3$ , возвращается в конденсатор  $C_{\Phi 2}$ , лишь небольшая часть этой энергии теряется в ОВ. Однако с увеличением тока  $I_{OB}$  возрастают, по сравнению со случаем  $I_{OB} = 0$ , ток  $i_C$  и потери энергии в инверторе. Поэтому целесообразно включать ОВ только при малых токах нагрузки и в переходных режимах, когда значение  $U_m$  снижается до минимально допустимого. При больших токах нормальная коммутация в инверторе обеспечивается и без ОВ. В переходных процессах включение ОВ позволяет уменьшить энергию, передаваемую из резонансного контура в нагрузку, и предотвратить чрезмерное повышение напряжения  $U_H$ .

Необходимо отметить, что, несмотря на кажущееся сходство принципов построения схем рис. 2, *a* и рис. 21, особенности их работы и характеристики схем существенно отличаются: 1) обратные диоды открываются только в режиме больших токов нагрузки, обеспечивая резко падающую внешнюю характеристику ППН, а ОВ открывается, как правило, в режиме малых токов; 2) ППН с обратными диодами работоспособен только при значительно больших амплитудах  $U_m$  напряжения на коммутирующем конденсаторе, чем в схеме на рис. 21.



При выполнении ОВ на однооперационных тиристорах регулирование тока  $I_{OB}$  возможно за счет изменения длительности интервала  $t_1$  между моментами отпирания тиристоров инвертора и ОВ (рис. 22).

Рис. 22. Временные диаграммы для ППН с неполностью управляемым ОВ

В режиме, когда ток  $i_2'$  во вторичной обмотке трансформатора мал по сравнению с током  $i_3'$  в обмотке  $w_3$ , к которой подключен ОВ, длительность  $t_2$  импульса тока  $i_3$  практически мало отличается от длительности  $t_i$  импульсов тока в инверторе при закрытом ОВ. Поэтому длительность импульса тока  $i_C$  при работе ОВ превышает  $t_i$  на время  $t_1$ , что приводит к уменьшению времени, отводимого для выключения тиристоров инвертора. Длительность паузы в режиме при выключенном ОВ оказывается завышенной, что вызывает уменьшение КПД и ухудшение массообъемных показателей ППН.

Отмеченные недостатки устраняются в ППН с полностью управляемым ОВ, выполненным на тиристорах, выключаемых током управления, или на транзисторах [39, 40].

## 12. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ОБРАТНЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ, ПРИСОЕДИНЕННЫМ К ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ОБМОТКЕ ТРАНСФОРМАТОРА ИНВЕРТОРА

Предположим, что ОВ в схеме рис. 21 выполнен на тиристорах, выключаемых током управления, очередные два тиристора ОВ включаются в моменты  $nT_{\Pi}$  ( $n = 0, 1, \dots$ ) одновременно с включением тиристоров инвертора и регулируются моменты  $nT_{\Pi} + t_1$  выключения тиристоров ОВ (рис. 23).

Особенности ППН с ОВ проявляются лишь в области малых токов нагрузки  $I_h < I_{h min}$ , в которой открывается ОВ, а вне этой области характеристики такие же, как и у ППН без ОВ. Поэтому ограничимся рассмотрением особенностей процессов в схеме, соотношений для определения длительности импульса тока  $t_i = t_1 + t_2$ , амплитуды напряжения  $U_m$  на коммутирующем конденсаторе, внешних характеристик ППН с ОВ при малых токах нагрузки. При допущениях, принятых в § 2, используя трехлучевую схему замещения трехобмоточного трансформатора [43], получаем эквивалентную схему для интервала формирования импульса тока, представленную на рис. 24, где  $L_1, L'_2, L'_3, r'_1, r'_2, r_3$  – параметры трехобмоточного трансформатора, приведенные к первичной обмотке и определяемые из опытов короткого замыкания;  $r_k$  – активное сопротивление коммутирующего реактора;  $E'_{vx} = E_{vx}/K_{13}$ ;  $U'_h = U_h/K_{12}$ ;  $K_{13} = w_3/w_1$ ;  $K_{12} = w_2/w_1$ ;  $VD1, VD2$  – идеальные вентили.

В схеме на рис. 24 выполняются условия  $E'_{vx} < U'_h$ ;  $L'_2 \ll L_k + L_1$ ;  $L'_3 \ll L_k + L_1$ , поэтому контурный ток, обусловленный разностью напряжений  $U'_h - E'_{vx}$ , ограничивает скорость нарастания тока  $i_2$  в момент  $nT_{\Pi}$  замыкания ключей, а затем вызывает его уменьшение. В режиме малых токов нагрузки реальных ППН ток  $i_2'$  успевает на интервале  $t_1$  уменьшиться до нуля (см. рис. 23), поэтому практически весь ток  $i_C$  на этом интервале замыкается через ОВ [43]. В этом режиме на интервале  $t_1$  можно принять  $i_3' \approx i_C$ ,  $i_2' \approx 0$ , и для определения тока

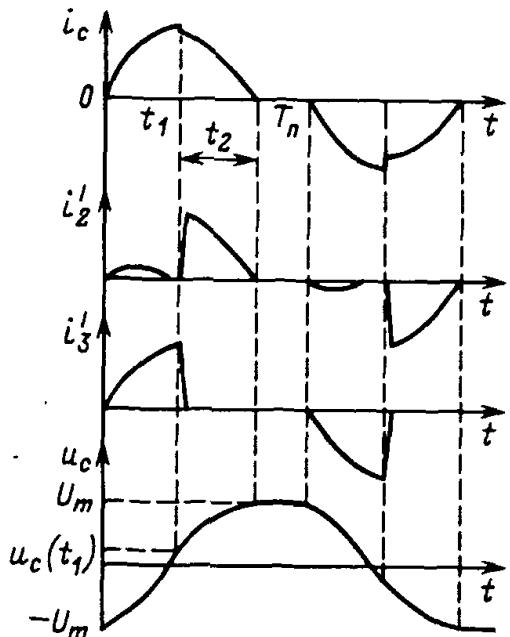
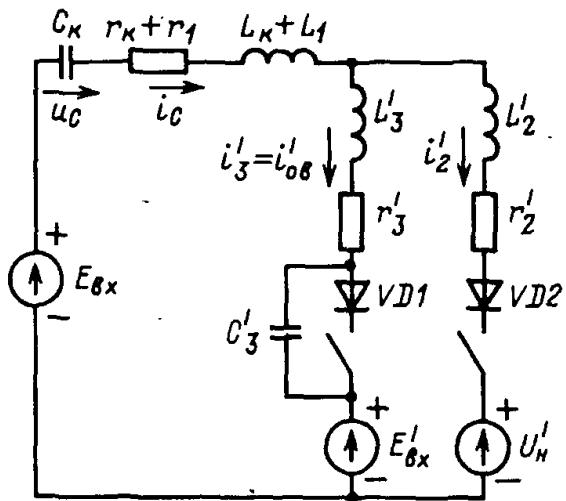


Рис. 23. Временные диаграммы для ППН с полностью управляемым ОВ

Рис. 24. Эквивалентная схема ППН для интервала формирования импульса тока



$i_C$  и напряжения  $u_C$  в момент выключения ОВ можно воспользоваться (5), (6) при замене  $U'_H$  на  $E'_Bx$ :

$$i_C(t_1) = (E_{Bx} + U_m - E'_{Bx}) \sigma(t_1) / \omega_0 L; \quad (57)$$

$$u_C(t_1) = E_{Bx} - E'_{Bx} - (E_{Bx} + U_m - E'_{Bx}) \theta(t_1), \quad (58)$$

где введены обозначения:

$$\left. \begin{aligned} \sigma(t) &= e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t; & \xi(t) &= e^{-\alpha t} \cos \omega_0 t; \\ \theta(t) &= \xi(t) + (\alpha / \omega_0) \sigma(t); \\ \alpha &= r / 2L; & \omega_0 &= \sqrt{1/LC_K - \alpha^2}; & L &\approx L_K + L_1; & r &\approx r_K + r_1. \end{aligned} \right\} \quad (59)$$

В момент  $t_1$  выключения тиристоров ОВ начинается быстропротекающий процесс коммутации тока: ток  $i_3$  в тиристорах ОВ уменьшается от значения  $i_C(t_1)$  до нуля, соответственно увеличивается ток  $i_2$ . Длительность интервала коммутации  $t_K$  зависит от параметров элементов контура коммутации  $L'_3, L'_2, r'_3, r'_2, C'_3$ , где  $C'_3$  – приведенная к первичной обмотке емкость конденсатора  $RC$ -цепи, шунтирующей тиристоры ОВ. На практике  $t_K \ll t_1$ . При  $L'_2 \ll L$  приращением тока  $\Delta i_C$  на интервале  $t_K$  можно пренебречь.

На заключительном интервале  $t_2$  формирования импульса тока  $i_C$  справедливы выражения:

$$\left. \begin{aligned} i_C &= i_C(t_1) \left[ \xi(t) - \frac{\alpha}{\omega_0} \sigma(t) \right] + \frac{[E_{BX} - u_C(t_1) - U'_H] \sigma(t)}{\omega_0 L}, \\ u_C &= E_{BX} - U'_H - [E_{BX} - u_C(t_1) - U'_H] \theta(t) + \frac{i_C(t_1) \sigma(t)}{\omega_0 C_K}, \end{aligned} \right\} \quad (60)$$

причем параметры  $L$ ,  $r$ ,  $\omega_0$ ,  $\alpha$  полагаются такими же, как и на интервале  $t_1$ .

Учитывая, что при  $t = t_2$   $i_C = 0$ , а  $u_C = U_m$ , решая совместно (57), (58), (60), получаем

$$\operatorname{tg} \omega_0 t_2 = \frac{(U_m + E_{BX} - E'_{BX}) \sigma(t_1)}{U'_H - E'_{BX} - (E_{BX} + U_m - E'_{BX}) \xi(t_1)}; \quad (61)$$

$$\begin{aligned} (E_{BX} + U_m - E'_{BX}) [1 + \theta(t_H)] &= 2(E_{BX} - E'_{BX}) - \\ &- (U'_H - E'_{BX}) [1 - \theta(t_2)], \end{aligned} \quad (62)$$

где  $t_H = t_1 + t_2$ .

Исключая  $E_{BX} + U_m - E'_{BX}$  из (61), (62), получаем

$$U'_H = E'_{BX} + \frac{2(E_{BX} - E'_{BX}) \sigma(t_H)}{\sigma(t_H) + \sigma(t_2) - e^{-2\alpha t_2} \sigma(t_1)}. \quad (63)$$

Расчет характеристик ППН с ОВ (рис. 25) ведется в следующем порядке. Задавшись значениями  $Q$ ,  $K_{13}$  и  $\omega_0 t_1$ ,  $\omega_0 t_2$ , по (63) рассчитываем выходное напряжение  $U'_H$ , затем по (61) определяем

$$U_m = E'_{BX} - E_{BX} + (U'_H - E'_{BX}) \sigma(t_2) / \sigma(t_H). \quad (64)$$

Интегрируя кривую тока  $i_C$  за время  $t_H$ , получаем (56), а интегрируя кривую тока  $i'_3$  за время  $t_1$  — среднее значение тока на выходе ОВ

$$I'_{OB}/2fC_K = (E_{BX} + U_m - E'_{BX}) [1 - \theta(t_1)]. \quad (65)$$

Рассчитав значение  $I'_{OB}/2fC_K$ , по (56) находим значение  $I'_H/4fC_K$ . При расчетах учитывается условие отпирания ОВ:  $K_{13} > E_{BX}/U'_H$ .

В режиме холостого хода согласно (63) — (65)

$$U_{mx} = \frac{I'_{OBX}}{4fC_K} = (E_{BX} - E'_{BX}) \frac{1 - \theta(t_1)}{1 + \theta(t_1)},$$

где  $U_{mx}$  — значение напряжения на конденсаторе  $C_K$  при холостом ходе.

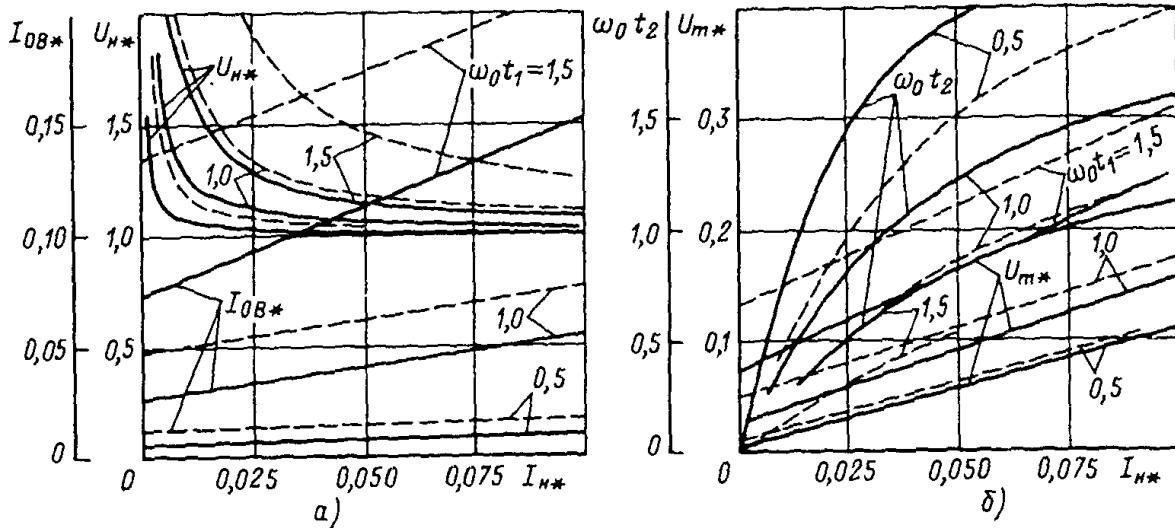


Рис. 25. Расчетные зависимости для ППН с полностью управляемым ОВ при  $Q = 10$ ;  $K_{13} = 1,1$  (—);  $K_{13} = 1,2$  (---). Здесь использованы обозначения:  $U_{H*} = U'_H/E_{VX}$ ;  $U_{m*} = U_m/E_{VX}$ ;  $I_{H*} = I'_H/4fC_KE_{VX}$ ;  $I_{OB*} = I'_{OB}/4fC_KE_{VX}$

Быстрый рост напряжения  $U_H$  в области малых токов (рис. 25, а) объясняется тем, что, начиная с некоторого значения тока нагрузки, уменьшение  $I_H$  сопровождается увеличением тока ОВ  $I_{OB}$  и площади импульса тока  $i_3$ . Это приводит к росту энергии, накапливаемой на интервале  $t_1$  в элементах резонансного контура и обуславливающей значение тока  $i_2$  в начале интервала  $t_2$ . Следовательно, с уменьшением тока  $I_H$  увеличивается заряд, передаваемый конденсатору фильтра на интервале  $t_2$ . Поскольку увеличение  $K_{13}$  вызывает уменьшение  $E'_{VX}$  и согласно (65) — увеличение тока  $I_{OB}$ , то при этом указанный рост напряжения  $U_H$  усиливается.

Как видно из рис. 25, в ППН с ОВ возможно регулирование напряжения  $U_m$  в широких пределах за счет изменения угла  $\omega_0 t_1$ . Во избежание значительного возрастания напряжения на выходе  $U_H$  при малых токах нагрузки, целесообразно выбирать либо  $K_{13} < 1,1$ , либо одновременно с регулированием напряжения  $U_m$  вводить регулирование напряжения  $U_H$ . В последнем случае можно выбирать и  $K_{13} > 1,1$ .

Рассмотрим практическую схему ППН с ОВ (рис. 26), который состоит из диодного моста и транзистора  $VT$  [39]. Транзистор  $VT$  открывается одновременно с очередной парой тиристоров  $VS1 - VS4$  и поддерживается открытым в течение интервала  $t_1$  (рис. 23). Поскольку в цепи закрытого транзистора  $VT$  действует напряжение, равное разности напряжения на дополнительной обмотке  $w_d$  и входного напряжения ППН  $E_{VX}$ , то в данной схеме можно использовать транзистор на напряжение, существенно меньшее, чем  $E_{VX}$ . Максимальное напряжение на транзисторе ограничивается выбором конденсатора  $C$ .

Для надежной коммутации тиристоров резонансного инвертора в области малых токов нагрузки целесообразно осуществлять стаби-

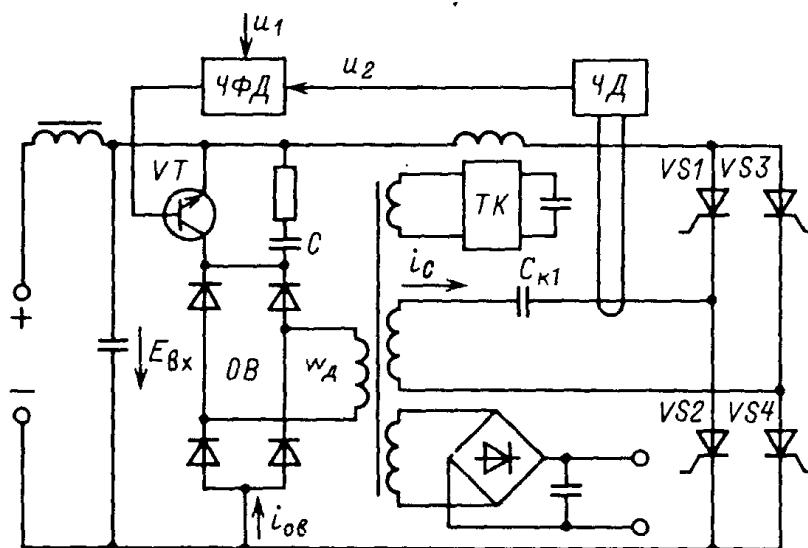
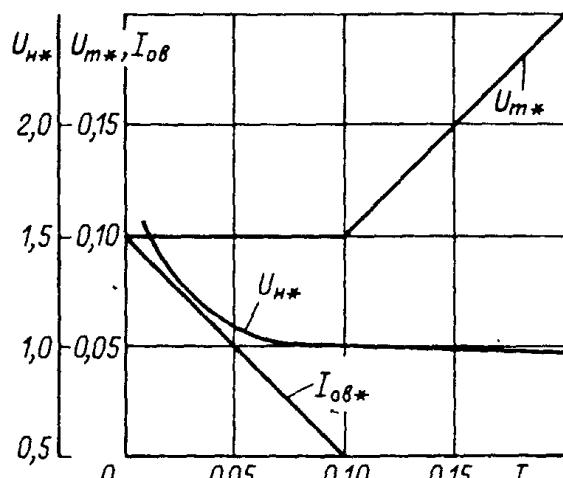


Рис. 26. Схема ППН с полностью управляемым ОВ

лизацию амплитуды  $U_m$  напряжения на конденсаторе  $C_{k1}$  при помощи транзистора  $VT$ . Так как размах напряжения  $\Delta u_C = 2U_m$  пропорционален интегралу тока конденсатора, то для стабилизации напряжения  $U_m$  на заданном уровне достаточно поддерживать постоянным значение этого интеграла. Из сказанного следует целесообразность использования частотно-фазовой (интегральной) системы управления транзистором  $VT$ , состоящей в простейшем случае из частотных датчиков регулируемой и опорной величин и частотно-фазового дискриминатора ЧФД [44]. В качестве частотного датчика ЧД регулируемой величины  $U_m$  в данном случае служит преобразователь "ток-частота", выходные импульсы которого длительностью 1–2 мкс подаются на один из входов ЧФД. На выходе ЧФД появляются прямоугольные импульсы длительностью  $t_1$ , начинающиеся в моменты формирования импульсов опорной последовательности  $u_1$  и оканчивающиеся в моменты формирования импульсов модулируемой по частоте последовательности  $u_2$ .

Используя зависимости, представленные на рис. 25, можно построить характеристики для режима стабилизации напряжения  $U_m$  (рис. 27).

Рис. 27. Расчетные характеристики ППН с системой регулирования напряжения  $U_m$  для  $Q = 10, K_{13} = 1,1$



При возрастании тока нагрузки до определенного значения, зависящего от напряжения уставки  $U_{\text{оп}}$ , система стабилизации напряжения  $U_m$  обеспечивает автоматическое отключение ОВ. При дальнейшем увеличении тока нагрузки транзистор  $VT$  (см. рис. 26) остается закрытым в течение всего периода  $T_p$ . Приведенные в [43] экспериментальные зависимости, полученные для ППН мощностью 1,5 кВт, практически совпадают с теоретическими характеристиками (рис. 27).

### 13. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ОБРАТНЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ, ПРИСОЕДИНЕННЫМ К ПЕРВИЧНОЙ ОБМОТКЕ ТРАНСФОРМАТОРА ИНВЕРТОРА

Число витков дополнительной обмотки трансформатора, к которой подключается ОВ (см. рис. 21 и 26), должно превышать число витков первичной обмотки, а сечение провода выбирается существенно меньше. Поэтому активное сопротивление и индуктивность дополнительной обмотки сравнительно велики. Снижается КПД, увеличивается время коммутации тока  $t_k$ . Эти недостатки устраняются при присоединении ОВ к первичной обмотке по автотрансформаторной схеме, как показано на рис. 28 [40]. Для обеспечения симметрии и исключения уравнительных токов реактор  $L_k$  и конденсатор  $C_k$  резонансного контура разделяются на две одинаковые части, последовательно в выходную цепь ОВ вводятся два транзистора  $VT1, VT2$ .

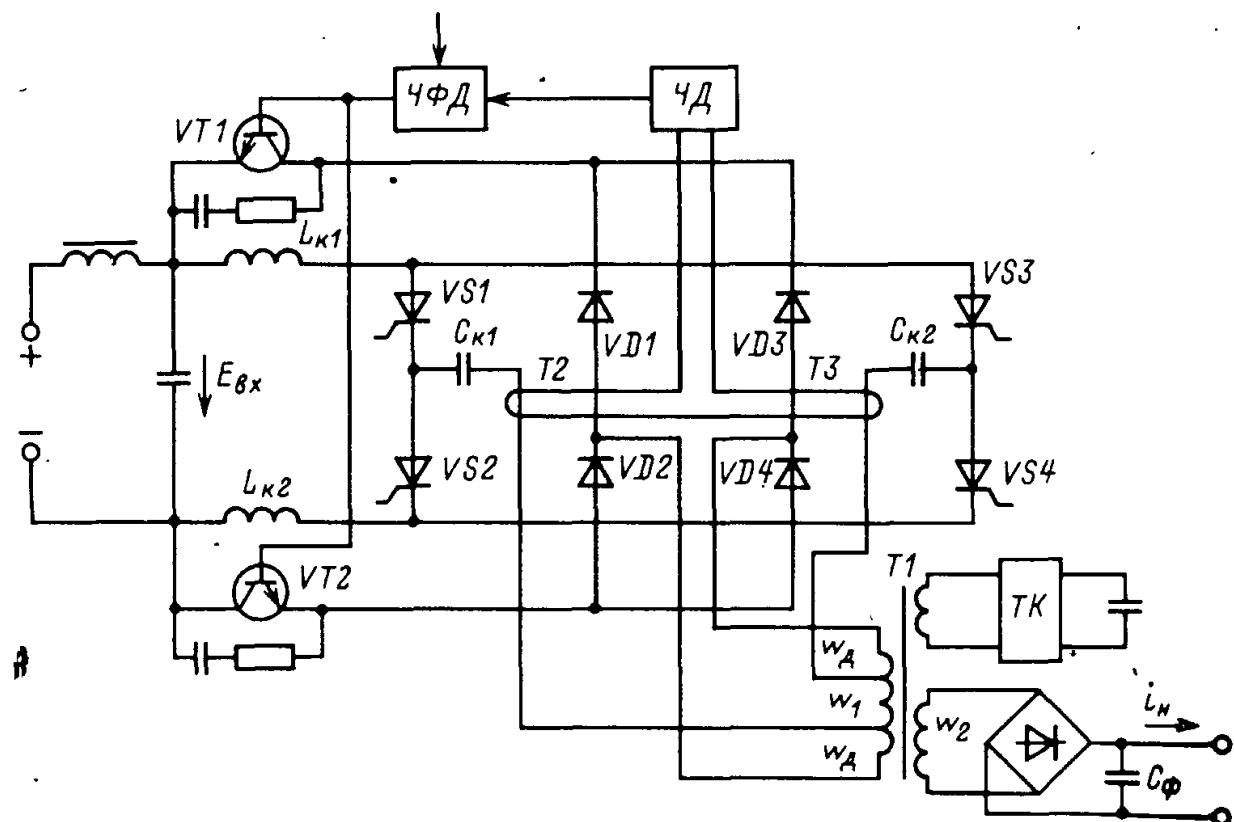
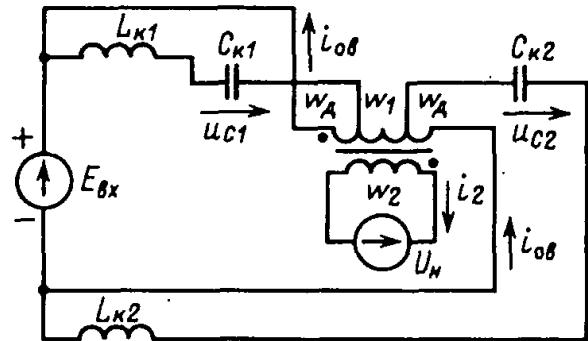


Рис. 28. Схема ППН с ОВ, присоединенным к первичной обмотке трансформатора  
50

Рис. 29. Схема, образующаяся при отпирании транзисторов  $VT_1, VT_2$



В режиме номинальной нагрузки транзисторы  $VT_1, VT_2$  не открываются. При включении пары тиристоров инвертора, например  $VS_1$  и  $VS_4$ , включается также пара диодов выходного выпрямителя, и в резонансном контуре, состоящем из последовательно выключенных реакторов  $L_{k1}, L_{k2}$ , конденсаторов  $C_{k1}, C_{k2}$ , приведенной к первичной обмотке  $w_1$  емкости фильтра  $C_f$ , формируется импульс тока. Преобразователь работает аналогично схеме, изображенной на рис. 14, а. Для использования полученных ранее соотношений нужно принять  $L_k = L_{k1} + L_{k2}, C_k = C_{k1}/2 = C_{k2}/2$ .

В режиме малого тока нагрузки, когда напряжение  $U_m$  на конденсаторах  $C_{k1}, C_{k2}$  уменьшается до минимально допустимого значения, одновременно с отпиранием очередной пары тиристоров, например  $VS_1$  и  $VS_4$ , подаются отпирающие импульсы на базы транзисторов  $VT_1, VT_2$ , и они переводятся в состояние насыщения. Открываются также диоды  $VD_1, VD_4$  обратного выпрямителя. Образуются два резонансных контура, первый из которых включает в себя реактор  $L_{k1}$ , тиристор  $VS_1$ , конденсатор  $C_{k1}$ , дополнительную часть витков  $w_d$  обмотки трансформатора  $T_1$ , диод  $VD_1$  и транзистор  $VT_1$ , а второй — реактор  $L_{k2}$ , тиристор  $VS_4$ , конденсатор  $C_{k2}$ , другую дополнительную часть витков  $w_d$ , диод  $VD_4$  и транзистор  $VT_2$  (рис. 29).

Временные диаграммы рассматриваемой схемы при обозначениях, принятых на рис. 29, и  $u_C = u_{C1} + u_{C2}, i_C = i_{C1} = i_{C2}$  совпадают с представленными на рис. 23. Все формулы, полученные в § 12, можно распространить и на рассматриваемую схему.

Система стабилизации напряжения  $U_m$ , как и на рис. 26, состоит из частотного датчика (ЧД), в котором производится интегрирование суммы токовых сигналов, снимаемых с трансформаторов тока  $T_2, T_3$  и частотно-фазового дискриминатора ЧФД (см. рис. 28).

Автотрансформаторное подключение обратного выпрямителя к первичной обмотке выходного трансформатора позволяет упростить конструкцию трансформатора, поскольку в этом случае к первичной обмотке  $w_1$  добавляется небольшое число витков  $2w_d$  вместо дополнительной обмотки с числом витков  $w_1 + 2w_d$ .

## Глава четвертая

# СТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ

## 14. СТАБИЛИЗАЦИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ПОМОЩИ ПОНИЖАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО РЕГУЛЯТОРА, ВКЛЮЧЕННОГО НА ВХОДЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В рассмотренных ранее ППН возможно применение различных способов регулирования выходного напряжения, например путем уменьшения частоты  $f$ , что сопровождается увеличением паузы при неизменной длительности  $t_i$  импульсов тока [3]. Частотное регулирование ухудшает динамические и массообъемные показатели ППН, которые в этом случае определяются минимальной частотой, и может быть применено на практике только при небольшом диапазоне регулирования.

Перспективным является построение ППН по схеме транзисторный импульсный регулятор напряжения (ИРН) – нерегулируемый ППН. ИРН обеспечивает регулирование выходного напряжения в широком диапазоне, или стабилизацию выходного напряжения при больших отклонениях входного напряжения, а также защиту от срывов коммутации тиристоров инвертора; нерегулируемый ППН в этом случае используется для преобразования напряжения, гальванической развязки входа и выхода, распределения электрической энергии между потребителями при нескольких выходах. Такое разделение функций, выполняемых ППН, между двумя силовыми блоками (ИРН и нерегулируемый ППН) позволяет улучшить характеристики всего ППН: 1) уменьшение пределов изменения входного напряжения инвертора за счет введения ИРН создает более облегченный режим работы элементов инвертора, снижает возможные перегрузки по напряжению и току, поэтому уменьшаются масса и объем, повышается КПД нерегулируемого ППН; 2) ИРН, выполненные на современных силовых транзисторах, имеют сравнительно небольшие массу и объем, КПД составляет 0,9–0,95 при рабочей частоте порядка 10 кГц. В связи с этим некоторое увеличение массы и объема, уменьшение КПД за счет добавления ИРН во многих случаях окупается хорошими регулировочными свойствами, улучшением массообъемных и энергетических показателей второго силового блока (нерегулируемого ППН).

Разработка транзисторных ИРН на мощности до десятков киловатт, питаемых от трехфазной сети с напряжением 380 В через неуправляемый бестрансформаторный выпрямитель, в настоящее время является актуальной задачей. Эти ИРН строятся на базе силовых транзисторов новых серий ТК335, ТКД335 (допустимый ток до 40 А, допустимое напряжение до 700 В), ТКД125 и других.

Поскольку с учетом возможных колебаний напряжения питающей сети и кратковременных перенапряжений, вызванных переходными процессами в различных фильтрах, паразитных и специально вводимых для улучшения траектории переключения транзистора цепях, амплитуда напряжения на регулирующем транзисторе ИРН при питании от сети 380 В может достигать 1000 В и больших значений, то для рассматриваемого случая специально разработаны схемы ИРН с последовательным соединением транзисторов [45–50]. В частном случае схемы ИРН могут быть применены для регулирования ППН по входу.

Сравнение характеристик мощных высоковольтных транзисторов, выпускаемых отечественной промышленностью, показывает, что с ростом допустимого напряжения происходит ухудшение динамических параметров и ключевых свойств транзисторов. Поэтому при проектировании ИРН для работы на повышенной частоте может оказаться целесообразным использование транзисторов с лучшими ключевыми свойствами и быстродействием, хотя и имеющими меньшее допустимое напряжение, несмотря на то, что при этом потребуется последовательное соединение транзисторов [45]. Последовательное соединение транзисторов может применяться и для создания запаса по напряжению, необходимого для надежной работы транзисторов.

Для выравнивания напряжений на последовательно соединенных транзисторах последние иногда шунтируются резисторами, а также  $RC$ -цепями или стабилитронами. Введение этих элементов приводит к дополнительным потерям мощности и препятствует повышению рабочей частоты. Вместе с тем они не обеспечивают точного деления напряжения между транзисторами. Наилучшее распределение напряжений между транзисторами обеспечивается в схемах, в которых потенциалы выводов транзисторов определяются дополнительными источниками питания [31]. Однако эти дополнительные источники питания имеют мощность, сравнимую с мощностью в нагрузке, и большие массу и объем.

На рис. 30 представлена схема ИРН, в которой обеспечивается точное деление напряжения между последовательно соединенными тран-

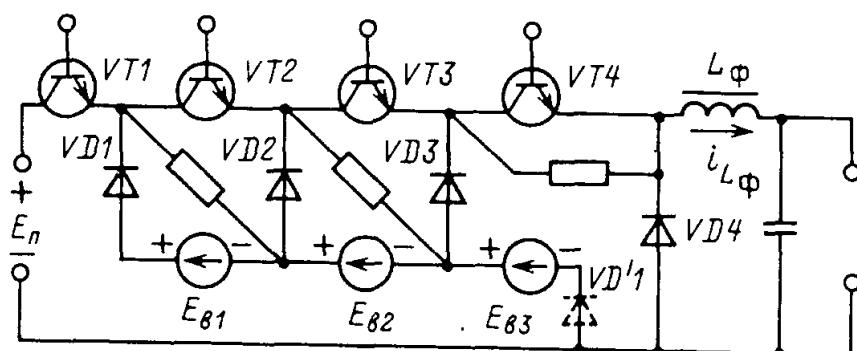


Рис. 30. Схема ИРН с последовательным соединением транзисторов

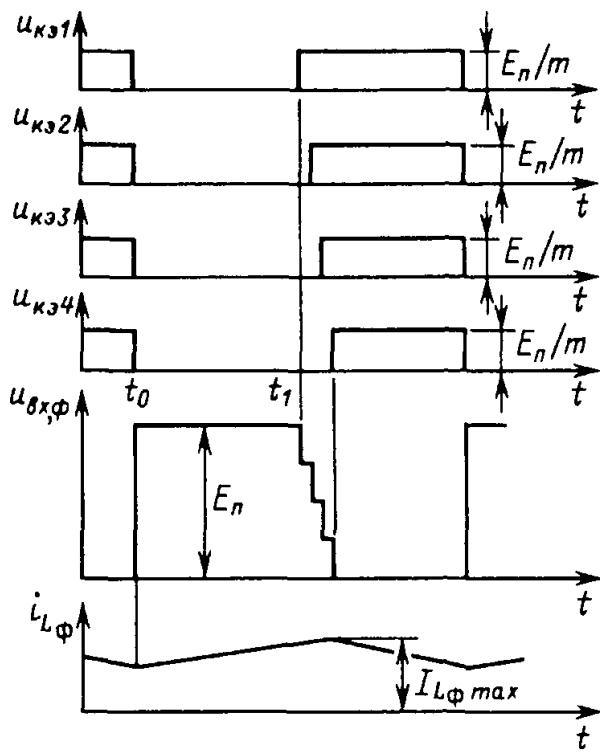


Рис. 31. Временные диаграммы, поясняющие процесс переключения последовательно соединенных транзисторов

зисторами  $VT1-VT4$ , а дополнительные цепи не вызывают существенного ухудшения энергетических и массообъемных показателей [46–48]. Схема легко может быть видоизменена для случая  $m$  последовательно соединенных транзисторов

Для равномерного деления напряжения питания  $E_n$  между транзисторами  $VT1-VT4$  используются вспомогательные источники  $E_{b1}-E_{b3}$ . В общем случае необходимо

иметь  $m-1$  вспомогательных источников. Обычно целесообразно выбирать  $E_{b1}=E_{b2}=E_{b3}=E_n/m$ .

Диоды  $VD1-VD3$  отключают вспомогательные источники от силовой схемы на время, когда транзисторы  $VT1-VT4$  открыты. Возможно включение диода  $VD1$  в цепь первого вспомогательного источника или в цепь последнего источника  $E_{b3}$ , как показано штриховыми линиями на рис. 30. Резисторы служат для поддержания диодов  $VD1-VD3$  в открытом состоянии при закрытых транзисторах в тех случаях, когда токи утечки транзисторов не обеспечивают отпирания диодов.

Для обеспечения деления напряжения на транзисторах в динамических режимах (этапы переключения) рационально использовать способ управления, при котором осуществляется поочередное переключение транзисторов. Однако ввиду малости времени включения современных транзисторов часто удается избежать перенапряжений, вызываемых неодновременным включением транзисторов и при одновременной подаче сигнала на включение (рис. 31). При поочередном включении транзисторов, начиная с транзистора  $VT4$  (см. рис. 30), появление перенапряжений становится принципиально невозможным.

Запирающий сигнал подается сначала на транзистор  $VT1$ , затем поочередно на транзисторы  $VT2, VT3, \dots$  с задержкой  $t_{3d}$  относительно предыдущего транзистора. Время  $t_{3d}$  выбирается равным максимальному разбросу времени рассасывания транзисторов. В момент  $t_1$  транзистор  $VT1$  закрывается и ток дросселя фильтра  $i_{L\phi}$  начинает проходить через открытые транзисторы  $VT2-VT4$ , диод  $VD1$ , источники  $E_{b1}-E_{b3}$  и выходную цепь ИРН. При этом ко входу фильтра ИРН

прикладывается суммарное напряжение вспомогательных источников

$$\sum_{i=1}^{m-1} E_{bi} = \frac{m-1}{m} E_{\pi},$$

а к транзистору  $VT1$  — напряжение  $E_{\pi} - \sum_{i=1}^{m-1} E_{bi} = E_{\pi}/m$ .

В момент  $t_1 + t_{\text{зд}}$ , когда закрывается транзистор  $VT_2$ , ток реактора начинает проходить через транзисторы  $VT3$ ,  $VT4$ , диод  $VD2$ , источники  $E_{b2}$ ,  $E_{b3}$ , ко входу фильтра прикладывается напряжение  $E_{b2} + E_{b3}$ , а к транзистору  $VT2$  — напряжение источника  $E_{b1}$ , равное  $E_{\pi}/m$ . Аналогично происходит запирание следующего транзистора  $VT3$ . В момент запирания последнего транзистора  $VT4$  ток реактора начинает замыкаться через обратный диод  $VD4$ .

Импульс напряжения на входе фильтра  $u_{\text{вх},\phi}$  в данной схеме имеет характерный ступенчатый срез.

После выключения транзистора  $VT1$  потребление мощности от источника  $E_{\pi}$  прекращается. В процессе выключения остальных транзисторов источником питания ИРН служат вспомогательные источники. Мощности, потребляемые от вспомогательных источников, образуют арифметическую прогрессию из  $m-1$  членов. Первый член этой прогрессии представляет собой мощность, потребляемую от первого источника,  $P_{b1} = (E_{\pi}/m)I_{L\phi\max}\gamma_{\text{зд}}$ , последний — мощность, потребляемую от  $(m-1)$ -го источника,  $P_{bm-1} = (E_{\pi}/m)I_{L\phi\max}(m-1)\gamma_{\text{зд}}$ , где  $\gamma_{\text{зд}} = t_{\text{зд}}/T$ ;  $T$  — период повторения ИРН. Суммарная мощность, потребляемая от вспомогательных источников,

$$P_b \Sigma = (m-1) E_{\pi} I_{L\phi\max} \gamma_{\text{зд}} / 2m,$$

за вычетом небольших потерь в диодах  $VD1-VD3$  и транзисторах  $VT2-VT4$  на интервале  $3t_{\text{зд}}$ , передается в выходную цепь ИРН. Поэтому потребление мощности от вспомогательных источников практически не снижает КПД ИРН.

В качестве вспомогательных источников применяются выпрямители, питаемые от обмоток выходного трансформатора высокочастотного инвертора [46] или от обмоток реактора выходного фильтра ИРН [47, 48]. Выбор источников питания вспомогательных выпрямителей ограничивается тем, что напряжения на их выходах должны изменяться пропорционально  $E_{\pi}$ .

Наиболее простые схемы ИРН получаются при питании вспомогательных выпрямителей от обмоток реактора фильтра (рис. 32, *a* и 33). В схеме (рис. 32, *a*) вспомогательные выпрямители на диодах  $VD4-VD7$  питаются от дополнительных обмоток реактора фильтра  $L_{\phi}$ . В момент  $t_0$  включения транзисторов  $VT1-VT3$  диоды  $VD1$ ,  $VD2$  выключаются.

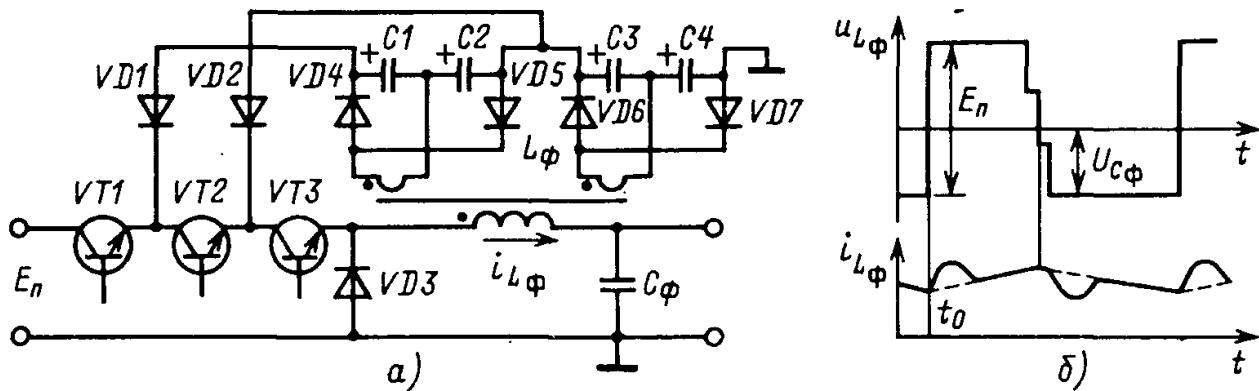


Рис. 32. Схема ИРН с питанием вспомогательных выпрямителей от дополнительных обмоток реактора фильтра (а) и временные диаграммы (б)

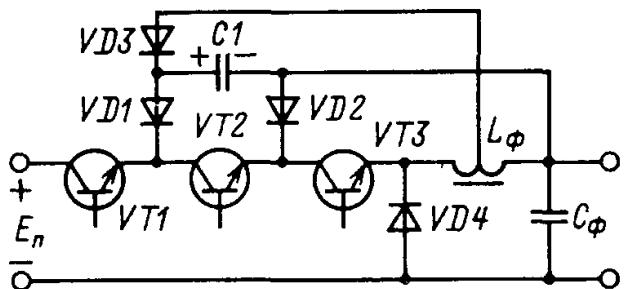


Рис. 33. Схема ИРН с автотрансформаторной связью вспомогательного выпрямителя и реактора фильтра

Конденсаторы  $C_1, C_3$  заряжаются через диоды  $VD4, VD6$  до напряжения  $K_p(E_n - U_{C\phi})$ , где  $K_p = w_{\text{доп}} / w_{\text{осн}}$ ;  $w_{\text{доп}}$  и  $w_{\text{осн}}$  — число витков дополнительной и основной обмоток реактора. При выключении транзисторов открываются диоды  $VD5, VD7$  и конденсаторы  $C_2, C_4$  заряжаются до напряжения  $K_p U_{C\phi}$ . Таким образом, ЭДС на выходе вспомогательного выпрямителя  $E_{B1} = E_{B2} = u_{C1} + u_{C2} = K_p E_n$ . В кривой тока реактора  $i_{L\phi}$  появляются колебательные импульсы подзаряда конденсаторов  $C_1-C_4$ . Соотношения для определения емкостей конденсаторов  $C_1-C_4$  приведены в [49].

Во второй схеме (рис. 33) в качестве одного из вспомогательных источников используется конденсатор выходного фильтра ИРН, а в качестве остальных — однополупериодные выпрямители, подключенные к отводам от основной обмотки реактора [48]. При последовательном соединении трех транзисторов в этой схеме требуется всего один вспомогательный выпрямитель на диоде  $VD3$ . В момент включения транзисторов  $VT1-VT3$  к реактору фильтра  $L_\phi$  прикладывается напряжение  $E_n - U_{C\phi}$ , а конденсатор  $C1$  заряжается до напряжения  $U_{C1} = 0,5(E_n - U_{C\phi})$ . При выключении транзистора  $VT1$  к нему прикладывается напряжение  $E_n - U_{C1} - U_{C\phi} = 0,5(E_n - U_{C\phi})$ . На выключенном транзисторе  $VT2$  будет действовать напряжение  $U_{C1}$ , а на транзисторе  $VT3$  — напряжение  $U_{C\phi}$ . Таким образом, эта схема может быть применена в тех случаях, когда выходное напряжение ИРН поддерживается равным  $U_{C\phi} \approx E_{n\max}/m$ , где  $E_{n\max}$  — максимально возмож-

ное напряжение питания ИРН;  $m$  — число последовательно включенных транзисторов. При последовательном соединении двух транзисторов схема становится предельно простой, так как исключаются конденсатор  $C_1$  и диоды  $VD1$ ,  $VD3$ .

Для устранения выброса напряжения на конденсаторе  $C_\Phi$  при скачкообразном уменьшении тока нагрузки в работе [48] предложено запирать транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  и регулировать длительность открытого состояния транзистора  $VT3$ . Тогда при включении транзистора  $VT3$  ток реактора  $L_\Phi$  замыкается через  $VT3$ , минуя выходную цепь ИРН, конденсатор  $C_\Phi$  разряжается через оставшуюся нагрузку. На интервале, когда транзистор  $VT3$  выключен, ток реактора замыкается через диод  $VD4$ , заряжая конденсатор  $C_\Phi$ . При уменьшении напряжения  $U_{C\Phi}$  до порогового значения, что может вызываться, например, повторным увеличением тока нагрузки, снова восстановится режим периодического включения всех транзисторов  $VT1$ – $VT3$ .

### 15. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ПОВЫШАЮЩИМ ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ, ВКЛЮЧЕННЫМ НА ВХОДЕ

Поскольку напряжение на выходе повышающего ИРН (параллельного типа), определяющее напряжение на транзисторе, превышает входное, то необходимость последовательного соединения транзисторов в них возникает чаще, чем в понижающем ИРН (последовательного типа).

Страивающий сигнал на транзисторы  $VT1$ – $VT3$  (рис. 34, а) подается одновременно, а сигналы выключения — поочередно, начиная с транзистора  $VT3$ . Необходимость поочередного выключения связана с тем, что интервалы рассасывания транзисторов могут иметь значительный разброс и при одновременной подаче сигнала выключения на короткое время все выходное напряжение ИРН приложится к одному транзистору.

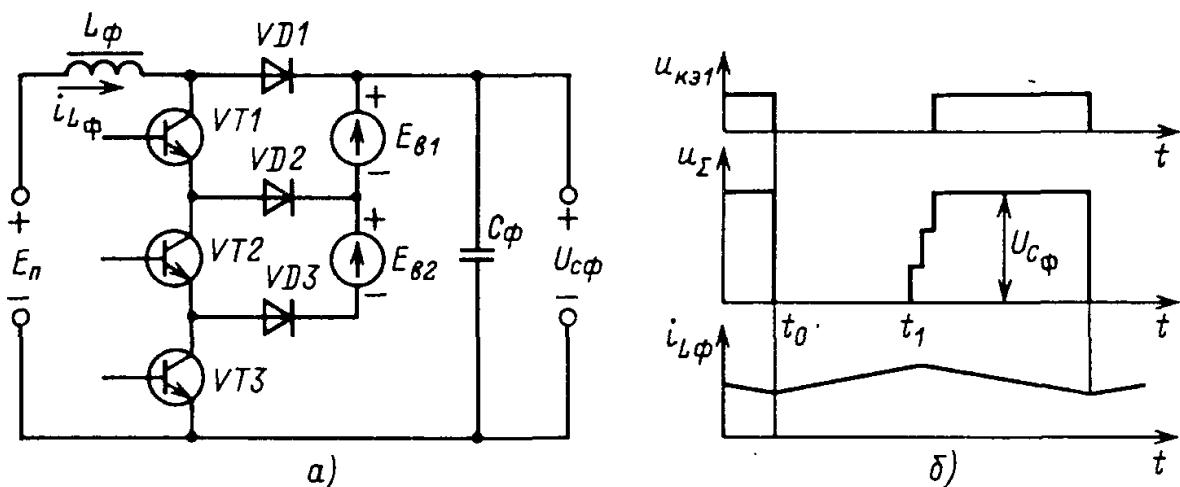


Рис. 34. Схема повышающего ИРН с последовательным соединением транзисторов ( $u_\Sigma$  — суммарное напряжение на транзисторах)

При открытых транзисторах на диоде  $VD1$  действует обратное напряжение, равное  $U_{C\Phi}$ , на диоде  $VD2$  – напряжение  $U_{C\Phi} - E_{v1}$ , на диоде  $VD3$  – напряжение  $U_{C\Phi} - E_{v1} - E_{v2}$ .

В момент  $t_1$  выключения транзистора  $VT3$  ток  $i_{L\Phi}$  реактора фильтра начинает проходить через  $VT1$ ,  $VT2$ ,  $VD3$ , вспомогательные источники  $E_{v1}$ ,  $E_{v2}$ , конденсатор  $C\Phi$  и источник  $E_\pi$ . К транзистору  $VT3$  прикладывается напряжение  $U_{C\Phi} - E_{v1} - E_{v2} = U_{C\Phi}/3$ . С задержкой  $t_3$  выключается транзистор  $VT2$ , ток  $i_{L\Phi}$  переключается на диод  $VD2$ . На транзисторе  $VT2$  появляется напряжение  $E_{v2} = U_{C\Phi}/3$ . При выключении последнего транзистора  $VT1$  ток  $i_{L\Phi}$  переключается на диод  $VD1$ , а к транзистору  $VT1$  прикладывается напряжение  $U_{C\Phi}/3$ .

Реализация вспомогательных источников в схеме на рис. 34, *a* отличается от ИРН последовательного типа тем, что напряжение каждого вспомогательного источника должно изменяться пропорционально выходному напряжению  $U_{C\Phi}$ , а не ЭДС питания  $E_\pi$ . Поэтому в качестве этих источников могут быть использованы, например, выпрямители, питаемые от дополнительных обмоток выходного трансформатора нерегулируемого ППН, подключенного выходу ИРН. Удельная мощность повышающего ИРН мощностью 6 кВт с последовательным соединением трех транзисторов серии ТК335, питаемого от трехфазной сети с напряжением 380 В, составляет 300 Вт/дм<sup>3</sup>, объем вспомогательных источников – не более 4% общего объема ИРН, КПД – 0,96 [16].

Разработка и исследование образцов ИРН мощностью 1–10 кВт, питаемых от сети с напряжением 380 В через неуправляемый бестрансформаторный выпрямитель [45, 49, 50], показывает высокую эффективность предложенных схем с последовательным соединением транзисторов.

## 16. ШИРОТНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ ПРИ ПОМОЩИ ТРАНЗИСТОРА, ВКЛЮЧЕННОГО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО ВО ВХОДНУЮ ЦЕПЬ

При широтном регулировании с помощью транзистора  $VT1$ , включенного на входе (рис. 35, *a*), транзистор поддерживается во включенном состоянии на интервале  $t_0$ , на втором интервале транзистор закрыт, а ток резонансного контура замыкается через обратный диод  $VD1$  [51].

Найдем соотношения для расчета внешних характеристик, КПД ( $\eta_1$ ) с учетом только потерь  $\Delta P_1$  и длительности интервала  $t_1$ , когда на входе ППН включен обратный диод  $VD1$ . Для этого примем те же допущения, что и в § 2. Сопротивление насыщенного транзистора на интервале  $t_0$  учтем в сопротивлении контура  $r$ . Дополнительно предположим, что на интервале  $t_1$  сопротивление и добротность  $Q$  контура остаются такими же, как и на интервале  $t_0$ . В связи с незначительным влиянием добротности  $Q$  на рассматриваемые характеристики ППН, кроме

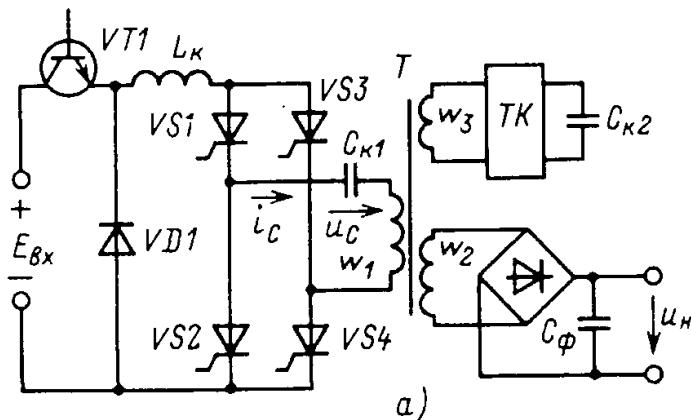
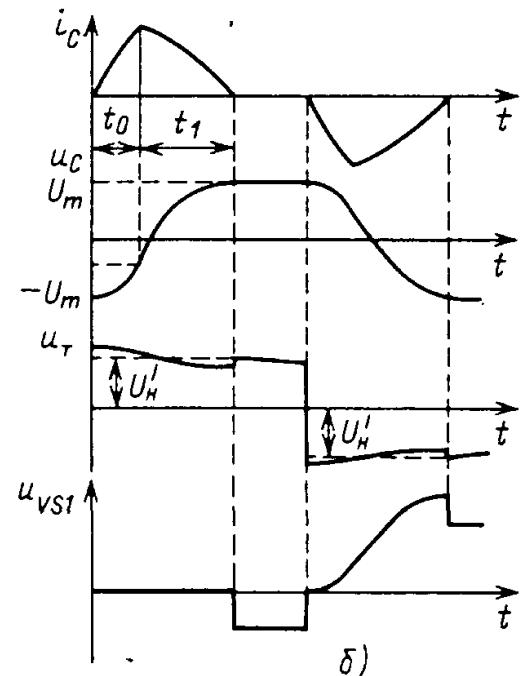


Рис. 35. Схема ППН с широтным регулированием (а) и временные диаграммы (б)



КПД, это допущение приведет лишь к небольшому завышению потерь в контуре в случае, когда сопротивление открытого диода меньше, чем у открытого транзистора, и некоторому занижению потерь в другом случае.

На интервале \$t\_0\$ справедливы выражения (5), (6), а на интервале \$t\_1\$

$$\left. \begin{aligned} i_C &= i_{C0} [\xi(t) - (\alpha/\omega_0)\sigma(t)] - (u_{C0} + U'_H)\sigma(t)/\omega_0 L, \\ u_C &= -U'_H + (u_{C0} + U'_H)\theta(t) + i_{C0}\sigma(t)/\omega_0 C_K, \end{aligned} \right\} \quad (66)$$

где \$i\_{C0}\$, \$u\_{C0}\$ – начальные значения тока и напряжения для интервала \$t\_1\$, определяемые подстановкой \$t = t\_0\$ в (5), (6).

Учитывая, что в конце интервала \$t\_1\$ ток конденсатора переходит через нуль, а напряжение \$u\_C\$ в установившемся режиме достигает амплитудного значения \$U\_m\$, после подстановки выражений для \$i\_{C0}\$ и \$u\_{C0}\$ получаем

$$\operatorname{tg} \omega_0 t_1 = \frac{(E_{bx} + U_m - U'_H)\sigma(t_0)}{E_{bx} - (E_{bx} + U_m - U'_H)\xi(t_0)} ; \quad (67)$$

$$U_m = -U'_H + E_{bx}\theta(t_1) - (E_{bx} + U_m - U'_H)\theta(t_u), \quad (68)$$

где \$\sigma(t)\$, \$\xi(t)\$, \$\theta(t)\$ – функции, определяемые (59).

Интегрируя кривую тока \$i\_C\$ за время \$t\_0\$, находим среднее значение входного тока \$I\_{bx}\$, а интегрируя кривую \$i\_C\$ за время \$t\_u = t\_0 + t\_1\$ – среднее значение тока нагрузки:

$$I_{bx}/2fC_K = (E_{bx} + U_m - U'_H)[1 - \theta(t_0)]; \quad (69)$$

$$I'_H/2fC_K = (E_{bx} + U_m - U'_H)[1 - \theta(t_u)] - E_{bx}[1 - \theta(t_1)], \quad (70)$$

где \$f\$ – рабочая частота инвертора,

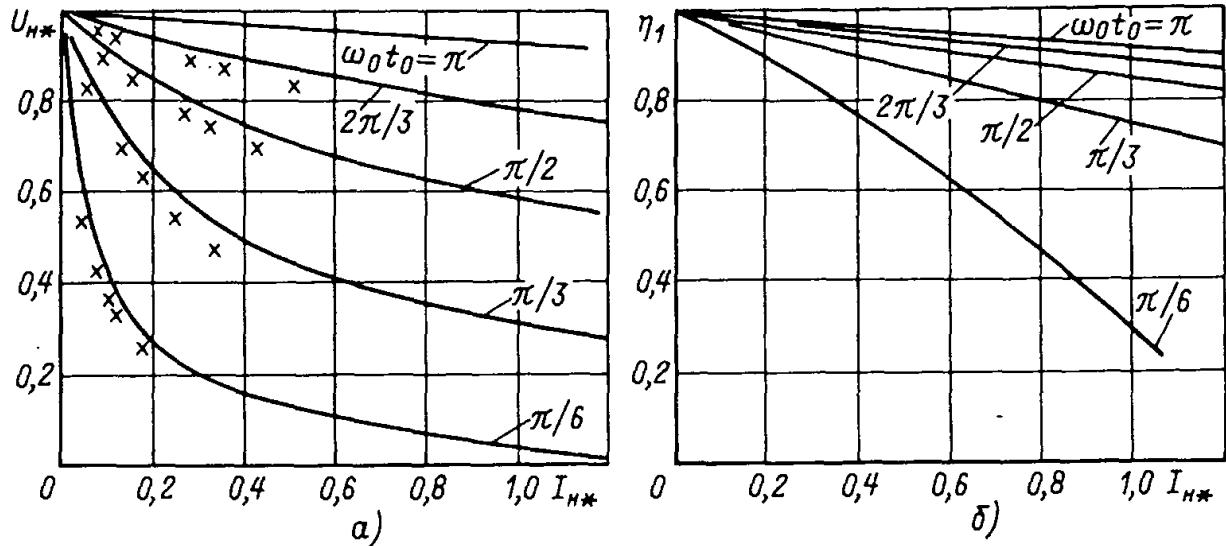


Рис. 36. Расчетные внешние характеристики ППН (а) и зависимости КПД  $\eta_1$  от тока нагрузки для  $Q = 10$  (б);  $\times$  – экспериментальные точки для  $Q \approx 7$

Из (68), (70) следует (12).

Решая (67), (68) относительно  $U'_H$ , получаем

$$\begin{aligned} U_{H*} &= U'_H / E_{vx} = \\ &= 0,5 + [e^{-2at_1} \sigma(t_0) - \sigma(t_1)] / 2\sigma(t_H), \end{aligned} \quad (71)$$

по которой можно рассчитать напряжение на нагрузке, предварительно задавшись значениями  $\omega_0 t_0$  и  $\omega_0 t_1$ . Затем по (69), (70) определяем значения  $I_{vx*} = I_{vx} / 4fC_k E_{vx}$ ,  $I_{H*} = I'_H / 4fC_k E_{vx} = U_{m*}$  и КПД с учетом только потерь в сопротивлении  $r$  резонансного контура:

$$\eta_1 = I'_H U'_H / I_{vx} E_{vx}. \quad (72)$$

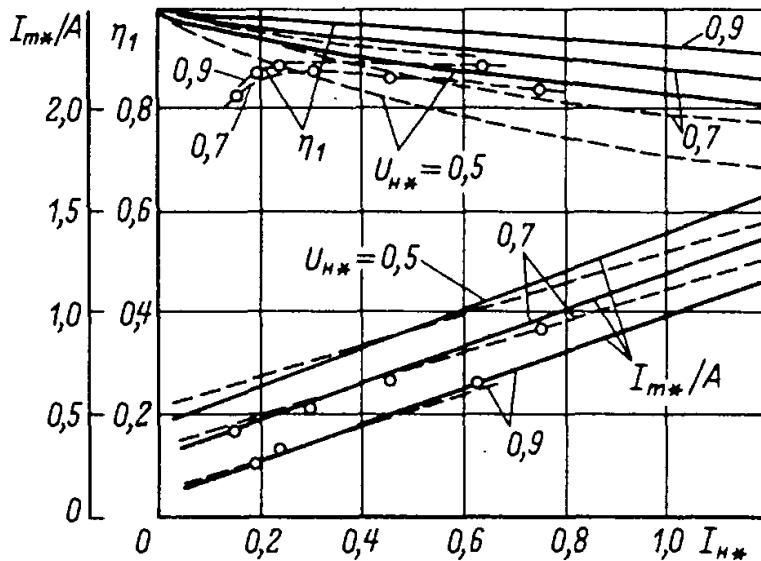
На рис. 36 построены указанные зависимости при  $Q = 10$ .

При неизменном токе нагрузки площадь импульсов тока  $i_C$  также не меняется с изменением угла  $\vartheta_0 = \omega_0 t_0$ , а форма импульсов существенно искажается. С уменьшением интервала  $t_0$  (при  $\vartheta_0 < \pi/2$ ) интервал  $t_1$  спада тока увеличивается. В связи с этим увеличивается коэффициент формы тока  $K_F = I_C / I'_H$ , где  $I_C$  – действующее значение тока  $i_C$ , растут потери в резонансном контуре  $I_C^2 r$ , уменьшается КПД.

Как видно из расчетных зависимостей, данную схему целесообразно применять в стабилизованных источниках питания, в которых выходное напряжение поддерживается постоянным, а изменение входного напряжения ограничено. Согласно рис. 36, для получения максимального КПД значение угла  $\vartheta_0$ , соответствующее номинальным значениям тока  $I_{H,nom}$ , напряжения  $U_{H,nom}$  и минимальному входному напряжению  $E_{vx min}$ , должно быть по возможности ближе к  $\pi$ . Для обеспечения же быстрого нарастания напряжения  $U_H$  в переходных процессах

Рис. 37. Расчетные кривые для режима стабилизации выходного напряжения ( $U_{h*} = \text{const}$ ):

$Q = 10$  (—);  $Q = 5$  (---); экспериментальные точки для  $Q \approx 7$  (oo).



напряжение  $U_h(t)$  при максимальном угле  $\vartheta_{0max} = \pi$  должно стремиться к значению  $U_{h,y} > U_{h,nom}$ . Поэтому необходимо предварительно задаваться значением  $\vartheta_{0nom}$  в пределах от  $\pi/2$  до  $\pi$  и уточнять его при анализе переходных процессов.

Расчет характеристик ППН в режиме стабилизации выходного напряжения ( $U_h = \text{const}$ ), представленных на рис. 37, производится следующим образом. При фиксированных значениях  $U_{h*} = U'_h/E_{bx}$  и  $\vartheta_0$  уравнение (71) решается относительно  $\omega_0 t_1$ , затем из (70) находится  $U_{m*} = I_{h*}$ , из (69) — значение  $I_{bx*}$ , из (72) — значение  $\eta_1$ . Амплитудное значение  $I_m$  тока  $i_C$ , совпадающее с амплитудой тока регулирующего транзистора, при  $\vartheta_0 \leq \arctg(\omega_0/a)$  равно значению  $i_{C0}$ , определяемому подстановкой  $t = t_0$  в выражение (5), а при  $\vartheta_0 > \arctg(\omega_0/a)$  — подстановкой  $\omega_0 t = \arctg(\omega_0/a)$ . На рис. 37 введен коэффициент  $A = (4fC_k \omega_0 L)^{-1}$ .

Амплитуда тока  $I_m$  практически линейно нарастает с увеличением тока  $I_h$ , за исключением области  $I_{h*} < 0,05$ . С увеличением стабилизируемого напряжения при неизменном токе  $I_h$  амплитуда  $I_m$  уменьшается.

Экспериментально исследовался ППН мощностью 1 кВт. Транзистор VT1 (см. рис. 35) — типа ТК335-32. Инвертор собран на тиристорах типа ТЧ25. Трансформатор изготовлен на двух магнитопроводах с размерами  $70 \times 50 \times 20$  мм, материал магнитопровода — пермалloy 34НКМП, толщина ленты 0,05 мм;  $w_1 = 140$ ,  $w_2 = 70$ ,  $w_3 = 13$ . Суммарная индуктивность резонансного контура  $L = 350$  мкГн,  $C_k = 1,22$  мкФ. ТК собран на транзисторах типа КТ809А и диодах типа КД212А, емкость конденсатора  $C_{k2} = 20$  мкФ. Емкость фильтра  $C_\phi = 340$  мкФ. Экспериментально определялся КПД  $\eta$  с учетом всех потерь. Как видно, лишь при  $I_{h*} < 0,2$   $\eta$  сильно отличается от  $\eta_1$ . Последнее объясняется тем, что учитываются не все потери в формуле (16).

## 17. ШИРОТНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ПРИ ПОМОЩИ ТРАНЗИСТОРА, ВКЛЮЧЕННОГО ПАРАЛЛЕЛЬНО ВХОДУ ППН

В ППН с параллельно включенным регулирующим транзистором (рис. 38) входной ток  $i_{\text{вх}}$  сглаживается реактором  $L_1$ . Напряжение на входе инвертора при открытом транзисторе  $VT1$  определяется напряжением на конденсаторе  $C1$  [52, 53]. Преимущества этой схемы перед схемой с последовательно включенным регулирующим транзистором: малые пульсации входного тока; больший диапазон регулирования напряжения.

Во время бестоковой паузы в инверторе, когда происходит восстановление запирающих свойств тиристоров, а транзистор  $VT1$  закрыт, обратный диод  $VD1$  поддерживается открытным благодаря протеканию через него тока  $i_{\text{вх}}$  реактора  $L_1$ , вход инвертора закорачивается и к двум ранее открытым тиристорам прикладывается обратное напряжение  $u_{\text{обр}} = U_m + u_{T1}$ , где  $U_m$  — амплитуда напряжения на основном коммутирующем конденсаторе  $C_{k1}$ ;  $u_{T1} = u_{C_{k2}} w_1 / w_3$  — напряжение на первичной обмотке трансформатора;  $u_{C_{k2}}$  — напряжение на вспомогательном коммутирующем конденсаторе  $C_{k2}$ . Схема на рис. 38 может нормально работать в режимах, близких к холостому ходу, когда  $U_m \rightarrow 0$  и  $u_{\text{обр}} \rightarrow u_{T1}$ .

Формирование импульса тока  $i_L = |i_C|$  в резонансном контуре  $L_k C_{k1}$  происходит в течение двух интервалов времени  $t_0$  и  $t_1$  (рис. 39). На интервале  $t_0$  транзистор  $VT1$  (см. рис. 38) открыт, диод  $VD1$  закрыт, ко входу инвертора прикладывается напряжение конденсатора  $C1$ . На интервале  $t_1$  ток  $i_L$  замыкается через открытый диод  $VD1$ . Отсюда видно, что при малых пульсациях напряжения  $u_{C1}$  изменение то-

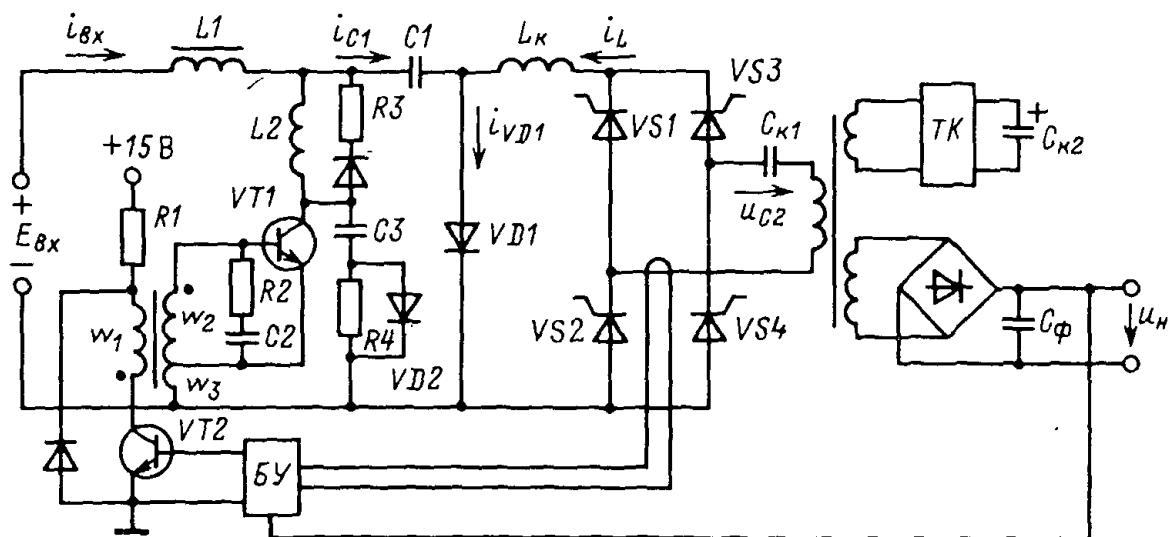


Рис. 38. Схема ППН с параллельно включенным регулирующим транзистором:  
БУ — блок управления

Рис. 39. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу схемы на рис. 38

ка  $i_L$  и напряжения  $u_C$  на конденсаторе  $C_{k1}$  описывается формулами, которые получаются из (5), (6) и (66) при замене ЭДС питания  $E_{bx}$  на среднее значение  $U_{C1}$  напряжения  $u_{C1}$ . Аналогично (67), (68), (71) получаем:

$$\operatorname{tg} \omega_0 t_1 = \frac{(U_{C1} + U_m - U'_H) \sigma(t_0)}{U_{C1} - (U_{C1} + U_m - U'_H) \xi(t_0)}; \quad (73)$$

$$U_m = U_{C1} \theta(t_1) - U'_H - (U_{C1} + U_m - U'_H) \theta(t_u); \quad (74)$$

$$U'_H = U_{C1} \left[ 0,5 + \frac{e^{-2\alpha t_1} \sigma(t_0) - \sigma(t_1)}{2 \sigma(t_u)} \right]. \quad (75)$$

Интегрируя кривую тока  $i_L$  за время  $t_0$ , находим

$$t_0$$

$$\int_0^{t_0} i_L dt = C_k (U_{C1} + U_m - U'_H) [1 - \theta(t_0)], \quad (76)$$

а интегрируя кривую  $i_L$  за время  $t_u = t_0 + t_1$ , получаем среднее значение тока нагрузки

$$I'_H / 2fC_k = (U_{C1} + U_m - U'_H) [1 - \theta(t_u)] - U_{C1} [1 - \theta(t_1)], \quad (77)$$

где  $C_k$  – емкость конденсатора  $C_{k1}$ .

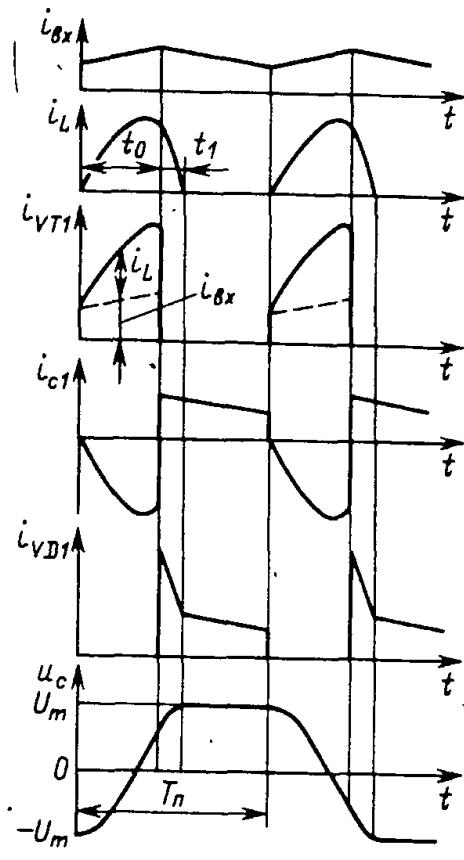
Среднее значение напряжения на транзисторном ключе  $U_{VT1} = E_{bx} - I_{bx}r_1$ , где  $I_{bx}$  – среднее значение входного тока;  $r_1$  – активное сопротивление обмотки реактора  $L1$ . Поскольку к закрытому на интервале  $T/2 - t_0$  транзистору приложено напряжение  $U_{C1}$ , то  $U_{VT1} \approx U_{C1}(1 - \gamma)$ , где  $\gamma = 2t_0/T$ . Отсюда получаем

$$U_{C1} \approx \frac{1}{1 - \gamma} \left[ E_{bx} - \frac{(1 - 1/4Q^2)r_1 I_{bx}}{\omega_0 T Q r f C_k} \right], \quad (78)$$

где  $r$ ,  $Q$  – активное сопротивление и добротность резонансного контура.

Среднее значение тока транзистора

$$I_{bx} = \frac{2}{T} \int_0^{t_0} (i_{bx} + i_L) dt \approx I_{bx} \gamma + \frac{2}{T} \int_0^{t_0} i_L dt,$$



откуда, принимая во внимание (76), получаем

$$\frac{I_{\text{вх}}}{2fC_{\text{к}}U_{CI}} = \frac{1}{1-\gamma} \left( 1 + \frac{U_m}{U_{CI}} - \frac{U'_h}{U_{CI}} \right) [1 - \theta(t_0)]. \quad (79)$$

Для расчета характеристик ППН при заданных значениях параметров  $Q$ ,  $r_1/r$ ,  $\omega_0 T$  и относительного времени открытого состояния транзистора  $\gamma$  задаемся значениями  $\omega_0 t_1$  и по (75), (74) рассчитываем соответствующие значения  $U'_h/U_{CI}$  и  $U_m/U_{CI}$ . По (79) находим  $I_{\text{вх}}/2fC_{\text{к}}U_{CI}$ , по (78) – отношение

$$\frac{U_{CI}}{E_{\text{вх}}} = \left[ 1 - \gamma + \frac{(1 - 1/4Q^2)r_1}{\omega_0 T Q r} \frac{I_{\text{вх}}}{f C_{\text{к}} U_{CI}} \right]^{-1},$$

затем рассчитываем  $U_m/E_{\text{вх}} = (U_m/U_{CI})(U_{CI}/E_{\text{вх}}) = I_{\text{н}*}$  и  $U_{\text{н}*} = U'_h/E_{\text{вх}} = (U'_h/U_{CI})(U_{CI}/E_{\text{вх}})$ .

Таким образом можно построить универсальные внешние характеристики (рис. 40), зависимости для определения длительности интервала  $t_1$  и КПД  $\eta_1$  (рис. 41). Эти характеристики справедливы в режиме непрерывного тока реактора  $L1$ , который обеспечивается при условии  $L_1 > 0,5 E_{\text{вх}} t_{0\max}/I_{\text{вх} min}$ , где  $I_{\text{вх} min}$  – минимально возможное среднее значение входного тока, связанное с  $I_{\text{н} min}$ .

Размах пульсаций напряжения на конденсаторе  $C1$

$$\Delta u_{C1} \approx I_{\text{вх}}(T_{\text{п}} - t_0)/C_1.$$

Размах пульсаций тока реактора  $L1$

$$\Delta i_{L1} \approx E_{\text{вх}} t_0/L_1.$$

При уменьшении тока нагрузки конденсатор выходного фильтра  $C_{\Phi}$  заряжается до напряжения  $U'_h$ , приближающегося к напряжению  $U_{CI}$ , прикладываемому ко входу инвертора на интервале  $t_0$  открытого состояния транзистора. Напряжение  $U_{CI}$  согласно (78) в широких пределах регулируется изменением  $\gamma$  даже при малых токах. Поэтому точки холостого хода характеристик на рис. 40 снижаются с уменьшением длительности открытого состояния регулирующего транзистора  $t_0$ , в то время как в схеме с последовательно включенным транзистором точки холостого хода при различных значениях  $t_0$  совпадают. Отсюда следует, что в рассматриваемой схеме при заданных значениях  $t_{0 min} = \gamma_{min} T_{\text{п}}$  и  $I_{\text{н} min}$  регулирование выходного напряжения возможно до меньших значений  $U_{\text{н} min}$ , диапазон регулирования напряжения  $U_{\text{н}}$  в этом случае больше. Это преимущество особенно существенно при малых значениях  $I_{\text{н} min}$ .

Экспериментальные зависимости (рис. 42) сняты для ППН с параметрами: транзистор  $VT1$  – типа ТК335-25-5 (см. рис. 38), тиристор-

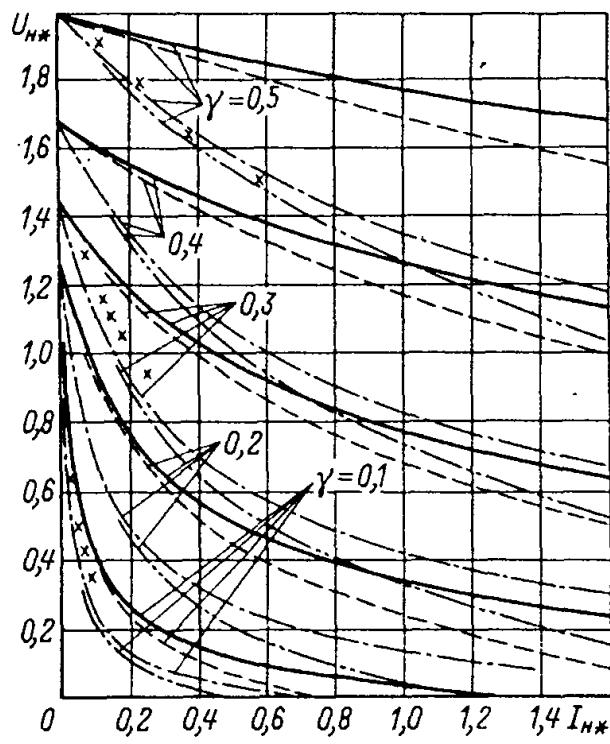
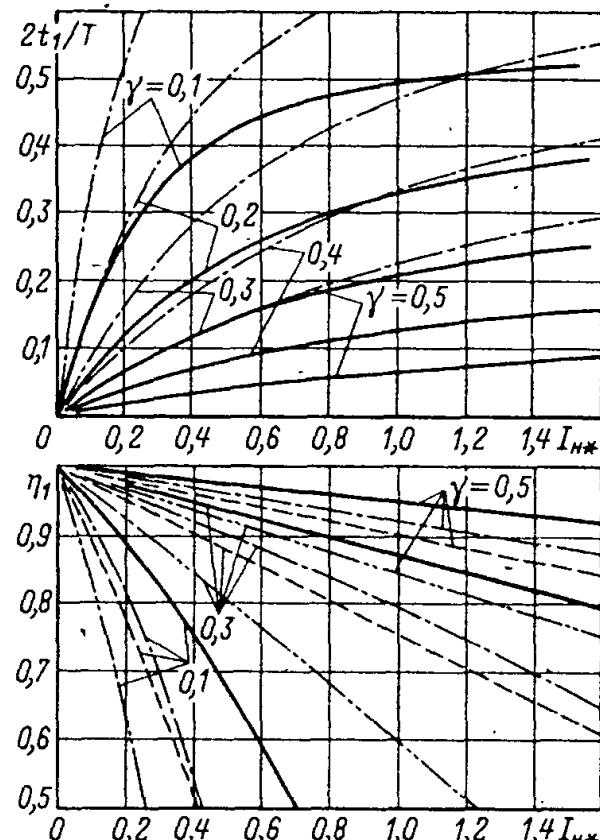


Рис. 40. Универсальные внешние характеристики ППН для  $Q = 10, \omega_0 T = 9$  (—);  $Q = 5; \omega_0 T = 9$  (---);  $Q = 10, \omega_0 T = 6$  (—·—);  $Q = 5, \omega_0 T = 6$  (—··—) и экспериментальные точки для  $Q \approx 6, \omega_0 T = 7, 8$  (xx)

Рис. 41. Зависимости для определения длительности интервала  $t_1$  и КПД  $\eta_1$ . Обозначения те же, что и на рис. 40



ры VS1-VS4 – типа ТЧ25,  $L_1 = 29$  мГн,  $L_2 = 10$  мкГн,  $L_k = 560$  мкГн,  $C_1 = 20$  мкФ,  $C_2 = 1$  мкФ,  $C_3 = 0,033$  мкФ,  $C_k = 0,68$  мкФ,  $R_1 = 80$  Ом,  $R_2 = 0,1$  Ом,  $R_3 = 3$  Ом,  $R_4 = 220$  Ом. С увеличением  $\gamma$  КПД схемы возрастает, однако в схеме увеличение  $\gamma$  ограничивалось допустимым напряжением использованного транзистора. Для ограничения скорости нарастания тока и снижения коммутационных потерь мощности в транзисторе при включении в схему (см. рис. 38) введен реактор  $L_2$ , а для уменьшения потерь в транзисторе при его выключении – цепь  $C_3-R_4-VD2$ . На транзисторе  $VT2$  собран формирователь управляемых импульсов для транзистора  $VT1$ .

Зависимости на рис. 42 показывают хорошее совпадение расчетных и экспериментальных внешних характеристик. В то же время экспериментальные значения КПД  $\eta$  в отличие от рис. 37 существенно меньше значений  $\eta_1$ , рассчитанных с учетом только потерь в резонансном контуре; при  $I_h = 25$  А,  $\gamma = 0,4$  в ППН теряется 30% мощности  $P_{bx}$ , поступающей на вход, половина потерь приходится на сопротивление  $r$  резонансного контура. В данной схеме сравнительно велики потери в регулирующем транзисторе и цепях, формирующих траекторию переключе-

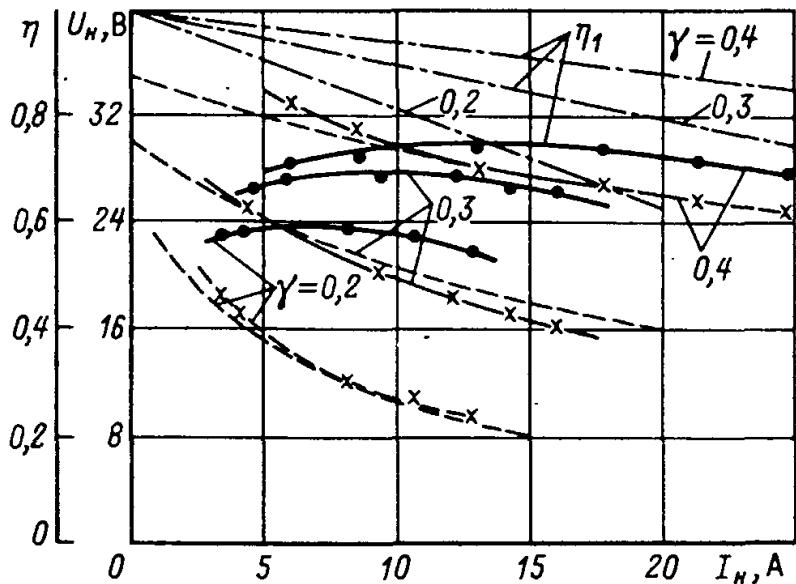


Рис. 42. Экспериментальные внешние характеристики (хх) и зависимости КПД  $\eta$  от тока  $I_H$  (оо) для  $E_{bx} = 200$  В,  $Q \approx 6$ ,  $\omega_0 T = 9,9$ ; расчетные внешние характеристики (—) и зависимости КПД  $\eta_1$  (---). Цепь обратной связи разомкнута

ния, поскольку переключаемый транзистором ток  $i_{VT1}$  (см. рис. 39) равен  $i_{bx}$  при включении и  $i_{bx} + i_L$  при выключении, а напряжение на закрытом транзисторе  $u_{ke} = U_{Cl} \approx E_{bx}/(1 - \gamma)$  больше входного. Хотя среднее значение тока транзистора равно  $I_{bx}$ , за счет того, что на интервале  $t_0$  ток коллектора равен сумме входных токов ППН  $i_{bx}$  и инвертора  $i_L$ , амплитудное значение тока  $I_{kmax} > I_{bx}$ . Это приводит к перегрузке транзистора по току. Режим работы регулирующего транзистора в рассмотренной схеме существенно тяжелее, чем в ППН с последовательно включенным транзистором, в котором переключаемый транзистором ток при включении равен нулю, при выключении —  $i_L$ , а напряжение на закрытом транзисторе равно входному.

## 18. ЗАМКНУТАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ С ШИРОТНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Исследования показывают, что применительно к ППН с широтным регулированием система управления с обратной связью по выходному напряжению и широтно-импульсной модуляцией второго рода (ШИМ-II) имеет небольшой коэффициент усиления, соответствующий границе устойчивости, и не позволяет получить высокую стабильность выходного напряжения. Значительно эффективнее оказывается система управления, основанная на принципе подчиненного регулирования, с внутренним контуром, осуществляющим регулирование среднего значения тока  $i_C$  коммутирующего конденсатора за полпериода [54]. Подобная система управления называется в литературе асинхронной, частотно-фазовой или интегральной [44, 55].

В рассматриваемом ППН с интегральной системой управления (рис. 43) импульсы на отпирание регулирующего транзистора  $VT1$  и очередной пары тиристоров инвертора формируются в моменты спада импульсов  $u_{3g}$ , поступающих с выхода задающего генератора, а импульсы на запирание транзистора — в моменты  $t_{3n}$  равенства напря-

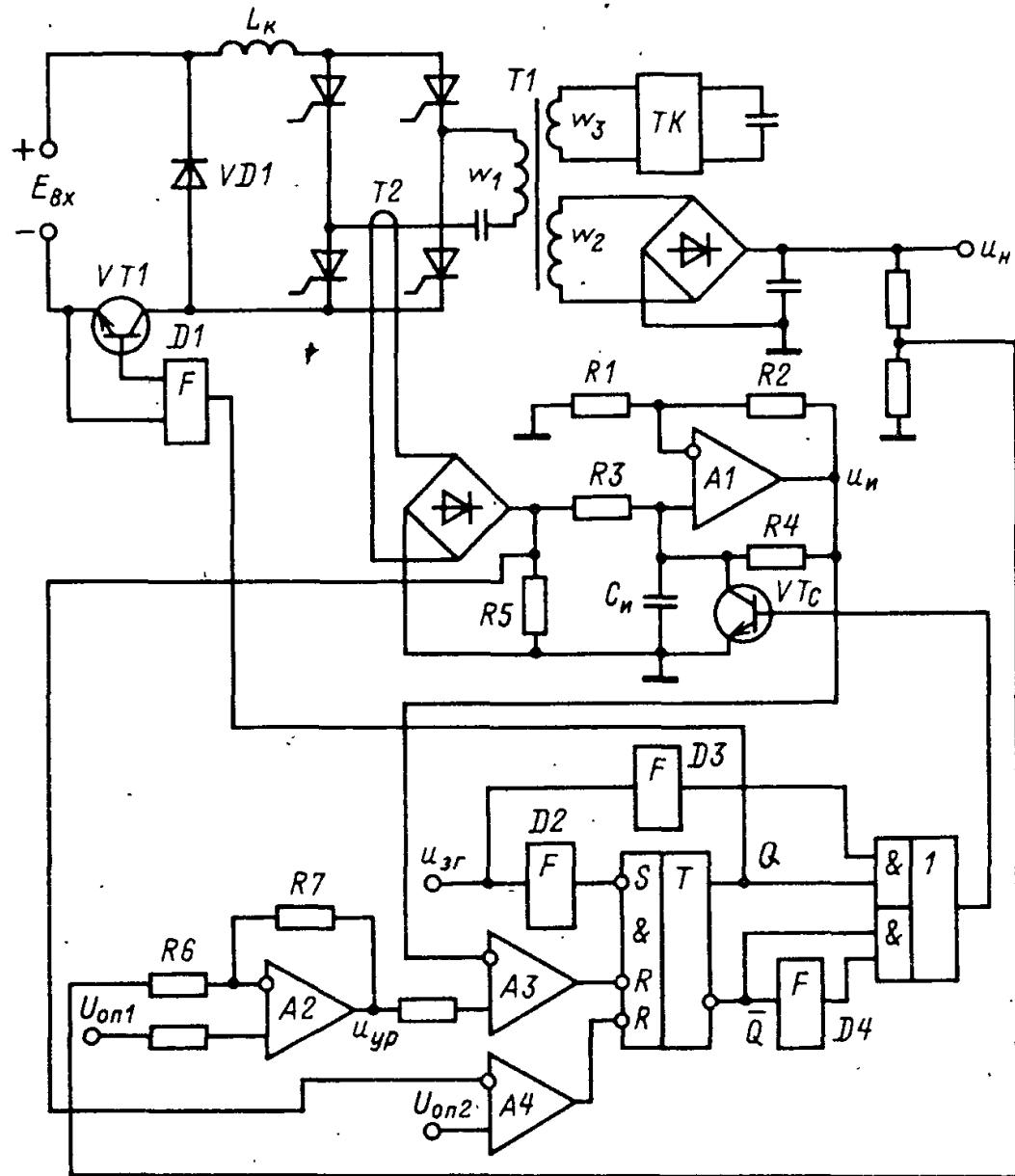


Рис. 43. Преобразователь с интегральной системой управления

жений  $u_i(t)$ ,  $u_{y,p}(t)$ , снимаемых с выходов интегратора и усилителя рассогласования (см. рис. 44). Интегратор собран на операционном усилителе  $A1$  по схеме с заземленным конденсатором  $C_n$  (см. рис. 43). На вход интегратора через трансформатор тока  $T2$  и выпрямитель подается сигнал, пропорциональный току  $|i_C|$ . В моменты равенства напряжений  $u_i(t)$ ,  $u_{y,p}(t)$  открывается транзистор сброса  $VT_C$  и конденсатор  $C_n$  быстро разряжается.

На один вход усилителя рассогласования, собранного на операционном усилителе  $A2$ , подается опорное напряжение  $U_{on1}$ , а на другой вход — сигнал  $K_d u_n$ , пропорциональный выходному напряжению ППН. В моменты окончания импульсов  $u_{3r}$  на выходе формирователя  $D2$  появляются короткие импульсы, устанавливающие  $RS$ -триггер в единичное состояние ( $Q = 1$ ) и вызывающие отпирание транзистора  $VT1$ . В момент  $t_{3n}$  равенства напряжений  $u_i(t)$ ,  $u_{y,p}(t)$  на выходе ком-

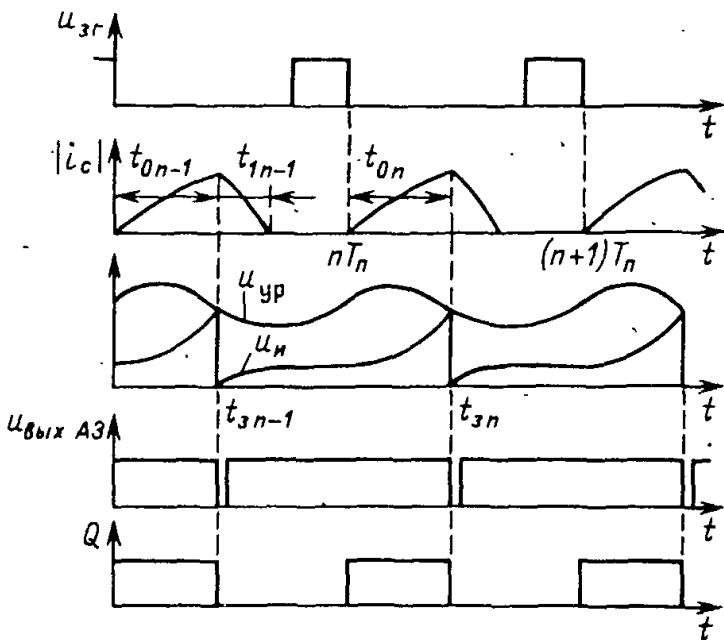


Рис. 44. Временные диаграммы для ППН с интегральной системой управления

паратора  $A3$  появляется короткий импульс, переводящий  $RS$ -триггер в нулевое состояние ( $Q = 0$ ) и вызывающий запирание  $VT1$ , а на выходе формирователя  $D4$  – короткий положительный импульс, который, пройдя через элемент И–ИЛИ, открывает транзистор сброса  $VT_c$ . Импульсы управления транзистором  $VT1$  формируются с помощью с формирователя  $D1$ , в виде положительного (отпирающего) и отрицательного (запирающего) сигналов.

Описанный режим работы в замкнутой системе сохраняется лишь при малых возмущениях. В режиме больших возмущений возможны случаи, когда сигнал  $u_i(t)$  в течение одного или нескольких полупериодов не успевает возрасти до значения  $u_{y,p}(t)$  (кривые  $u_i(t)$ ,  $u_{y,p}(t)$  не пересекаются) и  $RS$ -триггер остается в единичном состоянии. В этих случаях силовой транзистор  $VT1$  остается открытym в течение всего импульса  $i_C$ , сброс интегратора осуществляется импульсом на выходе формирователя  $D3$ , который появляется в момент фронта импульса  $u_{3g}$  и проходит через элемент И–ИЛИ на вход транзистора  $VT_c$ . Таким образом, происходит принудительная синхронизация моментов сброса. Благодаря этому в начале следующего полупериода, совпадающего с моментом спада импульса  $u_{3g}$ , обеспечиваются нулевые начальные условия интегратора и система подготовлена к контролю площади следующего импульса  $|i_C|$ . При отсутствии указанной синхронизации большие возмущения, например пуск ППН, вызывают в замкнутой системе колебания с недопустимо большой амплитудой.

Когда амплитуда  $I_m$  импульсов  $i_C$  превышает заданное значение, пропорциональное  $U_{оп2}$ , на выходе операционного усилителя  $A4$  появляется импульс, переводящий триггер в нулевое состояние, что обеспечивает выключение транзистора  $VT1$  и ограничение амплитуды тока.

Рассмотрим основные уравнения системы управления, которые будут использоваться при анализе динамики замкнутой системы. Уравнение

нение для определения  $n+1$ -го момента  $t_{3n+1}$  ( $n = 0, 1, 2, \dots$ ) запирания регулирующего транзистора имеет вид

$$u_H(t_{3n+1} - 0) = K_y [U_{op} - K_d u_H(t_{3n+1})], \quad (80)$$

где  $K_y = R_7/R_6$  – коэффициент усиления усилителя рассогласования  $A2$  по отношению к инвертирующему входу;  $K_d$  – коэффициент передачи делителя, включенного на выходе ППН;  $U_{op} = U_{op1}(1 + 1/K_y)$ ; выходное напряжение интегратора определяется уравнением

$$u_H(t) = \frac{K_i}{C_i} \int_{t_{3n}}^t |i_C| dt \quad (81)$$

или уравнением

$$u_H(t) = \frac{K_i}{C_i} \int_{nT_H}^t |i_C| dt, \quad (82)$$

где  $K_i$  – коэффициент усиления,

$$K_i = \frac{R_5(1 + R_4/R_3)}{K_{TT}R_3}; \quad (83)$$

$K_{TT} = w_2 T_2 / w_1 T_1$  – коэффициент передачи трансформатора тока  $T2$ .

В интеграторе необходимо выполнение условия  $R_2/R_1 = R_4/R_3$ . Для перехода от (81) к (82) схема на рис. 43 изменяется так, чтобы транзистор сброса  $VT_c$  открывался на время от момента сброса до следующего момента спада импульсов  $u_{3g}$  (на базу  $VT_c$  подается сигнал с обратного выхода триггера).

Для установившегося режима, когда  $t_{3n+1} - t_{3n} = T_\pi$ , из (80), (81) получаем

$$u_H(t_{3n}) = \frac{1}{K_d} \left( U_{op} - \frac{K_i I'_H}{2 K_y f C_i} \right), \quad (84)$$

а из (80), (82) –

$$u_H(t_{3n}) = \frac{1}{K_d} \left( U_{op} - \frac{K_i I_{bx}}{2 K_y f C_i} \right), \quad (85)$$

где ток  $I'_H$  определяется интегралом тока  $|i_C|$  за время  $t_{0n} + t_{1n}$ , а ток  $I_{bx}$  – интегралом  $|i_C|$  за время  $t_{0n}$ .

Чем меньше пульсации выходного напряжения, тем ближе значение  $u_H(t_{3n})$  к среднему значению  $U_H$  и согласно (84), (85) по отношению к изменениям входного напряжения  $U_{bx}$  система приближается к астатической. Изменения тока нагрузки  $I_H$  всегда вызывают нестабиль-

ность  $U_{\text{H}}$ , которая характеризуется выходным сопротивлением ППН

$$R_{\text{вых}} = -\frac{\partial U_{\text{H}}}{\partial I_{\text{H}}} \approx \frac{K_{\text{и}} K_{12}}{2K_{\text{д}} K_{\text{у}} f C_{\text{и}}} , \quad (86)$$

где  $K_{12} = w_2/w_1$ .

Поскольку входной ток  $I_{\text{вх}}$  является функцией тока нагрузки  $I_{\text{H}}$ , то (85) определяет внешнюю характеристику ППН в случае, когда система управления работает в соответствии с (82).

### 19. СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ ППН

Некоторые частные вопросы построения узлов систем управления и схемные решения, представляющие интерес, в основном, для узкой группы схем ППН, были рассмотрены в предыдущих параграфах при описании реализованных на практике схем ППН, там, где их рассмотрение позволяло более полно представить особенности практических схем ППН. Были описаны блок управления ТК (см. рис. 19), системы управления ОВ (см. рис. 26) и ППН с широтным регулированием (§ 18).

На примере ИРН рассмотрим формирователь управляемых импульсов, представляющий интерес для схем ППН, использующих современные силовые транзисторы, и схему управления последовательно включенными транзисторами.

Формирователь импульсов управления принадлежит к числу важнейших узлов ППН и оказывает существенное влияние на его энергетические показатели и надежность работы [56]. Формирователь импульсов на транзисторе  $VT2$  (рис. 45) обеспечивает изменение отпирающего тока базы силового транзистора  $VT1$  пропорционально току коллектора [15]. В исходном состоянии транзистор  $VT2$  открыт, а силовой транзистор  $VT1$  закрыт, в обмотке  $w_1$  нарастает ток намагничивания  $i_{\mu}$  трансформатора, ограниченный резистором.

При выключении  $VT2$  ток  $i_{\mu}$  переключается во вторичную обмотку  $w_2$  и начинается формирование отпирающего тока базы транзистора

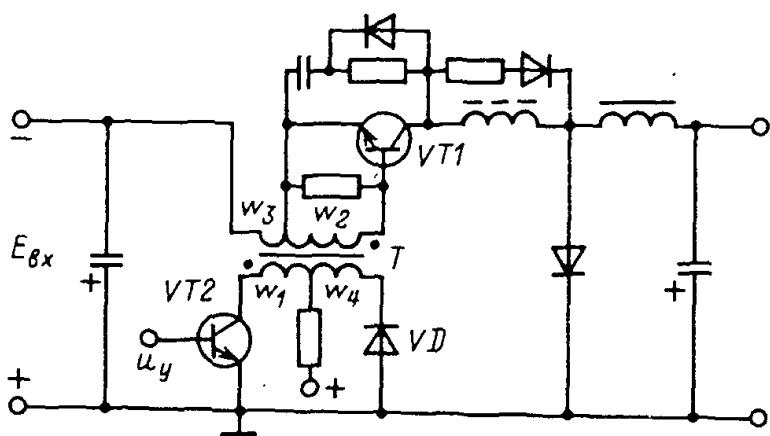


Рис. 45. Схема ИРН с формирователем управляемых импульсов

$VT1$ .  $i_b = (i_\mu w_1 + i_k w_3)/w_2$ , где  $i_k$  – ток коллектора транзистора  $VT1$ . До появления тока коллектора силового транзистора  $i_k$  отпирающий ток базы быстро нарастает до значения, определяемого начальным значением тока намагничивания  $i_{\mu 0}$ , затем в базе появляется составляющая тока, пропорциональная току коллектора  $i_k$ , а ток  $i_\mu$  постепенно убывает.

При включении транзистора  $VT2$  формируется запирающий ток базы силового транзистора. Поскольку напряжение между базой и эмиттером транзистора  $VT1$ , прикладываемое к обмотке  $w_2$ , в процессе запирания сохраняет прежнюю полярность и значение  $u_{b2} \approx 1$  В, то напряжение на обмотках  $w_1$ ,  $w_4$  имеет полярность, отпирающую диод  $VD$ . Запирающий ток базы

$$-i_b = [i_{k2}(w_1 + w_4) + i_\mu w_1 - i_k w_3]/w_2,$$

где ток  $i_{k2}$  транзистора  $VT2$  нарастает до достаточно большого значения  $i_{k2} = [u_{b2}(w_1 + w_4)/w_2 - u_{K2} - u_{VD}]/r$  ввиду малости сопротивления  $r$  обмоток  $w_1 + w_4$  и  $w_2$  напряжений  $u_{K2}$ ,  $u_{VD}$  на открытых транзисторе  $VT2$  и диоде  $VD$ , а также выполнения условия  $(w_1 + w_4)/w_2 \gg 1$ . Ток  $i_\mu$  продолжает уменьшаться.

Для увеличения запирающего тока в цепь базы силового транзистора вводится один или несколько диодов, зашунтированных конденсатором, как показано на рис. 8. Тогда в выражение для  $i_{k2}$  вместо  $u_{b2}$  входит  $u_{b2} + nU_{pr,d}$ , где  $U_{pr,d}$  – прямое падение напряжения на диоде,  $n$  – число последовательно включенных диодов.

После выключения силового транзистора напряжение на обмотках трансформатора меняет полярность, диод  $VD$  запирается, снова начинается рост тока намагничивания  $i_\mu$ .

Схема формирователя на рис. 45, несмотря на простоту, обеспечивает быстрое включение и выключение силового транзистора.

Схема управления ИРН мощностью 2 кВт с последовательным соединением транзисторов (рис. 46) содержит: формирователи управляющих импульсов, построенные на транзисторах  $VT1-VT3$  по рассмотренной схеме; согласующие усилители на элементах  $D1-D3$  с открытым коллекторным выходом; два узла задержки (элементы  $D5$ ,  $D6$ ,  $C1$  и  $D7$ ,  $D8$ ,  $C2$ ) и элемент  $D9$ , предназначенный для ограничения длительности импульсов сверху на уровне  $t_{imax}$ .

Прямоугольные импульсы положительной полярности регулируемой длительности с выхода широтно-импульсного модулятора (ШИМ) поступают на вход 1 элемента  $D9$ , на вход 2 которого подается последовательность положительных импульсов постоянной длительности  $t_{imax}$ . В момент начала импульса на входе 1 элемент  $D9$  переключается в состояние 0, поскольку в этот же момент подается импульс на вход 2. Это вызывает переключение в состояние 1 элементов  $D4$ ,  $D6$ ,  $D8$  и выключение транзисторов  $VT1-VT3$ , в результате чего на вы-

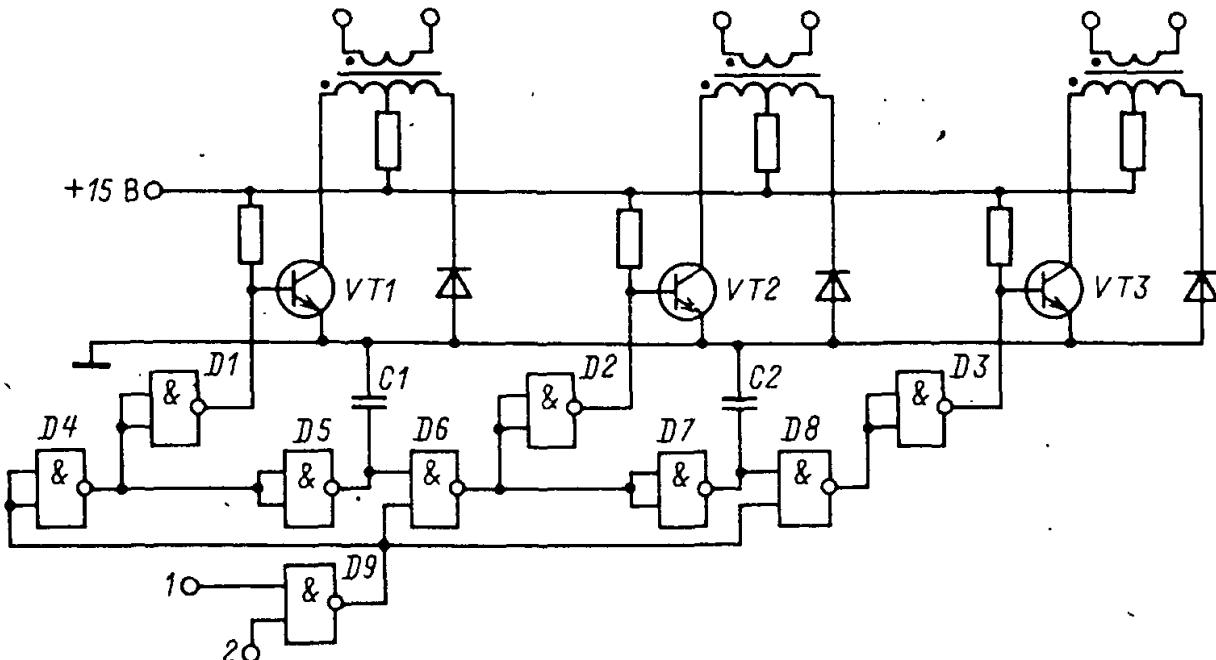


Рис. 46. Схема управления ИРН с последовательным соединением транзисторов

ходе формирователей одновременно появляются импульсы включения для силовых транзисторов ИРН.

В момент окончания импульса на входе 1 элемент  $D_9$  переключается в состояние 1, элемент  $D_4$  – в состояние 0, элемент  $D_5$  – в состояние 1, транзистор  $VT_1$  включается, вызывая появление импульса выключения на выходе первого формирователя. Конденсатор  $C_1$  начинает заряжаться через элемент  $D_5$ . За время  $t_{3d}$  напряжение на конденсаторе  $C_1$  достигнет порогового значения, при котором элемент  $D_6$  переключается в состояние 0, на выходе второго формирователя появляется импульс выключения. Элемент  $D_7$  переключается в состояние 1, начинает заряжаться конденсатор  $C_2$  и через время  $t_{3d}$  появляется импульс выключения на выходе третьего формирователя.

## Глава пятая

### ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

#### 20. ВЫВОД УРАВНЕНИЙ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ НА ЭЛЕМЕНТАХ СИЛОВОЙ ЧАСТИ ППН

Выход выражений для мгновенных значений токов и напряжений, которые будут использоваться при дальнейшем анализе, проведем при допущениях, отличающихся от принятых в § 2 только учетом пульсаций напряжения на конденсаторе выходного фильтра. Допущение об идеальной сглаженности выходного напряжения было приемлемо при анализе статических характеристик, но может привести к неправиль-

ным выводам о динамических свойствах ППН. В частности, учет пульсаций необходим в высокоточных системах стабилизации выходного напряжения ППН. Будем пренебрегать влиянием относительно слаботочной цепи ТК на формирование импульсов тока в резонансном контуре. Тогда на интервале  $t_1$  формирования импульса тока справедливы эквивалентная схема на рис. 4, а и дифференциальные уравнения:

$$\left. \begin{array}{l} L \frac{di_C}{dt} + ri_C + u_C + u'_H = E_{\text{вх}}; \\ C_K \frac{du_C}{dt} = i_C; \\ C'_\Phi \frac{du'_H}{dt} = i_C - \frac{C'_\Phi}{T_\Phi} u'_H, \end{array} \right\} \quad (87)$$

где  $T_\Phi = R_H C_\Phi$ .

Характеристическое уравнение системы (87)

$$p^3 + \left( \frac{r}{L} + \frac{1}{T_\Phi} \right) p^2 + \left( \frac{1 + \kappa_2}{LC_K} + \frac{r}{L} \frac{1}{T_\Phi} \right) p + \frac{1}{LC_K T_\Phi} = 0, \quad (88)$$

где  $\kappa_2 = C_K / C'_\Phi$ . В реальных схемах ППН уравнение (88) имеет отрицательный вещественный корень  $p_1$  и два комплексно-сопряженных корня  $p_{2,3} = \delta \pm j\omega_0$ . Приравнивая коэффициенты при одинаковых степенях  $p$  уравнений (88) и  $(p-p_1)(p-p_2)(p-p_3) = 0$ , получим выражения:

$$\left. \begin{array}{l} p_1 + 2\delta = -(r/L + 1/T_\Phi), \\ \omega_0^2 + \delta^2 + 2p_1\delta = (1 + \kappa_2)/(LC_K) + r/(L T_\Phi), \\ p_1(\omega_0^2 + \delta^2) = -1/(LC_K T_\Phi), \end{array} \right\} \quad (89)$$

которые используются при преобразовании последующих соотношений.

Решение системы (87):

$$i_C = A_1 e^{p_1 t} + e^{\delta t} (A_2 \sin \omega_0 t + A_3 \cos \omega_0 t), \quad (90)$$

$$u_C = E_{\text{вх}} + F_1 e^{p_1 t} + e^{\delta t} (F_2 \sin \omega_0 t + F_3 \cos \omega_0 t), \quad (91)$$

$$u'_H = G_1 e^{p_1 t} + e^{\delta t} (G_2 \sin \omega_0 t + G_3 \cos \omega_0 t), \quad (92)$$

где

$$A_1 = \frac{u'_H 0 / T_\Phi - (r/L + 2\delta)(E_{\text{вх}} - u_C 0 - u'_H 0 + p_1 L i_C 0)}{L [\omega_0^2 + (p_1 - \delta)^2]},$$

$$A_2 = \frac{E_{\text{BX}} - u_{C0} - u'_{H0}}{\omega_0 L} - \frac{1}{\omega_0} \left( \delta + \frac{r}{L} \right) i_{C0} - \frac{p_1 - \delta}{\omega_0} A_1;$$

$$A_3 = i_{C0} - A_1; \quad F_1 = A_1 / (p_1 C_K);$$

$$F_2 = \frac{\delta}{\omega_0} (E_{\text{BX}} - u_{C0}) + \frac{i_{C0}}{\omega_0 C_K} - \frac{p_1 - \delta}{p_1 \omega_0 C_K} A_1;$$

$$F_3 = u_{C0} - E_{\text{BX}} - A_1 / (p_1 C_K);$$

$$G_1 = \frac{E_{\text{BX}} - u_{C0} + p_1 L i_{C0} + [1/\kappa_2 - p_1 L C'_\Phi (2\delta + 1/T_\Phi)] u'_{H0}}{L C'_\Phi [\omega_0^2 + (p_1 - \delta)^2]};$$

$$G_2 = \frac{i_{C0}}{\omega_0 C'_\Phi} - \frac{1}{\omega_0} \left( \delta + \frac{1}{T_\Phi} \right) u'_{H0} - \frac{p_1 - \delta}{\omega_0} G_1; \quad G_3 = u'_{H0} - G_1;$$

$i_{C0}$ ,  $u_{C0}$ ,  $u'_{H0}$  – начальные значения тока в конденсаторе  $C_{K1}$ , напряжения на конденсаторе  $C_{K1}$  и приведенного к первичной обмотке трансформатора напряжения на нагрузке.

Решение (90) – (92) системы (87) запишем в виде

$$\mathbf{X}(t) = \Phi(t) \mathbf{X}_0 + \mathbf{B}(t) E_{\text{BX}}, \quad (93)$$

где через  $\mathbf{X}(t)$ ,  $\mathbf{X}_0$ ,  $\mathbf{B}(t)$  обозначены векторы:

$$\mathbf{X}(t) = \begin{vmatrix} i_C(t) \\ u_C(t) \\ u'_H(t) \end{vmatrix}, \quad \mathbf{X}_0 = \begin{vmatrix} i_{C0} \\ u_{C0} \\ u'_{H0} \end{vmatrix}, \quad \mathbf{B}(t) = \begin{vmatrix} B_1(t) \\ B_2(t) \\ B_3(t) \end{vmatrix};$$

$\Phi(t)$  – фундаментальная матрица системы (87)

$$\Phi(t) = \begin{vmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) & \Phi_{13}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) & \Phi_{23}(t) \\ \Phi_{31}(t) & \Phi_{32}(t) & \Phi_{33}(t) \end{vmatrix}.$$

Из (90) – (92) с учетом (89) находим элементы фундаментальной (переходной) матрицы:

$$\Phi_{11}(t) = p_1 \left( p_1 + \frac{1}{T_\Phi} \right) \psi(t) +$$

$$+ e^{\delta t} \left[ \cos \omega_0 t - \frac{1}{\omega_0} \left( \frac{r}{L} + \delta \right) \sin \omega_0 t \right];$$

$$\begin{aligned}
\Phi_{12}(t) &= -\frac{1}{L} \left( p_1 + \frac{1}{T_\Phi} \right) \psi(t) - \frac{1}{\omega_0 L} e^{\delta t} \sin \omega_0 t; \\
\Phi_{13}(t) &= -\frac{p_1}{L} \psi(t) - \frac{1}{\omega_0 L} e^{\delta t} \sin \omega_0 t; \\
\Phi_{21}(t) &= \frac{1}{C_K} \left( p_1 + \frac{1}{T_\Phi} \right) \psi(t) + \frac{1}{\omega_0 C_K} e^{\delta t} \sin \omega_0 t; \\
\Phi_{22}(t) &= \left( \omega_0^2 + \delta^2 - \frac{1}{L C_K} \right) \psi(t) + e^{\delta t} (\cos \omega_0 t - \\
&\quad - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t); \quad \Phi_{23}(t) = -\frac{\psi(t)}{L C_K}; \\
\Phi_{31}(t) &= \frac{p_1}{C'_\Phi} \psi(t) + \frac{1}{\omega_0 C'_\Phi} e^{\delta t} \sin \omega_0 t; \\
\Phi_{32}(t) &= -\frac{\psi(t)}{L C'_\Phi}; \quad \Phi_{33}(t) = \left[ \frac{1}{L C_K} - p_1 \left( 2\delta + \frac{1}{T_\Phi} \right) \right] \times \\
&\quad \times \psi(t) + e^{\delta t} \left[ \cos \omega_0 t - \frac{1}{\omega_0} \left( \delta + \frac{1}{T_\Phi} \right) \sin \omega_0 t \right],
\end{aligned} \tag{94}$$

где

$$\psi(t) = \frac{e^{p_1 t} - \frac{p_1 - \delta}{\omega_0} e^{\delta t} \sin \omega_0 t - e^{\delta t} \cos \omega_0 t}{\omega_0^2 + (p_1 - \delta)^2}. \tag{95}$$

Составляющие вектора  $\mathbf{B}(t)$ :

$$B_1(t) = -\Phi_{12}(t); \quad B_2(t) = 1 - \Phi_{22}(t); \quad B_3(t) = -\Phi_{32}(t).$$

Решение (93) пригодно при различных начальных условиях, оно может быть использовано как в режиме с паузой между импульсами тока, так и без паузы (последний режим реализуется в ППН с последовательным резонансным инвертором, выполненным на транзисторах) при анализе ППН с широтным регулированием и т.д.

В реальных схемах ППН для уменьшения коэффициента пульсаций выходного напряжения  $\Delta u_{C_\Phi}/U_h$  постоянная времени  $T_\Phi$  должна быть намного больше  $\sqrt{LC_K}$ . Действительно, из (21) с учетом (8) находим  $\kappa_1 = \sqrt{LC_K}/T_\Phi = \gamma_T (\Delta u_{C_\Phi}/U_h)/H$ , например, для  $\gamma_T = 0,8$ ,  $\Delta u_{C_\Phi}/U_h = 0,05$  из рис. 6  $H = 1,04$  и  $1/\kappa_1 = 26$ . В связи с высоким КПД реальных ППН постоянная времени  $L/r$  также оказывается намного больше

$\sqrt{LC_K} : L / (r\sqrt{LC_K}) = Q$ . Тогда из (89) получаем приближенные (но дающие на практике небольшую погрешность формулы:

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= \sqrt{(1 + \kappa_2)/LC_K - \delta^2}; \\ p_1 &= -\frac{1}{(1 + \kappa_2)T_\Phi}; \quad \delta = -\frac{1}{2} \left[ \frac{r}{L} + \frac{\kappa_2}{(1 + \kappa_2)T_\Phi} \right] \end{aligned} \right\} \quad (96)$$

В полученной формуле для собственной частоты контура  $\omega_0$  в отличие от (7) учитывается влияние емкости  $C_\Phi$ . Для ППН с высокой добротностью  $Q$  можно пренебречь также  $\delta^2$  в выражении для  $\omega_0$ .

Используя решение (93) системы (87), найдем разностные уравнения нерегулируемого ППН с последовательным резонансным инвертором. Покажем, что эти уравнения линейны при реальных значениях параметров.

Для  $n$ -го интервала открытого состояния тиристоров  $t_{in}$ , начинающегося в момент времени  $t = nT_\Pi$ , согласно (93) имеем

$$X(t) = \Phi(t - nT_\Pi)X(nT_\Pi) + E_{bx}B(t - nT_\Pi), \quad (97)$$

причём  $i_C(nT_\Pi) = 0$ , через  $-U_m(n)$ ,  $u'_h(n)$  обозначим значения напряжений  $u_C$ ,  $u'_h$  в момент  $t = nT_\Pi$ . В момент  $t = nT_\Pi + t_{in}$  конденсатор  $C_{k1}$  перезаряжается до напряжения  $U_m(n+1)$ , а ток  $i_C$  переходит через нуль. В следующем интервале бестоковой паузы напряжение на конденсаторе  $C_{k1}$  не изменяется, а напряжение на конденсаторе фильтра уменьшается от  $d_n^{-1}u'_h(n+1)$  до  $u'_h(n+1)$ , где  $d_n = \exp[-(T_\Pi - t_{in})/T_\Phi]$ . Учитывая сказанное, получаем уравнение для определения длительности импульса тока

$$\Phi_{12}(t_{in})[E_{bx} + U_m(n)] - \Phi_{13}(t_{in})u'_h(n) = 0 \quad (98)$$

и разностные уравнения

$$\begin{aligned} U_m(n+1) &= -\Phi_{22}(t_{in})[E_{bx} + U_m(n)] + \\ &+ \Phi_{23}(t_{in})u'_h(n) + E_{bx}, \end{aligned} \quad (99)$$

$$\begin{aligned} u'_h(n+1) &= d_n[-\Phi_{32}(t_{in})U_m(n) + \\ &+ \Phi_{33}(t_{in})u'_h(n) - E_{bx}\Phi_{32}(t_{in})]. \end{aligned} \quad (100)$$

Имея значения переменных в начале  $n$ -го полупериода  $U_m(n)$ ,  $u'_h(n)$ , из (98) можно найти длительность импульса тока в  $n$ -м полупериоде  $t_{in}$ , а из (99), (100) – напряжения в начале  $n+1$ -го полупериода  $U_m(n+1)$ ,  $u'_h(n+1)$  и рассчитать таким образом переходный процесс в ППН.

Рис. 47. Расчетные зависимости для определения длительности импульса тока  $t_{ii}$

Уравнение (98) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} u_* &= u'_H(n) / [E_{\text{вх}} + \\ &+ U_m(n) - u'_H(n)] = \\ &= -T_\Phi \left( p_1 + \frac{1}{T_\Phi} \right) - \frac{T_\Phi}{\omega_0} e^{\delta t_{ii} n} \sin \omega_0 t_{ii} n / \psi(t_{ii} n). \end{aligned} \quad (101)$$

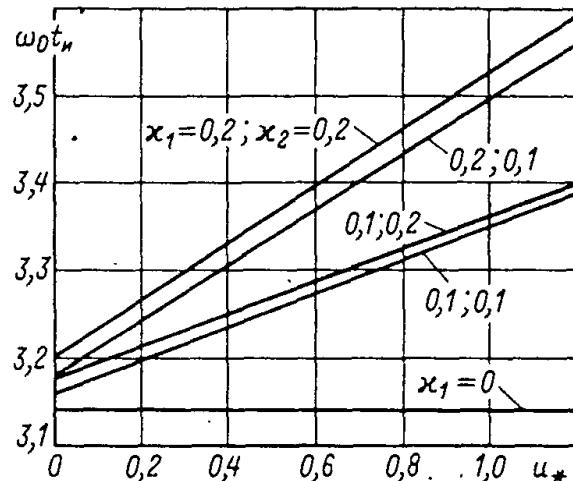
Задаваясь значениями  $\omega_0 t_{ii} n$  и определяя по (101) соответствующие значения  $u_*$ , строим зависимости, представленные на рис. 47. В реальных ППН  $u_* \leq 1,5$  и выполняется условие  $\kappa_1 \leq 0,1$ , поэтому в большинстве случаев можно считать длительность импульсов тока в переходном процессе постоянной:  $t_{ii} = \text{const}$ . Тогда разностные уравнения (99), (100) линейны.

## 21. АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В НЕРЕГУЛИРУЕМОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ МЕТОДОМ $z$ -ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Цель анализа — определение экстремальных значений напряжений на коммутирующем конденсаторе и нагрузке, получение границ областей нормального пуска ППН.

Переходные процессы в ППН с последовательным резонансным инвертором рассматривались в [9, 57, 58]. Полученные в § 20 формулы для элементов переходной матрицы  $\Phi(t)$  системы (87) и рекуррентные соотношения (99), (100) позволяют с использованием ЭВМ просто рассчитывать переходные процессы в ППН без использования приближенной линейной импульсной модели [57]. При этом время расчета переходного процесса на ЭВМ существенно меньше, чем в случае применения алгоритмов, основанных на решении уравнений (87) численными методами.

Соотношения (90) — (93) и все последующие формулы справедливы только при постоянном входном напряжении  $E_{\text{вх}}$ . Однако эти формулы можно использовать и для анализа переходных процессов при изменяющемся входном напряжении, если изменение ЭДС  $E_{\text{вх}}$  за время  $t_{ii}$  мало. При этом реальный закон изменения входного напряжения можно заменить ступенчатой функцией, которая на интервале  $t_{ii}$  не изменяется. Подвергнув (99), (100)  $z$ -преобразованию [59] при



$t_{и n} = t_{и} = \text{const}$  и нулевых начальных условиях  $U_m(0) = u'_H(0) = 0$ , получим:

$$\left. \begin{aligned} U_m(z) &= \frac{b_0 z + b_1}{z^2 + a_1 z + a_2} E_{\text{вх}}(z); \\ U'_H(z) &= \frac{b_2(z+1)}{z^2 + a_1 z + a_2} E_{\text{вх}}(z), \end{aligned} \right\} \quad (102)$$

где

$$\begin{aligned} b_0 &= 1 - \Phi_{22}(t_{и}); \\ b_1 &= -d_n \left\{ [1 - \Phi_{22}(t_{и})] \Phi_{33}(t_{и}) + \Phi_{23}(t_{и}) \Phi_{32}(t_{и}) \right\}; \\ b_2 &= -d_n \Phi_{32}(t_{и}); \\ a_1 &= \Phi_{22}(t_{и}) - d_n \Phi_{33}(t_{и}); \\ a_2 &= d_n [\Phi_{23}(t_{и}) \Phi_{32}(t_{и}) - \Phi_{22}(t_{и}) \Phi_{33}(t_{и})]. \end{aligned}$$

Установившиеся значения переменных  $U_{my}$ ,  $u'_{H0y}$  при постоянном входном напряжении получаются либо непосредственно из уравнений (99), (100), с учетом равенств  $U_m(n+1) = U_m(n) = U_{my}$ ,  $u'_H(n+1) = u'_{H0y}$ , либо из выражений (102) по теореме о конечном значении решетчатой функции [59]:

$$\left. \begin{aligned} U_{my} &= \frac{(b_0 + b_1) E_{\text{вх}}}{1 + a_1 + a_2}; \\ u'_{H0y} &= \frac{2b_2 E_{\text{вх}}}{1 + a_1 + a_2}. \end{aligned} \right\} \quad (103)$$

Характер переходного процесса в ППН определяется корнями характеристического уравнения

$$z^2 + a_1 z + a_2 = 0,$$

которые, как показывает анализ, оказываются комплексными:

$$z_{1,2} = -\frac{a_1}{2} \pm j \sqrt{a_2 - \frac{a_1^2}{4}}.$$

Рассмотрим процесс пуска ППН, когда при заданной входной ЭДС  $E_{\text{вх}}$  начинается подача управляющих импульсов на тиристоры. Подставляя в (102)  $E_{\text{вх}}(z) = E_{\text{вх}}z/(z-1)$  и переходя к оригиналам, получаем:

$$\begin{aligned} U_m(n) &= U_{my} + e^{-\beta n T_{\pi}} (A_1 E_{\text{вх}} \sin \Omega_0 n T_{\pi} - \\ &- U_{my} \cos \Omega_0 n T_{\pi}); \end{aligned} \quad (104)$$

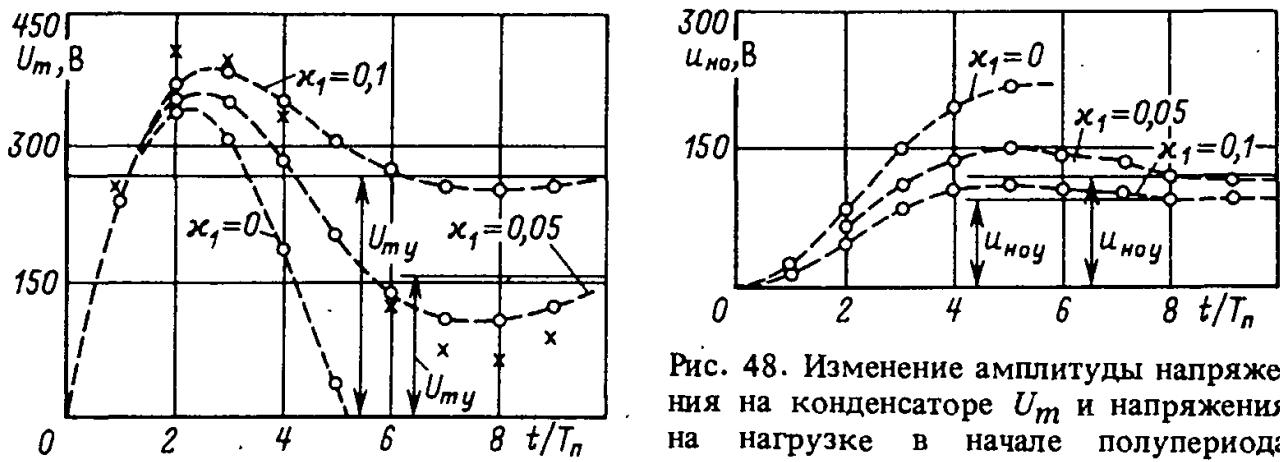


Рис. 48. Изменение амплитуды напряжения на конденсаторе  $U_m$  и напряжения на нагрузке в начале полупериода

$u_{no}$  при пуске при  $E_{bx} = 150$  В,  $f = 5$  кГц,  $\kappa_2 = 0,1$ ,  $T_{\pi*} = 4,5$ ; расчетные огибающие (—), экспериментальные точки (xx)

$$u'_H(n) = u'_{H0y} [1 - e^{-\beta n T_\pi} (A_2 \sin \Omega_0 n T_\pi + \cos \Omega_0 n T_\pi)], \quad (105)$$

где

$$A_1 = \frac{b_0(a_2 + a_1/2) - b_1(1 + a_1/2)}{(a_1 + a_2 + 1) \sqrt{a_2 - a_1^2/4}}; \quad A_2 = \frac{1 - a_2}{2\sqrt{a_2 - a_1^2/4}};$$

$$\beta = -\frac{\ln a_2}{2 T_\pi}; \quad \Omega_0 = \frac{1}{T_\pi} \arccos \left( -\frac{a_1}{2\sqrt{a_2}} \right). \quad (106)$$

Дискретные значения функций, найденные из (104), (105), принадлежат напрерывным огибающим (штриховые линии на рис. 48), уравнения которых получаются при подстановке  $t$  вместо  $nT_\pi$ . Дифференцируя эти уравнения по  $t$ , находим максимальные и минимальные значения огибающих:

$$U_{m max} = U_{my} + e^{-\beta t_1} \sqrt{\frac{(A_1 E_{bx})^2 + U_{my}^2}{1 + (\beta/\Omega_0)^2}}; \quad (107)$$

$$U_{m min} = U_{my} - e^{-\beta t_2} \sqrt{\frac{(A_1 E_{bx})^2 + U_{my}^2}{1 + (\beta/\Omega_0)^2}}; \quad (108)$$

$$u'_{H0 max} = u'_{H0y} \left[ 1 + e^{-\beta t_3} \sqrt{\frac{1 + A_2^2}{1 + (\beta/\Omega_0)^2}} \right], \quad (109)$$

где  $t_1$ ,  $t_3$  — моменты достижения максимальных значений  $U_{m max}$ ,  $u'_{H0 max}$ ;  $t_2$  — момент достижения минимального значения  $U_{m min}$ .

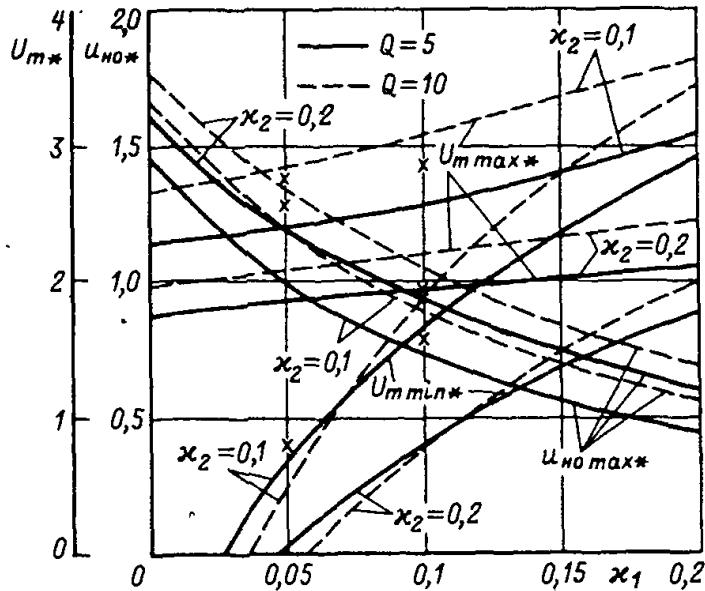


Рис. 49. Расчетные зависимости для определения экстремальных значений огибающих дискретных переменных при пуске ППН для  $T_{\text{п*}} = 5$ ,  $Q = 5$  (—),  $Q = 10$  (---); экспериментальные точки для  $Q = 8$  (xx)

Эти моменты определяются из равенств:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \Omega_0 t_1 &= - \frac{A_1 E_{\text{вх}} \Omega_0 + U_{m y} \beta}{-A_1 E_{\text{вх}} \beta + U_{m y} \Omega_0}; \quad \Omega_0 t_2 = \Omega_0 t_1 + \pi; \\ \operatorname{tg} \Omega_0 t_3 &= \frac{A_2 \Omega_0 - \beta}{A_2 \beta - \Omega_0}. \end{aligned}$$

Действительные экстремальные значения величин  $U_m(n)$  и  $u'_n(n)$  достигаются при целочисленных значениях отношения  $t/T_{\text{п}}$ , но на практике незначительно отличаются от значений, получаемых из (107) – (109). На рис. 49 представлены расчетные зависимости, построенные по (107) – (109) при  $t_i = \text{const}$ . С увеличением параметра  $\kappa_1 = \sqrt{LC_k}/T_{\Phi}$  или  $T_{\text{п*}} = T_{\text{п}}/\sqrt{LC_k}$  отклонения переменных  $U_m(n)$  и  $u'_n(n)$  от установившихся значений уменьшаются.

Величины  $U_{m \text{ max}}$  и  $u_{n0 \text{ max}}$  определяют возможные перенапряжения на элементах ППН. Если  $U_{m \text{ min}}$  окажется меньше некоторого предельного значения, то пуск ППН становится невозможным вследствие сильного уменьшения обратного напряжения на выключаемых тиристорах и длительности паузы [согласно (98) уменьшение  $U_m$  вызывает увеличение  $t_i$ , а следовательно, уменьшение паузы]. Предельные значения  $U_{m \text{ min}}$  на практике достигаются при  $\kappa_1 < 0,04 \div 0,05$ .

В результате анализа на ЭВМ переходных процессов по (98) – (100) получены границы областей нормального пуска ППН (рис. 50). Рабочие области располагаются со стороны штриховки. Пуск считается успешным (без срыва коммутации тиристоров), если огибающая значений  $U_m$  (см. рис. 48) не пересекает ось абсцисс. Из рис. 50 следует, что для улучшения условий пуска необходимо, хотя бы на время пуска, увеличить  $\kappa_1$  и  $T_{\text{п*}}$  или уменьшить  $\kappa_2$ . Наиболее просто обеспечивают-

Рис. 50. Расчетные границы областей нормального пуска при  $Q = 5$  (—) и  $Q = 10$  (---)

ся нормальные условия пуска уменьшением частоты  $f$  на время пуска. Возможно также увеличение  $\kappa_1$  подключением дополнительной нагрузки к выходу ППН на время пуска.

Определяя по (97) мгновенные значения напряжения  $u'_H$  в интервале  $t_{in}$ , с учетом (89), (94) находим

$$\int_{nT_\Pi}^{(n+1)T_\Pi} u'_H dt = T_\Phi \left\{ [U_m(n+1) + U_m(n)] \kappa_2 + \right. \\ \left. + [U_m(n) + E_{bx}] \Phi_{32}(t_{in}) + u'_H(n) [1 - \Phi_{33}(t_{in})] \right\};$$

$$\int_{nT_\Pi + t_{in}}^{(n+1)T_\Pi} u'_H dt = T_\Phi u'_H (nT_\Pi + t_{in}) (1 - d_n)$$

и среднее значение напряжения для  $n$ -го полупериода

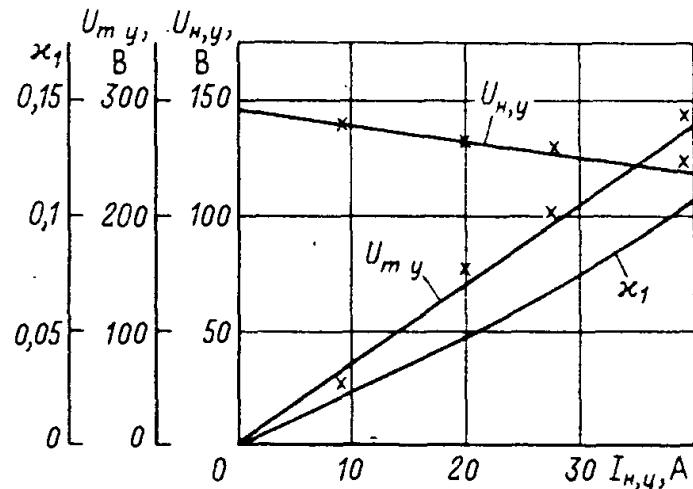
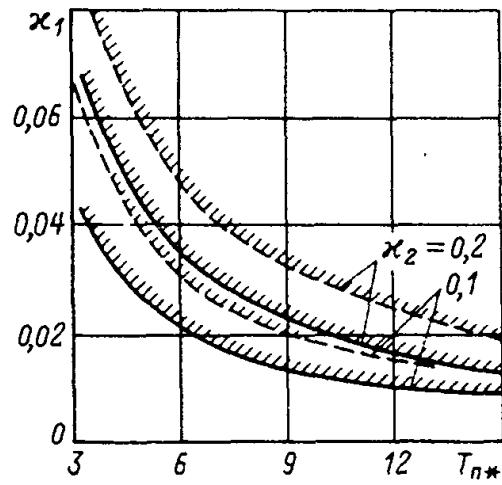
$$U'_H(n) = (T_\Phi / T_\Pi) \left\{ \kappa_2 [U_m(n+1) + U_m(n)] + \right. \\ \left. + u'_H(n) - u'_H(n+1) \right\}. \quad (110)$$

В установившемся режиме  $U_m(n+1) = U_m(n) = U_{m,y}$ ,  $u'_H(n+1) = u'_H(n)$ , и получаем расчетное соотношение

$$U'_{H,y} = 2\kappa_2 T_\Phi U_{m,y} / T_\Pi, \quad (111)$$

из которого с учетом равенства  $U_{H,y} = R_H I_H$  следует (12).

Рис. 51. Статические характеристики ППН при  $E_{bx} = 150$  В,  $k_{12} = 1$ ,  $\kappa_2 = 0,1$ ,  $f = 5$  кГц; расчетные кривые (—), экспериментальные точки (хх)



Задаваясь значениями  $\kappa_1$  и определяя по (103) и (111) соответственно значения  $U_{m,y}$  и  $U'_{h,y}$ , а затем  $I'_h = \kappa_1 C'_\Phi U_{h,y} / \sqrt{LC_k}$ , строим зависимости представленные на рис. 51. Сравнивая их с зависимостями, получаемыми из (11), (12), убеждаемся, что неучет пульсаций выходного напряжения не вносит большой погрешности в расчет статических характеристик для разомкнутой системы.

Экспериментальная проверка результатов анализа проводилась на установке мощностью около 8 кВт, собранной по схеме рис. 14, *a* на тиристорах типа ТЧ100, зашунтированных  $RC$ -цепями. Выходной выпрямитель собран на диодах типа ВЧ160. Трансформатор изготовлен на двух кольцевых магнитопроводах с размерами  $150 \times 100 \times 28$  мм, помещенных в общий контейнер; материал — лента толщиной 0,02 мм из пермаллоя З4НКМП;  $w_1 = w_2 = 21$ ,  $w_3 = 7$ . Коммутатор выполнен на транзисторах типа КТ908А и диодах КД212 А. Суммарная индуктивность резонансного контура  $L = 70$  мкГн ( $L_k = 64$  мкГн,  $L_{s1} + L'_{s2} = 6$  мкГн). Значения емкостей  $C_k = 7,15$  мкФ,  $C_\Phi = 71,5$  мкФ (использовались конденсаторы типа К75-10). Добротность резонансного контура  $Q \approx 8$ .

Входное напряжение ППН было выбрано сравнительно низким ( $E_{вх} = 150$  В) для того, чтобы при заданных значениях  $\kappa_2 = 0,1$  и допустимого тока нагрузки  $I_{h,\text{доп}}$  иметь возможность установки меньшего сопротивления нагрузки  $R_h$  и соответственно большего значения  $\kappa_1$  (с ростом  $\kappa_1$  погрешность расчетов возрастает). В реальных ППН с уменьшением номинального значения  $R_h$  увеличивается емкость фильтра  $C_\Phi$  и с изменением мощности ППН  $\kappa_1$  изменяется мало.

Экспериментальная проверка показала, что у реального ППН область нормального пуска несколько меньше расчетной. Это объясняется тем, что нормальная работа ППН прекращается не при  $U_m = 0$ , как принято при расчете границ указанных областей, а уже при некотором значении  $U_m > 0$ , когда обратное напряжение на выключаемом тиристоре становится недостаточным для окончания процесса восстановления управляющих свойств до начала следующего полупериода.

При снятии экспериментальных осцилограмм (рис. 52) ко входным зажимам ППН была подключена батарея электролитических конденсаторов емкостью 6500 мкФ. Из осцилограмм видно, что длительность импульсов тока в процессе пуска изменяется незначительно.

Соответствующие условиям эксперимента расчетные параметры, входящие в (104), (105), равны:

$\kappa_1$	$a_1$	$a_2$	$A_1$	$A_2$	$\Omega_0 T_p$	$\beta T_p$
0,05	-1,34	0,668	2,83	0,353	0,613	0,202
0,1	-1,21	0,540	2,28	0,548	0,608	0,308

Длительность импульса тока при расчетах принята равной  $t_i = \pi/\omega_0$ . По (107) — (109) получаем для  $\kappa_1 = 0,05$ :  $U_{m\max} = 394$  В;  $t_1/T_p = 2,6$ ;  $U_{m\min} = 60$  В;  $t_2/T_p = 7,74$ ;  $u_{h0\max} = 172$  В;  $t_3/T_p = 5,16$ , для 82

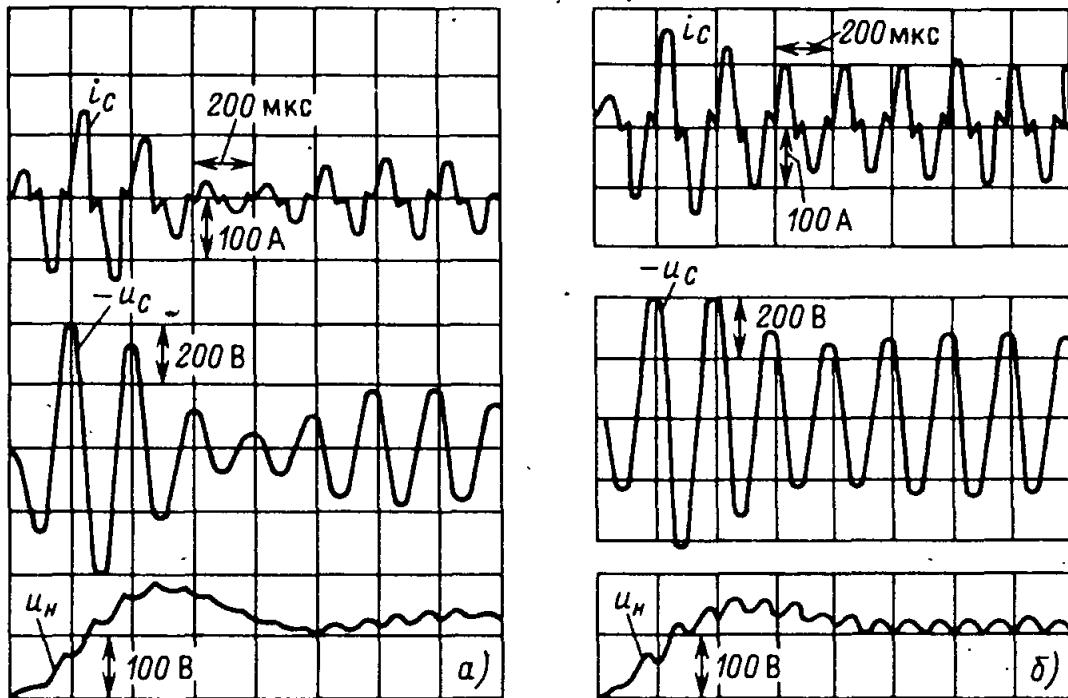


Рис. 52. Осциллографмы пуска ППН при  $E_{\text{вх}} = 150 \text{ В}$ ,  $\kappa_2 = 0,1$ ,  $T_{\text{п*}} = 4,5$ ,  $f = 5 \text{ кГц}$ :  
 а –  $\kappa_1 = 0,05$  ( $R_H = 6,24 \Omega$ ); б –  $\kappa_1 = 0,1$  ( $R_H = 3,13 \Omega$ )

$\kappa_1 = 0,1$ :  $U_{m\max} = 419 \text{ В}$ ;  $t_1/T_{\text{п}} = 2,92$ ;  $U_{m\min} = 233 \text{ В}$ ;  $t_2/T_{\text{п}} = 8,08$ ;  
 $u_{\text{н0max}} = 132 \text{ В}$ ;  $t_3/T_{\text{п}} = 5,22$ . Из эксперимента (см. рис. 52) получаем значения, близкие к расчетным.

При ступенчатой форме входного напряжения мгновенное значение напряжения  $u_C$  не может превысить по модулю  $U_{m\max}$ . Значение  $u_{\text{н0max}}$  оказывается меньше максимального напряжения на нагрузке  $U_{\text{нmax}}$  (см. рис. 52), поскольку значению  $u_{\text{н0max}}$  предшествует пауза, в течение которой напряжение  $u_H$  всегда убывает.

## 22. РАСЧЕТНЫЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ НЕРЕГУЛИРУЕМОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ

Рассмотрим расчетные модели, пригодные для анализа влияния на ППН основных возмущений (изменений входного напряжения и тока нагрузки), а также представляющие ППН в виде совокупности направленных динамических звеньев.

В § 20 уже была получена одна из расчетных моделей ППН – разностные уравнения (99), (100), позволяющие рассчитать дискретные равноотстоящие значения напряжений  $U_m(n)$ ,  $u'_H(n)$ , как при постоянном, так и переменном входном напряжении. Метод разностных уравнений имеет определенные преимущества при анализе данных ППН. В частности, прерывистость тока в рассматриваемом ППН приводит к

снижению порядка системы разностных уравнений. В связи с незначительным изменением длительности  $t_{\text{и}}$  импульсов тока в широком диапазоне изменения токов и напряжений ППН система описывается двумя линейными разностными уравнениями, что позволяет получить довольно простые расчетные выражения. Из (102) находим дискретные передаточные функции ППН:

$$W_1(z) = \frac{U'_H(z)}{E_{\text{ВХ}}(z)} = \frac{b_2(z+1)}{z^2 + a_1z + a_2}; \quad (112)$$

$$W_2(z) = \frac{U_m(z)}{E_{\text{ВХ}}(z)} = \frac{b_0z + b_1}{z^2 + a_1z + a_2}. \quad (113)$$

Особенностью этих передаточных функций является то, что их в общем случае нельзя умножать на передаточные функции других линейных звеньев, которые могут подключаться на входе или выходе ППН [59].

Для анализа и синтеза замкнутых систем с ППН возможно использование частотного метода [59]. Выполнив билинейное преобразование подстановкой  $z = (1+w)/(1-w)$  и произведя замену  $w=j\lambda T_{\text{п}}/2$ , получим частотную характеристику ППН

$$W_1(j\lambda) = \frac{K_0(1-j\lambda T_{\text{п}}/2)}{T_3^2(j\lambda)^2 + 2\xi_3 T_3 j\lambda + 1}, \quad (114)$$

где  $\lambda = (2/T_{\text{п}}) \operatorname{tg}(\omega T_{\text{п}}/2)$  – абсолютная псевдочастота;  $K_0$  – коэффициент передачи при  $\lambda = 0$ , т.е. в установившемся режиме, постоянная времени  $T_3$  и коэффициент затухания  $\xi_3$  определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} T_3 &= (T_{\text{п}}/2) \sqrt{(1-a_1+a_2)/(1+a_1+a_2)}; \\ \xi_3 &= (1-a_2)/\sqrt{(1+a_1+a_2)(1-a_1+a_2)}, \end{aligned} \right\} \quad (115)$$

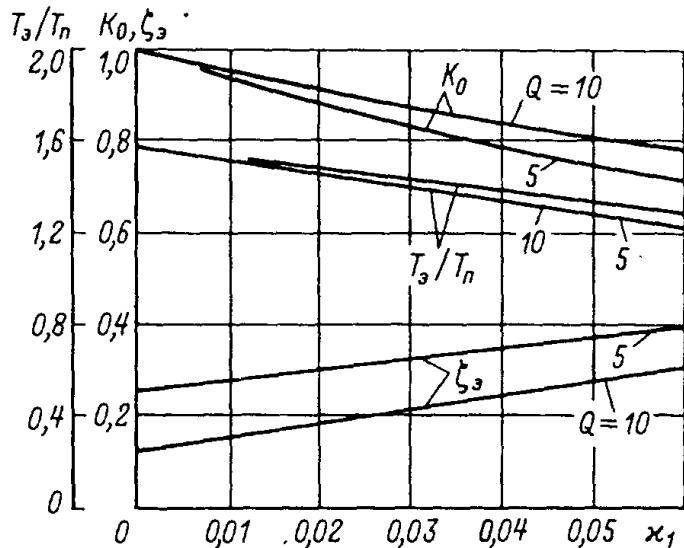
а коэффициент передачи  $K_0 = 2b_2/(1+a_1+a_2)$ .

Параметры частотной характеристики  $W_1(j\lambda)$  можно определить из рис. 53.

При выполнении условия  $\omega T_{\text{п}} < 2$  в расчетах можно заменить псевдочастоту  $\lambda$  действительной круговой частотой  $\omega$  [59], что может быть использовано, в частности, при расчетах реакции ППН на медленно меняющиеся гармонические сигналы на входе. В таких случаях, как видно из (114), ППН ведет себя как колебательное звено с параметрами  $T_3, \xi_3, K_0$ .

Метод  $z$ -преобразования можно применять и в случае, когда к выходу наряду с сопротивлением  $R_h$  подключается нагрузка в виде источника тока  $i_h(t)$ , учитывающего возмущения со стороны выхода. Такой

Рис. 53. Кривые для определения коэффициентов частотной характеристики ППН для  $\kappa_2 = 0,1$ ;  $T_{\pi*} = 5$



случай имеет место, например, при работе ППН на вход ИРН. Для этого случая рассмотрим приближенные уравнения, основанные на дополнительном предположении о том, что пульсации выходного напряжения, пересчитанные к первичной обмотке трансформатора, намного меньше изменения напряжения на коммутирующем конденсаторе за период  $T_{\pi}$ ,  $\Delta u_C = U_m(n+1) - U_m(n)$ , а также, что  $T_{\phi} \gg T_{\pi}$ ,  $\kappa_2 \ll 1$ .

Учтя в правой части третьего уравнения системы (87) дополнительную составляющую тока нагрузки  $i_h(t)$  и интегрируя это уравнение за полпериода рабочей частоты инвертора  $T_{\pi}$ , находим приращение мгновенного значения напряжения на нагрузке

$$u'_h(n+1) - u'_h(n) = \frac{C_K}{C'_\phi} \Delta u_C - \frac{T_{\pi}}{T_{\phi}} U'_h - \frac{T_{\pi}}{C'_\phi} I'_h, \quad (116)$$

где  $U'_h$ ,  $I'_h$  — средние значения напряжения  $u'_h$  и тока  $i'_h(t)$  за время  $T_{\pi}$ .

Отсюда видно, что приращения дискретных значений напряжений  $u'_h(n)$ ,  $U_m(n)$  за период  $T_{\pi}$  определяются средним значением тока  $I_h$  и не зависят от закона изменения тока  $i_h(t)$ . Кроме того, при указанных допущениях в первом уравнении системы (87) можно заменить  $u'_h$  на среднее значение за период  $U'_h$ , которое в данном случае, в отличие от установившегося режима, меняется скачком в начале периода.

Следует иметь в виду, что при импульсном характере тока нагрузки  $i_h(t)$  напряжение на конденсаторе фильтра искажается за счет паразитных параметров (активного сопротивления и индуктивности) конденсатора. Однако при правильном выборе конденсатора фильтра быстрые изменения его тока за время фронта или спада импульса  $i_h(t)$  вызывают лишь выбросы или провалы напряжения, длительность которых намного меньше  $t_i$ , а потому они практически не влияют на более медленную составляющую процесса. Эти выбросы и провалы подавляются средствами, применяемыми для уменьшения радиопомех.

С учетом сказанного, в [58] получены уравнения, позволяющие анализировать влияние на ППН возмущений, действующих как на входе, так и на выходе:

$$\left. \begin{aligned} U'_H(j\lambda_*) &= W_1(j\lambda_*)E_{vx}(j\lambda_*) - R_1(j\lambda_*)I'_H(j\lambda_*), \\ U_m(j\lambda_*) &= W_2(j\lambda_*)E_{vx}(j\lambda_*) + R_2(j\lambda_*)I'_H(j\lambda_*), \end{aligned} \right\} \quad (117)$$

где  $\lambda_* = T_\pi \lambda / 2$  – относительная псевдоочастота;

$$W_1(j\lambda_*) = \frac{1 - j\lambda_*}{M(j\lambda_*)}; \quad (118)$$

$$\frac{R_1(j\lambda_*)}{R'_{vyx}} = \frac{(1 + j\lambda_*/R_{vyx*})(1 - j\lambda_*)}{M(j\lambda_*)}; \quad (119)$$

$$W_2(j\lambda_*) = \frac{j\lambda_*(1 - j\lambda_*)}{\kappa_2 M(j\lambda_*)}; \quad (120)$$

$$R_2(j\lambda_*)/R_{20} = (1 - j\lambda_*)^2/M(j\lambda_*); \quad (121)$$

$$M(j\lambda_*) = T_{\vartheta*}^2(j\lambda_*)^2 + 2\zeta_\vartheta T_{\vartheta*} j\lambda_* + 1;$$

$$T_{\vartheta*} = 1/\sqrt{\kappa_2}; \quad \zeta_\vartheta = 0,5(R_{vyx*}/\sqrt{\kappa_2} - \sqrt{\kappa_2}); \quad (122)$$

$$R_{vyx*} = R'_{vyx}/R_{20}; \quad R_{20} = T_\pi/2C_K.$$

Входящее в эти формулы выходное сопротивление ППН

$$R'_{vyx} = \frac{T_\pi(1 + 2\kappa_2 - \kappa)}{2C_K(1 + \kappa)} \quad (123)$$

измеряется в установившемся режиме при постоянном токе нагрузки и отличается от (13) только учетом малого параметра  $\kappa_2 = C_K/C'_\Phi$ .

Выражения (118) – (121) определяют *частотные характеристики ППН*, а соотношения (117) связывают гармоники непрерывных огибающих решетчатых функций  $U_H(n)$ ,  $U_m(n)$ ,  $e_{vx}(n)$  и  $I_H(n)$ .

На рис. 54, 55 представлены амплитудные и фазовые частотные характеристики, построенные по (118) – (121) в функции относительной псевдоочастоты  $\lambda'_* = T_\pi \lambda / 2$ .

Максимумы амплитудно-частотных характеристик и наиболее быстрое изменение фазы имеют место на частотах  $\omega_3 \approx 1/T_\vartheta \approx 2\sqrt{\kappa_2}/T_\pi$ . Круговая частота периодического внешнего воздействия должна быть по крайней мере в несколько раз меньше  $\omega_3$ . При несинусоидальных низкочастотных внешних воздействиях отдельные их составляющие с частотами, близкими к  $\omega_3$ , вызывают особенно сильное изменение

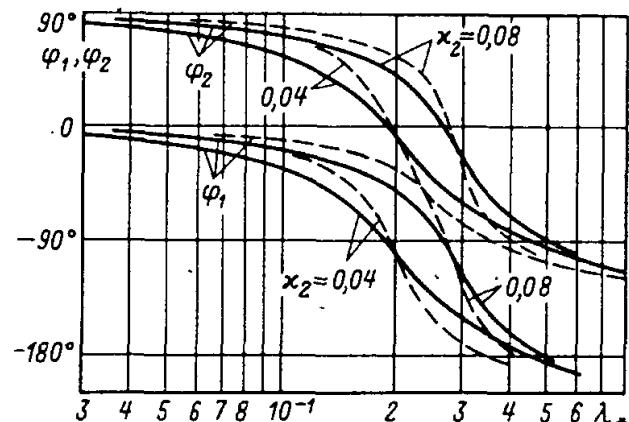
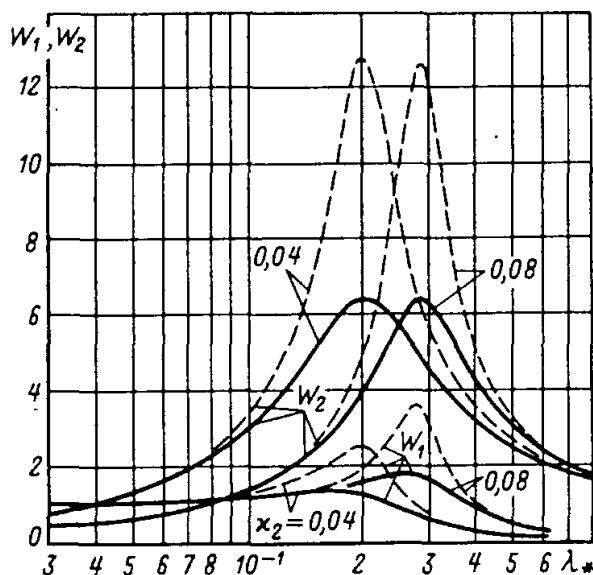


Рис. 54. Расчетные зависимости модулей  $W_1$ ,  $W_2$  и фаз  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  частотных характеристик  $W_1(j\lambda^*)$ ,  $W_2(j\lambda^*)$  для  $Q=5$  (—),  $Q=10$  (---)

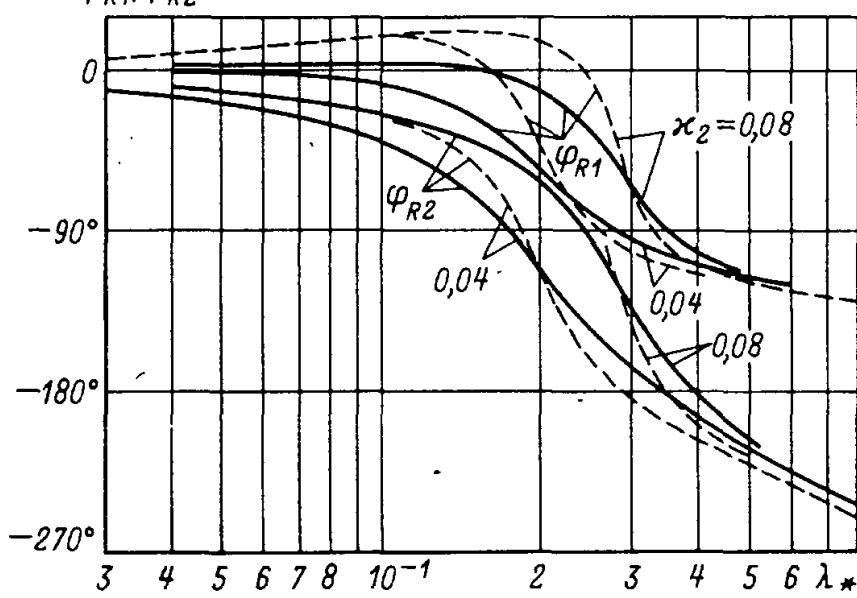
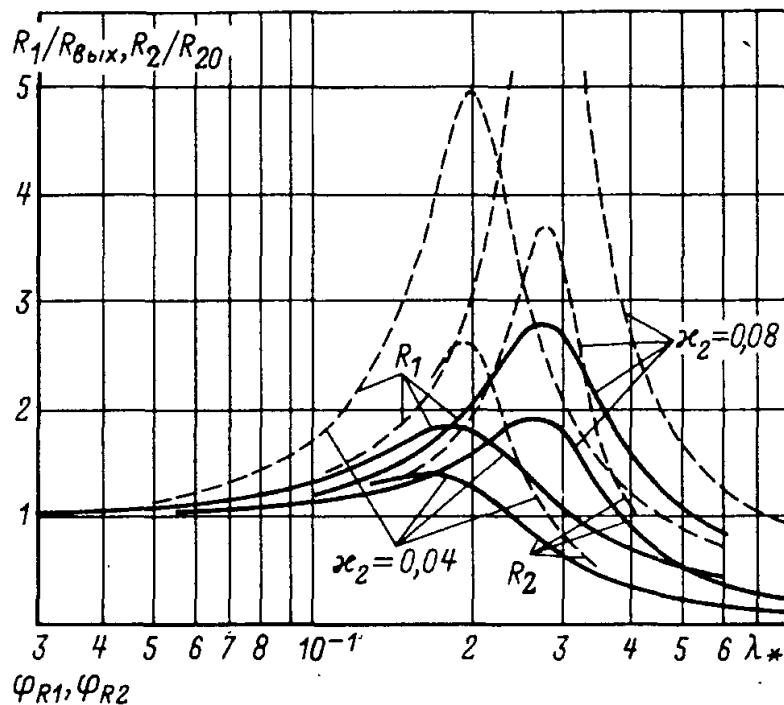


Рис. 55. Расчетные зависимости модулей  $R_1/R'_{\text{вых}}$ ,  $R_2/R_{20}$  и фаз  $\varphi_{R1}$ ,  $\varphi_{R2}$  частотных характеристик  $R_1(j\lambda^*)$ ,  $R_2(j\lambda^*)$  для  $Q=5$  (—),  $Q=10$  (---)

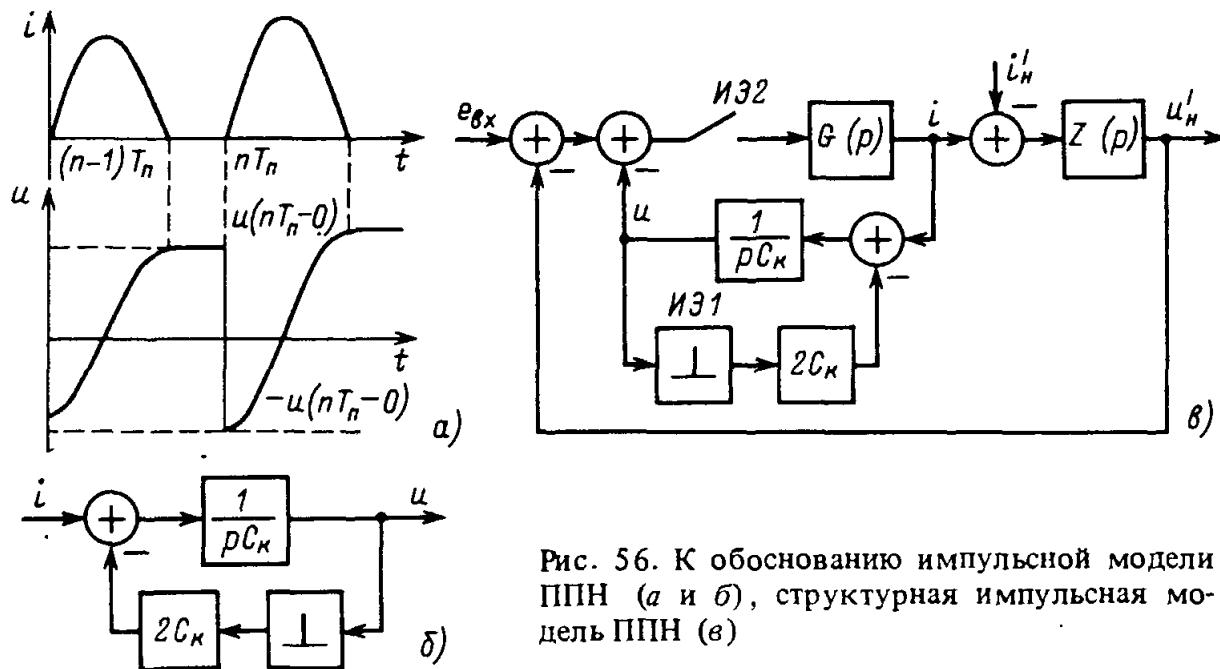


Рис. 56. К обоснованию импульсной модели ППН (а и б), структурная импульсная модель ППН (в)

напряжений на выходе и коммутирующем конденсаторе. Экспериментальная проверка подтверждает правильность этих характеристик на рис. [58].

Существуют точные методы представления автономных инверторов тока и напряжения, работающих в режиме непрерывного тока, в виде структурной импульсной модели [60]. Рассмотрим возможность составления подобной модели для ППН с последовательным резонансным инвертором, работающим в режиме прерывистого тока.

Эквивалентная схема, приведенная на рис. 4, а, будет справедлива для интервала  $t_i$  любого полупериода, если в начале каждого полупериода производить переключение полярности включения конденсатора. Тогда  $u_C(nT_{\Pi} + 0) = -u_C(nT_{\Pi} - 0)$ , через элементы резонансного контура проходит ток  $i(t)$ , совпадающий с входным током ППН и приведенным к первичной обмотке трансформатора током на входе выходного фильтра (рис. 56, а). Показанное на рис. 56, а напряжение  $u(t)$  в первый полупериод совпадает с реальным напряжением  $u_C(t)$  на конденсаторе  $C_{K1}$  ППН, а во второй полупериод отличается от него знаком:  $u(t) = -u_C(t)$ . Учитывая, что единичная функция Хевисайда (единичный скачок)  $1(t)$  равна интегралу  $\delta$ -функции

$$1(t) = \int_{-\infty}^t \delta(x) dx,$$

можно записать:

$$u(t) = \frac{1}{C_K} \int i(t) dt - 2u(nT_{\Pi} - 0) \int \delta(t - nT_{\Pi}) dt.$$

Этому равенству соответствует структурная схема на рис. 56, б, где идеальный импульсный элемент в тактовые моменты времени  $t = nT_{\Pi}$  генерирует  $\delta$ -импульсы площадью  $u$  ( $nT_{\Pi} - 0$ ).

На основании уравнений:

$$\left. \begin{array}{l} i(t) = G(p) [e_{\text{вх}}(t) - u(t) - u'_{\text{н}}(t)], \\ u'_{\text{н}}(t) = Z(p)i(t), \end{array} \right\} \quad (124)$$

где  $p$  — оператор дифференцирования;

$$G(p) = (Lp + r)^{-1}; \quad Z(p) = R'_{\text{н}}/(T_{\Phi}p + 1), \quad (125)$$

приходим к структурной схеме, представленной на рис. 56, в.

Импульсный элемент ИЭ2, замыкающийся в тактовые моменты времени  $t = nT_{\Pi}$  и размыкающийся в моменты спада до нуля тока  $i(t)$ , введен для учета прерывистого характера тока  $i(t)$ . Наличие этого ключа, осуществляющего при постоянной длительности импульса амплитудно-импульсную модуляцию II рода (АИМ II) [61], — основное отличие структурной схемы на рис. 56, в от приведенных к цепи постоянного тока структурных импульсных моделей автономных инверторов [60]. Нагрузку в виде источника тока  $i_{\text{н}}(t)$  можно учсть на входе звена  $Z(p)$ .

Аналогично рис. 56, в можно построить структурную импульсную модель ППН с входным и сложным выходным фильтром. Выходное сопротивление фильтра относительно входных зажимов ППН при за-короченном источнике входной ЭДС  $Z_{\Phi, \text{вых}}(p)$  оказывается включенным последовательно с реактором резонансного контура, поэтому операторная проводимость  $G(p)$  записывается в виде

$$G(p) = [Lp + r + Z_{\Phi, \text{вых}}(p)]^{-1}.$$

На вход структурной схемы вместо  $e_{\text{вх}}$  подается величина  $K_{\Phi, x}(p)E_{\text{вх}, \Phi}$ , где  $K_{\Phi, x}(p)$  — операторный коэффициент передачи фильтра при холостом ходе,  $E_{\text{вх}, \Phi}$  — ЭДС на входе фильтра. При сложном выходном фильтре изменится выражение для операторного сопротивления  $Z(p)$ , а на выходе структурной схемы вместо  $u_{\text{н}}$  получается входное напряжение фильтра.

Структурная схема на рис. 56, в позволяет определять значения токов и напряжений в любой момент времени при произвольных законах изменения входного напряжения  $e_{\text{вх}}(t)$  и тока нагрузки  $i_{\text{н}}(t)$ . Однако практическое использование этой динамической модели ППН затруднено в связи с наличием элемента ИЭ2. Лишь при  $t_{\text{и}} = T_{\Pi}$ , когда импульсный элемент ИЭ2 исключается, схема на рис. 56, в удобна для анализа. Кроме того, она удобна для получения линейной импульсной модели ППН (см. § 24).

Структурные импульсные модели наглядны и удобны при анализе работы ППН в системе электропитания, с их помощью просто учитываются связи ППН с другими блоками системы. Структурные схемы ППН мало меняются при введении дополнительных фильтров на входе и выходе.

### 23. ВЛИЯНИЕ ПУЛЬСАЦИЙ ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА НАГРУЗКИ НА РАБОТУ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Рассматриваемые ППН в ряде случаев питаются через выпрямитель от сети переменного тока. На вход такого ППН наряду с постоянной составляющей напряжения подаются низкочастотные пульсации, амплитуда которых при трехфазной мостовой схеме выпрямления составляют примерно 6%, а при других схемах выпрямления может быть еще больше. Низкочастотные пульсации входного напряжения, передаваясь на выход ППН, вызывают появление низкочастотной переменной составляющей тока нагрузки. Низкочастотные пульсации тока нагрузки ППН могут быть обусловлены и функционированием питаемых от ППН устройств.

Рассмотрим влияние пульсаций входного напряжения на работу системы, состоящей из ППН и импульсного стабилизатора напряжения (ИСН), подключенного к его выходу (рис. 57). Такой случай на практике встречается в системах электропитания, содержащих ППН, осуществляющий предварительное преобразование параметров электроэнергии, например понижение напряжения, и маломощные ИСН, подключенные к разным выходам ППН. Оказывается, что пульсации входного напряжения вызывают амплитудную модуляцию напряжения на коммутирующем конденсаторе резонансного инвертора, которая усиливается в случае, когда в качестве нагрузки ППН служит ИСН [58].

Когда на входе ППН действует ЭДС

$$e_{bx} = E_{bx,n} + E_{bx,m} \cos(\omega t + \varphi_1), \quad (126)$$

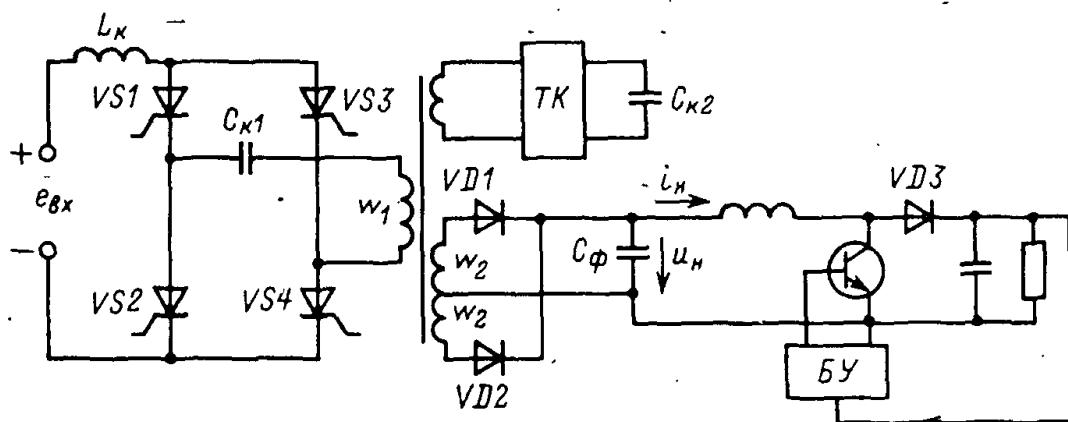


Рис. 57. Схема ППН с подключенным к выходу импульсным стабилизатором (TK – транзисторный коммутатор)

где  $E_{\text{вх},\pi}$  — постоянная составляющая;  $\omega \ll 2\pi/T_\pi$ , то напряжение  $u_h$  на входе ИСН состоит из постоянной составляющей  $U_{h,\pi}$ , 1-й гармоники  $U_{h,m} \cos(\omega t + \varphi)$  и высокочастотных пульсаций, изменяющихся с частотой  $1/T_\pi$ . Высокочастотные пульсации малы по сравнению с составляющей  $U_{h,\pi}$  и оказывают слабое влияние на работу ИСН. Поскольку ИСН переключается с частотой, кратной  $1/T_\pi$ , и выполняется условие  $\omega \ll 2\pi/T_\pi$ , то переменная составляющая выходного напряжения ППН представляет собой медленно изменяющееся возмущение для ИСН. Поэтому при постоянной мощности на выходе ИСН  $P_{h,c}$  1-я гармоника огибающей средних значений входного тока стабилизатора  $I_h(n)$ , примерно совпадающая с 1-й гармоникой полного входного тока  $i_h(t)$ , изменяется в противофазе с напряжением  $U_{h,m} \cos(\omega t + \varphi)$ :

$$\begin{aligned} I_h(t) &\approx \frac{P_{h,c}}{\eta_c [U_{h,\pi} + U_{h,m} \cos(\omega t + \varphi)]} \approx \\ &\approx (P_{h,c}/\eta_c U_{h,\pi}) [1 - (U_{h,m}/U_{h,\pi}) \cos(\omega t + \varphi)], \end{aligned} \quad (127)$$

где  $\eta_c$  — КПД ИСН.

Как видно из (127),

$$I_h(j\omega) \approx -G U_h(j\omega), \quad (128)$$

где  $G = P_{h,c}/(\eta_c U_{h,\pi}^2) \approx I_{h,\pi}/U_{h,\pi}$  — модуль входной проводимости ИСН на низких частотах [58].

Заменяя в (117)  $\lambda$  на  $\omega$  и учитывая (128), получаем:

$$U'_h(j\omega) = E_{\text{вх}}(j\omega) W_1(j\omega) [1 - G'R_1(j\omega)]^{-1}; \quad (129)$$

$$U_m(j\omega) = E_{\text{вх}}(j\omega) \left[ W_2(j\omega) - \frac{G'R_2(j\omega) W_1(j\omega)}{1 - G'R_1(j\omega)} \right]. \quad (130)$$

В области низких частот:

$$U'_h(j\omega)/E_{\text{вх}}(j\omega) \approx (1 - G'R'_{\text{вых}})^{-1}; \quad (129a)$$

$$\frac{U_m(j\omega)}{E_{\text{вх}}(j\omega)} \approx \frac{j\omega T_\pi}{2\kappa_2} - \frac{T_\pi G'R'_{\text{вых}}}{2R'_{\text{вых}} C_K (1 - G'R'_{\text{вых}})}, \quad (130a)$$

где  $G'R'_{\text{вых}} \approx (E_{\text{вх},\pi} - U'_{h,\pi})/U'_{h,\pi}$ .

Из (130a) находим коэффициент амплитудной модуляции напряжения на коммутирующем конденсаторе

$$\begin{aligned} M &= |U_m(j\omega)|/U_{m,\pi} \approx \\ &\approx E_{\text{вх},m,*} \sqrt{\left( \frac{T_\pi \omega}{2\kappa_2 U_{m,\pi}} \right)^2 + (1 - 4U_{m,\pi} R'_{\text{вых}} C_K / T_\pi)^{-2}}, \end{aligned} \quad (131)$$

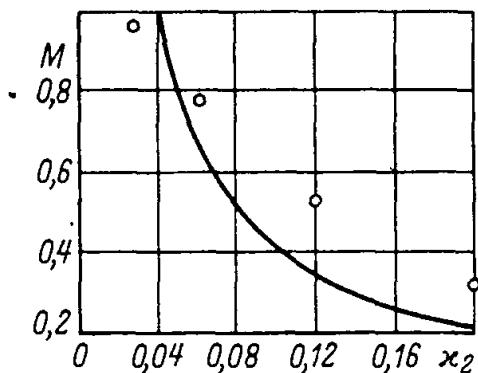


Рис. 5.8. Расчетная зависимость коэффициента модуляции напряжения на коммутирующем конденсаторе от  $\kappa_2$  для  $\omega = 1885 \text{ с}^{-1}$  (оо – экспериментальные точки)

где  $U_{m\pi}$  – постоянная составляющая огибающей напряжения на конденсаторе;  $U_{m\pi*} = U_{m\pi}/E_{vх,\pi}$ ;  $E_{vх\pi*} = E_{vх\pi}/E_{vх,\pi}$ .

В [58] исследовался ППН, на вход которого подавалось напряжение с выхода трехфазной мостовой схемы выпрямления без фильтра (конденсатор на входе ППН предназначался лишь для замыкания высокочастотных составляющих тока с частотой  $1/T_\pi$ ). К выходу ППН был подключен ИСН с последовательным транзистором. Для этого случая на рис. 58 приведена расчетная зависимость коэффициента модуляции  $M(\kappa_2)$  при  $C_k = 2 \text{ мкФ}$ ,  $L = 265 \text{ мкГн}$ ,  $E_{vх,\pi} = 400 \text{ В}$ ,  $P_{nc} = 675 \text{ Вт}$  и рабочей частоте инвертора  $f = 5,15 \text{ кГц}$ . При расчете по (131) учитывалась только 1-я гармоника входного напряжения, амплитуда которой принималась равной  $0,057 E_{vх,\pi}$ . На этом же рисунке приведены экспериментальные точки, соответствующие половине размаха переменной составляющей огибающей напряжения  $u_C$ . Как видно, при неблагоприятных сочетаниях параметров даже при сравнительно небольшой переменной составляющей входного напряжения глубина модуляции напряжения на коммутирующем конденсаторе может приближаться к единице, что недопустимо с точки зрения нормальной работы резонансного инвертора.

Эксперименты в основном подтверждают результаты расчетов по полученным формулам. Расхождение между теоретическими и экспериментальными данными можно объяснить погрешностью измерений, а также зависимостью емкости конденсаторов  $C_\phi$  с оксидным диэлектриком от частоты, что не учитывалось при расчетах.

В реальных ППН в связи с высоким КПД мнимая часть в (130а) намного больше действительной части. С учетом этого получаем приближенное условие, при выполнении которого модуляция напряжения на коммутирующем конденсаторе в ППН согласно рис. 58 не приводит к срыву коммутации тиристоров в инверторе,

$$\kappa_2 > (\omega/4f)(E_{vх}/U_{m\pi}),$$

где  $\omega$  – круговая частота пульсаций на входе;  $f$  – частота работы инвертора.

## 24. РАСЧЕТНЫЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ШИРОТНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Замкнутые системы управления, содержащие рассматриваемые ППН, относятся к нелинейным дискретным системам. В отличие от простейших релейных систем, частота квантования в них задается внешним генератором и остается постоянной при изменении входного напряжения и тока нагрузки, основным стационарным режимом является режим вынужденных колебаний с частотой квантования. При питании ППН пульсирующим напряжением от выпрямителя и импульсном характере нагрузки могут возникать сложные периодические или непериодические многочастотные колебания.

С помощью метода пространства состояний можно получить математические зависимости, удобные при моделировании ППН на ЭВМ. На каждом из рабочих инверторов времени рассматриваемые ППН описываются линейными системами дифференциальных уравнений, что позволяет использовать векторно-матричное описание ППН. Это облегчает не только запись уравнений динамики, но и их решение [62].

ППН с широтным регулированием (см. рис. 35, а) на  $n$ -м интервале открытого состояния регулирующего транзистора  $t_{0n}$  описывается (87), а на интервале  $t_{1n}$ , когда открыт обратный диод, в (87) нужно положить  $E_{bx} = 0$ . Поэтому на интервале  $t_0$  решение системы (87) представляется равенством (97), а на интервале  $t_{1n}$ , на котором транзистор закрыт, выражением

$$\mathbf{X}(t) = \Phi(t - nT_{\pi} - t_{0n}) \mathbf{X}(nT_{\pi} + t_{0n}), \quad (132)$$

где  $\mathbf{X}(nT_{\pi} + t_{0n})$  — вектор состояния в момент  $nT_{\pi} + t_{0n}$ .

Определяя  $\mathbf{X}(nT_{\pi} + t_{0n})$  из (97) и подставляя в (132), для момента  $t = nT_{\pi} + t_{0n} + t_{1n}$  находим

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(nT_{\pi} + t_{0n} + t_{1n}) &= \Phi(t_{1n}) \Phi(t_{0n}) \mathbf{X}(nT_{\pi}) + \\ &+ E_{bx} \Phi(t_{1n}) \mathbf{B}(t_{0n}). \end{aligned} \quad (133)$$

На основе свойства переходной матрицы  $\Phi(t)$  имеем  $\Phi(t_{1n}) \Phi(t_{0n}) = \Phi(t_{0n} + t_{1n})$ . Вектор  $\mathbf{B}(t)$  связан с матрицей  $\Phi(t)$  и вектором внешних воздействий  $\mathbf{g}$  системы (87) [62]:

$$E_{bx} \mathbf{B}(t - t_{\pi}) = \int_{t_{\pi}}^t \Phi(t - \tau) \mathbf{g} d\tau, \quad \mathbf{g} = [E_{bx}/L \ 0, 0]^T,$$

вследствие чего  $E_{bx} \Phi(t_{1n}) \mathbf{B}(t_{0n}) = E_{bx} [\mathbf{B}(t_{0n} + t_{1n}) - \mathbf{B}(t_{1n})]$ .

Поэтому (133) записывается в виде

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(nT_{\pi} + t_{0n} + t_{1n}) &= \Phi(t_{0n} + t_{1n}) \mathbf{X}(nT_{\pi}) + \\ &+ E_{bx} [\mathbf{B}(t_{0n} + t_{1n}) - \mathbf{B}(t_{1n})]. \end{aligned} \quad (133a)$$

Учитывая равенства  $u_C(nT_{\Pi} + t_{0n} + t_{1n}) = U_m(n+1)$ ,

$$u_C(nT_{\Pi}) = -U_m(n), \quad u'_H[(n+1)T_{\Pi}] = u'_H(n+1) =$$

$$= d_n u'_H(nT_{\Pi} + t_{0n} + t_{1n}), \quad d_n = \exp[-(T_{\Pi} - t_{0n} - t_{1n})/T_{\Phi}]$$

и отсутствие тока  $i_C$  на интервале  $nT_{\Pi} + t_{0n} + t_{1n} < t < (n+1)T_{\Pi}$  из (133а), получаем

$$\begin{aligned} \Phi(t_{0n} + t_{1n}) &= \begin{vmatrix} 0 \\ -U_m(n) \\ u'_H(n) \end{vmatrix} + E_{BX} [\mathbf{B}(t_{0n} + t_{1n}) - \mathbf{B}(t_{1n})] = \\ &= \begin{vmatrix} 0 \\ U_m(n+1) \\ d_n^{-1} u'_H(n+1) \end{vmatrix}. \end{aligned} \quad (134)$$

Из (134) следуют: уравнение для определения длительности интервала  $t_{1n}$

$$H_1(t_{0n} + t_{1n}) Y(n) + E_{BX} [\mathbf{B}_1(t_{0n} + t_{1n}) - \mathbf{B}_1(t_{1n})] = 0 \quad (135)$$

и разностное уравнение

$$\begin{aligned} G_1(t_{0n} + t_{1n}) Y(n+1) &= H_2(t_{0n} + t_{1n}) Y(n) + \\ &+ E_{BX} [\mathbf{D}(t_{0n} + t_{1n}) - \mathbf{D}(t_{1n})], \end{aligned} \quad (136)$$

где введены обозначения:

$$\begin{aligned} Y(n) &= \begin{vmatrix} U_m(n) \\ u'_H(n) \end{vmatrix}; \quad H_1(t) = \begin{vmatrix} -\Phi_{12}(t), \Phi_{13}(t) \end{vmatrix}; \\ H_2(t) &= \begin{vmatrix} -\Phi_{22}(t) \Phi_{23}(t) \\ -\Phi_{32}(t) \Phi_{33}(t) \end{vmatrix}; \quad G_1(t) = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & d^{-1}(t) \end{vmatrix}; \\ D(t) &= \begin{vmatrix} B_2(t) \\ B_3(t) \end{vmatrix}; \quad d^{-1}(t) = \exp[(T_{\Pi} - t)/T_{\Phi}]. \end{aligned}$$

В установившемся режиме из (136) находим

$$Y(n) = E_{BX} G_2^{-1}(t_{0n} + t_{1n}) [\mathbf{D}(t_{0n} + t_{1n}) - \mathbf{D}(t_{1n})], \quad (137)$$

где  $G_2(t) = G_1(t) - H_2(t)$ ;

$$G_2^{-1} = \frac{1}{\det G_2(t)} \begin{vmatrix} d^{-1}(t) - \Phi_{33}(t) & \Phi_{23}(t) \\ -\Phi_{32}(t) & 1 + \Phi_{22}(t) \end{vmatrix},$$

$\det G_2(t)$  — определитель матрицы  $G_2(t)$ .

Длительность открытого состояния регулирующего транзистора  $t_{0n}$  на  $n$ -м полупериоде задается системой управления, работающей в соответствии с (81) или (82). Из (81) и второго уравнения системы (87) находим напряжение на выходе интегратора в момент запирания регулирующего транзистора  $u_i(t_{3n} - 0) = u_i(nT_\pi + t_{0n} - 0)$  и представляем (80) в виде

$$\begin{aligned} K_1 u_i(n) + U_m(n) + u_C(nT_\pi + t_{0n}) &= \\ = K_2 [U_{0\pi}/K_{12}K_d - u'_h(nT_\pi + t_{0n})], \end{aligned} \quad (138)$$

где  $u_i(n) = u_i(nT_\pi)$ ;  $K_1 = C_i/K_iC_k$ ;  $K_2 = K_y K_1 K_{12} K_d$ . Как и в (137) предполагаем, что в рассматриваемом  $n$ -м полупериоде  $u_C$  возрастает, начиная от значения  $-U_m(n)$ ; согласно (97)

$$\begin{aligned} u_C(nT_\pi + t_{0n}) &= -\Phi_{22}(t_{0n}) [U_m(n) + E_{bx}] + \\ + \Phi_{23}(t_{0n}) u'_h(n) + E_{bx}; \end{aligned} \quad (139)$$

$$\begin{aligned} u'_h(nT_\pi + t_{0n}) &= -\Phi_{32}(t_{0n}) [U_m(n) + E_{bx}] + \\ + \Phi_{33}(t_{0n}) u'_h(n). \end{aligned} \quad (140)$$

Определяя интеграл (81) на интервале  $t_{1n}$ , получаем

$$u_i(n+1) = [U_m(n+1) - u_C(nT_\pi + t_{0n})]/K_1.$$

Подставляя в это уравнение напряжение  $u_C(nT_\pi + t_{0n})$  из (139), получаем третье разностное уравнение для системы управления, описываемой (80), (81),

$$\begin{aligned} u_i(n+1) &= (1/K_1) \left\{ \Phi_{22}(t_{0n}) [U_m(n) + E_{bx}] - \right. \\ \left. - \Phi_{23}(t_{0n}) u'_h(n) + U_m(n+1) - E_{bx} \right\}, \end{aligned} \quad (141)$$

где  $U_m(n+1)$  определяется из (136).

Таким образом, получены рекурентные соотношения (136), (141), позволяющие просто рассчитать на ЭВМ процессы в замкнутой системе. Если были вычислены значения  $U_m(n)$ ,  $u'_h(n)$ ,  $u_i(n)$ , то сначала необходимо решить уравнение, получаемое при подстановке (139), (140) в (138), относительно  $t_{0n}$ , затем — решить (135) относительно  $t_{1n}$ . После этого по (136), (141) вычисляются значения  $U_m(n+1)$ ,  $u'_h(n+1)$ ,  $u_i(n+1)$ . При таком расчете процессов требуется намного меньше машинного времени, чем при использовании алгоритмов, основанных на решении дифференциальных уравнений (87) численными методами. Для системы управления, описываемой (80), (82), в (138) нужно принять  $u_i(n) = 0$ , а третье разностное уравнение (141) выражается в тождество.

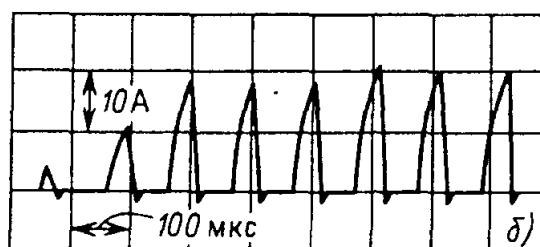
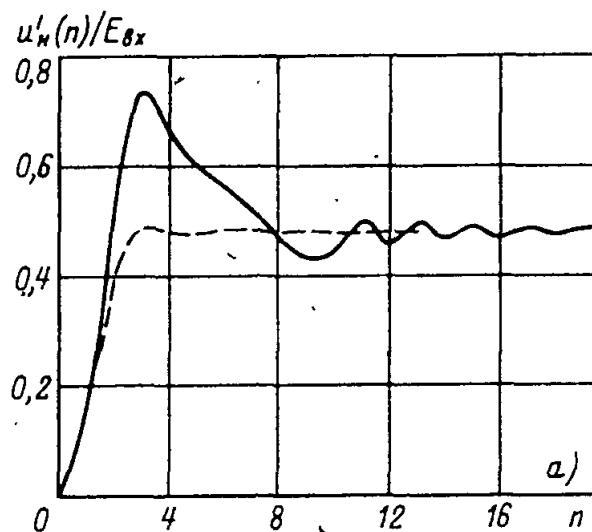


Рис. 59. Расчетные огибающие переходного процесса при пуске ППН без ограничения тока (—) и с ограничением (---) (а); экспериментальная осциллографмма входного тока при набросе тока нагрузки от 1 до 10 А (б)

Расчетные кривые (рис. 59, а) получены по описанному алгоритму для  $C_K = 2,5 \text{ мкФ}$ ,  $L_K = 200 \text{ мкГн}$ ,  $Q = 10$ ;  $C'_\Phi = 25 \text{ мкФ}$ ,  $C_i = 0,2 \text{ мкФ}$ ;  $K_i = 0,005$ ;  $K_y = 100$ ;  $K_{12}K_d = 0,05$ ;  $U_{\text{оп}}/E_{\text{вх}} = 0,025$ . Система управления описывается (82). Ограничение амплитуды тока вводится при помощи компаратора  $A4$  (см. рис. 43). Номинальная мощность экспериментального ППН 1 кВт,  $E_{\text{вх}} = 300 \text{ В}$ ,  $U_h = 110 \text{ В}$ ,  $\eta = 87\%$ . Как видно, переходный процесс при больших возмущениях (пуск, наброс на грузки) устанавливается за 6–10 полупериодов, что свидетельствует о высокой эффективности рассмотренной системы управления.

*Структурная импульсная модель ППН* с широтным регулированием (рис. 60, а) получается из рис. 56, в введением дополнительного ключа  $ИЭ3$ , замыкающегося на время  $t_{0n}$ . Для упрощения линеаризации модели ключ  $ИЭ2$  на рис. 56, в, замыкающийся на время  $t_{ин} = t_{0n} + t_{1n}$ , заменим на рис. 60, а ключом  $ИЭ2$ , замыкающимся на время паузы  $T_p - t_{0n} - t_{1n}$  и дополнительным суммирующим звеном, включенными на входе звена  $G(p)$ .

Пусть в регулируемом ППН имел место стационарный режим (сплошные линии на рис. 60, б) и в результате малых отклонений ( $\Delta t_0$ ,  $\Delta i_h$ ) длительности интервала  $t_0$  и тока  $i_h$  возник возмущенный режим (штриховые линии на рис. 60, б). Разность кривых возмущенного и стационарного режимов соответствует сигналам, действующим в структурной схеме для малых отклонений от стационарного режима (рис. 61). Прямоугольные импульсы с высотой  $E_{\text{вх}}$  и малой длительностью  $\Delta t_0$ , действующие на выходе схемы, можно заменить мгновенными  $\delta$ -импульсами площадью  $E_{\text{вх}} \Delta t_0$ , генерируемыми идеальным импульсным элементом  $ИЭ1$  в конце интервала  $t_0$ .

Каждый импульс  $\Delta u_{\Sigma*}(t)$  представляется в виде суммы двух импульсов: один из них имеет конечную высоту  $U_m + u'_h(t_i)$  и малую длительность  $\Delta t_i = \Delta t_0 + \Delta t_1$ , второй имеет конечную длительность  $T_p - t_i$  и малую амплитуду. Первый импульс можно заменить мгновенным  $\delta$ -импульсом, генерируемым в конце импульса тока идеаль-

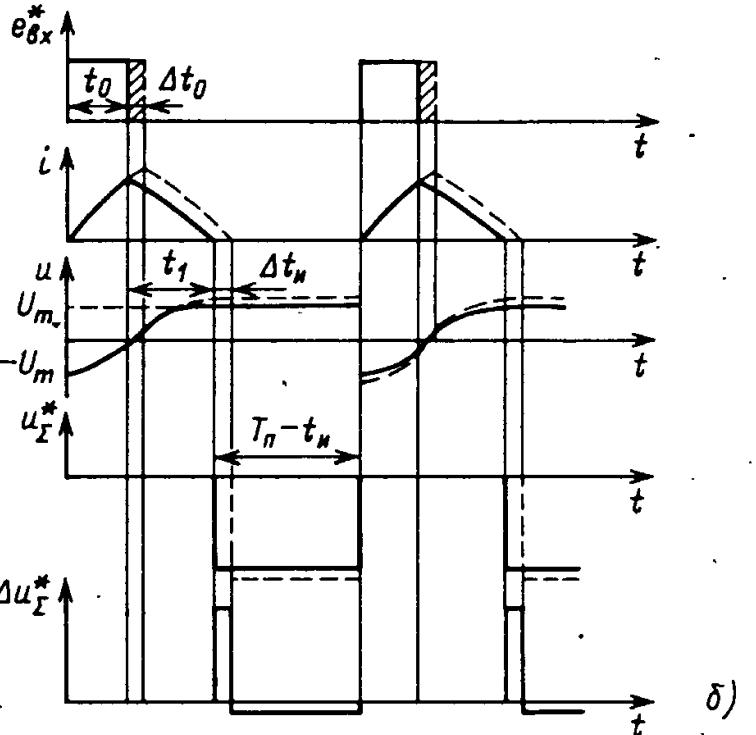
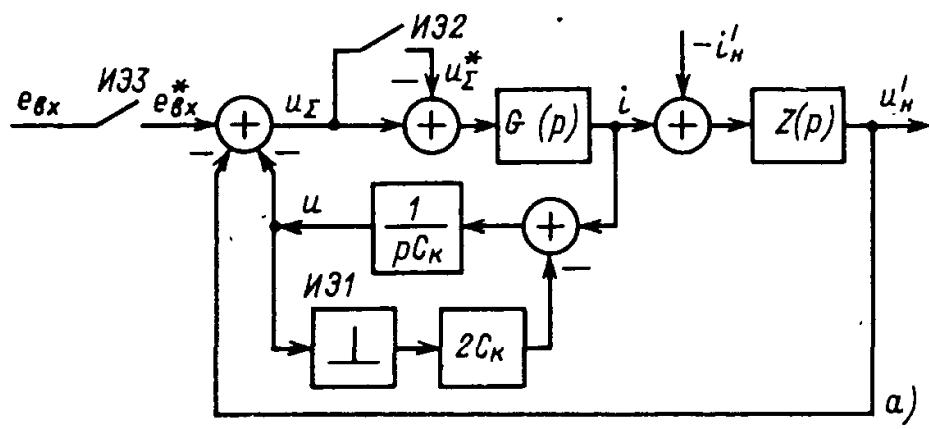


Рис. 60. Структурная модель ППН с широтным регулированием (а); кривые сигналов в структурной модели при стационарном и возмущенном режимах (б);  
 $\Delta u_\Sigma^*$  – отклонение сигнала  $u_\Sigma^*$  от стационарной кривой (звездочкой обозначены квантованные величины)

ным импульсным элементом, на вход которого подается сигнал  $[U_m + u'_H(t_i)]\Delta t_i$ . Поскольку малое приращение длительности импульса тока равно  $\Delta t_i = (1 + dt_1/dt_0)\Delta t_0$ , а значение  $\Delta t_0$  фиксируется в момент срабатывания импульсного элемента  $\mathcal{I}31$  (см. рис. 61), то этот  $\delta$ -импульс получается подключением к выходу  $\mathcal{I}31$  звена запаздывания  $e^{-pt_1}$  и безынерционного звена с коэффициентом усиления

$$K_t = \left[ \frac{U_m}{E_{bx}} + \frac{u'_H(t_i)}{E_{bx}} \right] \left( 1 + \frac{dt_1}{dt_0} \right). \quad (142)$$

Вершина второго из указанных импульсов изменяется по закону  $-\Delta u(t_i) - \Delta u'_H(t)$ , где  $\Delta u(t_i)$  – значение отклонения напряжения

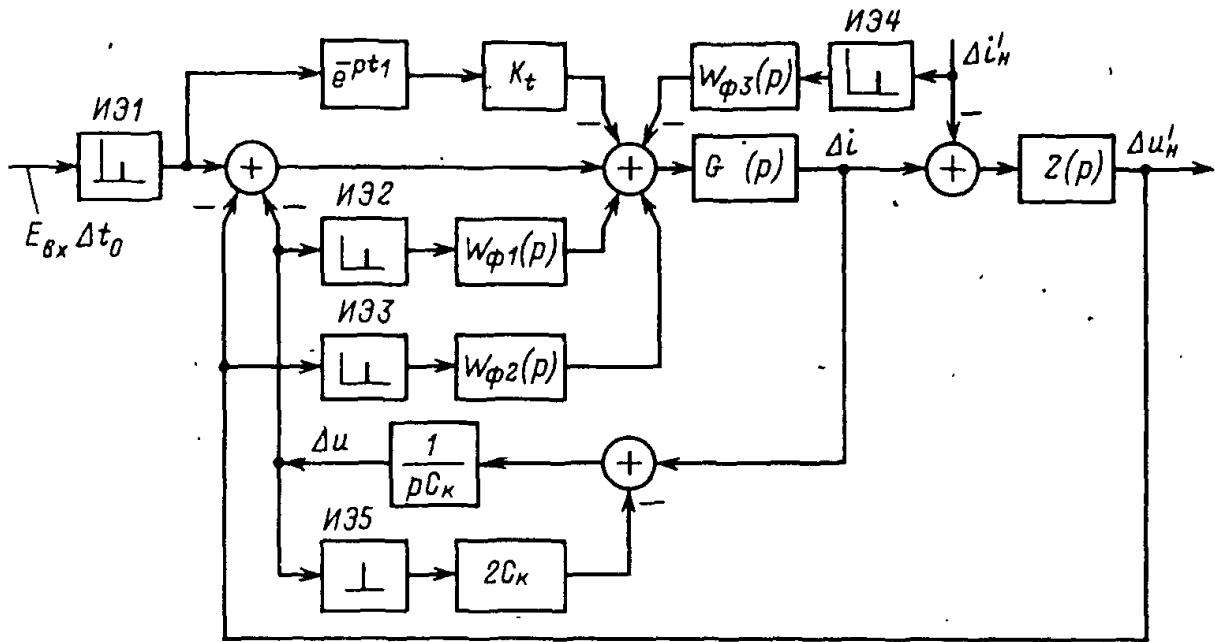


Рис. 61. Линейная импульсная модель силовой части ППН с широтным регулированием

$u(t)$  в конце импульса тока, а отклонение от стационарной составляющей напряжения на нагрузке

$$\Delta u'_H(t) = \Delta u'_H(t_i) e^{-(t-t_i)/T_\Phi} - \frac{1}{C'_\Phi} e^{-t/T_\Phi} \int_{t_i}^t e^{\tau/T_\Phi} \Delta i'_H(\tau) d\tau, \quad (143)$$

где  $\Delta i'_H(t)$  — отклонение от стационарной составляющей тока источника, подключенного в качестве нагрузки ППН (для общности считаем, что одновременно имеется и нагрузка в виде сопротивления  $R_H$ ).

Исходя из этого, второй импульс состоит из трех составляющих, которым на рис. 61 соответствуют импульсные элементы ИЭ2–ИЭ4, срабатывающие в конце импульса тока и формирующие звенья с передаточными функциями

$$W_{\Phi 1}(p) = (1 - e^{-pt_\Pi})/p; \quad (144)$$

$$W_{\Phi 2}(p) = \frac{T_\Phi}{T_\Phi p + 1} \left( 1 - e^{-t_\Pi/T_\Phi} e^{-pt_\Pi} \right), \quad (145)$$

где  $t_\Pi = T_\Pi - t_i$ .

Передаточная функция  $W_{\Phi 3}(p)$  определяется вторым слагаемым в правой части (143) и зависит от  $\Delta i'_H(t)/\Delta i'_H(t_i)$ .

Рис. 62. Кривые для определения производной  $dt_1/dt_0$

В малой окрестности установившегося режима зависимость  $t_1(t_0)$  такая же, как и в установившемся режиме. Поэтому производную  $dt_1/dt_0$ , входящую в (142), можно определить из уравнения, получаемого при подстановке (137) в (135). Однако более простая зависимость  $t_1$  от  $t_0$

получается из (67), (68) и (12). На практике вместо  $\kappa_2 T_\Phi = R_h C_k$  в качестве параметра удобнее рассматривать среднее значение тока нагрузки  $I_{h*} = I'_h / 4f C_k E_{bx} = U_m / E_{bx}$ . Исключая напряжение  $U'_h$  из (67), (68), приходим к уравнению

$$e^{-2\alpha t_1} \sigma(t_0) + \sigma(t_1) - (1 + 2I_{h*}) \sigma(t_u) = 0,$$

откуда получаем

$$\frac{dt_1}{dt_0} = - \frac{e^{-2\alpha t_1} \psi(t_0) - (1 + 2I_{h*}) \psi(t_u)}{\psi(t_1) - (1 + 2I_{h*}) \psi(t_u) - (2\alpha/\omega_0) e^{-2\alpha t_1} \sigma(t_0)}, \quad (146)$$

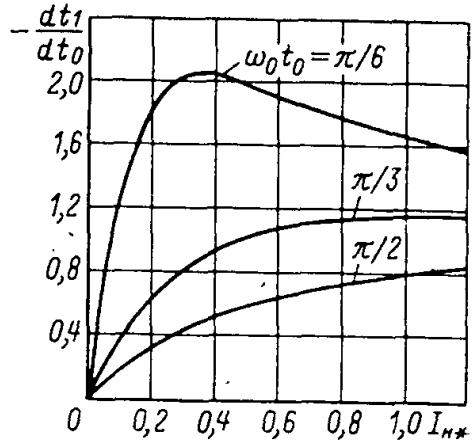
где  $\psi(t) = \xi(t) - (\alpha/\omega_0) \sigma(t)$ , и строим зависимости, представленные на рис. 62.

При большой постоянной времени  $T_\Phi$  передаточная функция (145) совпадает с (144).

Схема на рис. 61 относится к линейным импульсным системам с несколькими синхронно, но несинфазно работающими импульсными элементами [61], причем импульсный элемент ИЭ1 (см. рис. 61) срабатывает с запаздыванием на время  $t_0$  относительно ИЭ5, а элементы ИЭ2–ИЭ4 – с запаздыванием на время  $t_u$  относительно ИЭ5.

Для линеаризации схемы управления, описываемой уравнениями (80), (81), рассмотрим возмущенный режим (штриховые линии на рис. 63, a), мало отличающийся от стационарного режима (сплошные линии). Принимая, в отличие от рис. 44, за начало отсчета времени в  $n$ -м периоде моменты сброса интегратора в стационарном режиме, при малых значениях  $\Delta t_{0n}$  можно записать

$$\begin{aligned} \Delta u_{y,p}(nT_\Pi + \Delta t_{0n} - 0) &= \Delta u_{y,p}(nT_\Pi - 0) = \\ &= \left[ \left( \frac{du_{y,c}}{dt} \right)_{nT_\Pi - 0} - \left( \frac{du_{y,p.c}}{dt} \right)_{nT_\Pi - 0} \right] \Delta t_{0n} + \Delta u_i(nT_\Pi - 0), \end{aligned}$$



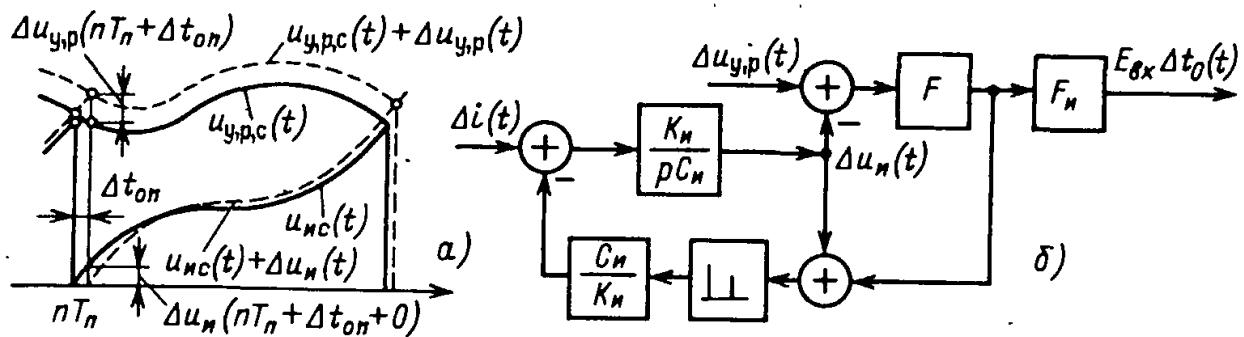


Рис. 63. Сигналы в интегральной системе управления ППН с широтным регулированием при стационарном и возмущенном режимах (а); динамическая модель системы управления (б)

связывающее приращение  $\Delta t_{0n}$  с отклонениями напряжений  $\Delta u_{y,p}(t)$ ,  $\Delta u_i(t)$  и производными стационарных кривых  $u_{i,c}(t)$ ,  $u_{y,p,c}(t)$  в момент времени  $t = nT_\pi - 0$ , т.е. слева от момента сброса интегратора. Из этого равенства получаем дискретное значение сигнала, поступающего на вход структурной модели силовой части ППН (см. рис. 61),

$$E_{\text{вх}} \Delta t_{0n} = F F_i [\Delta u_{y,p}(nT_\pi - 0) - \Delta u_i(nT_\pi - 0)], \quad (147)$$

где

$$F = \left[ 1 - \left( \frac{du_{y,p,c}}{dt} \right)_{nT_\pi - 0} \middle/ \left( \frac{du_{i,c}}{dt} \right)_{nT_\pi - 0} \right]^{-1} \quad (148)$$

— коэффициент, учитывающий влияние пульсаций напряжения  $u_{y,p,c}(t)$  в узле сравнения и называемый фактором пульсаций [55];

$$F_i = E_{\text{вх}} \middle/ \left( \frac{du_{i,c}}{dt} \right)_{nT_\pi - 0} = \frac{C_i E_{\text{вх}}}{K_i i_0}; \quad (149)$$

$i_0$  — значения тока  $i(t) = |i_C(t)|$  в момент выключения регулирующего транзистора в стационарном режиме.

На интервале от момента  $nT_\pi + \Delta t_{0n}$  до следующего момента сброса интегратора в соответствии с (81) имеем

$$\Delta u_i(t) = \Delta u_i(nT_\pi + \Delta t_{0n} + 0) + \frac{K_i}{C_i} \int_{nT_\pi + \Delta t_{0n}}^t \Delta i(t) dt, \quad (150)$$

где отклонение напряжения на выходе интегратора в начале интегрирования (после сброса)

$$\Delta u_i(nT_\pi + \Delta t_{0n} + 0) = -\frac{1}{F_i} E_{\text{вх}} \Delta t_{0n}. \quad (151)$$

Равенству (150) соответствует структурная схема на рис. 63, б, получаемая аналогично схеме на рис. 56, б. На выходе структурной модели схемы управления (рис. 63, б) получается величина  $E_{\text{вых}} \Delta t_0(t)$ , изменяющаяся непрерывно всюду за исключением моментов срабатывания импульсного элемента (для обеспечения соответствия схем на рис. 61 и 63, б моменты срабатывания импульсного элемента на рис. 63, б смешены от тактовых моментов вправо на величину  $t_0$  в стационарном режиме). Импульсный элемент на входе модели силовой части (рис. 61) выделяет из сигнала  $E_{\text{вых}} \Delta t_0(t)$  дискретные значения  $E_{\text{вых}} \Delta t_{0n}$ .

## 25. ФАЗОВЫЕ ПРОСТРАНСТВА И ФАЗОВЫЕ ТРАЕКТОРИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Преобразователям постоянного напряжения можно поставить в соответствие пространства состояний (фазовые пространства) с непрерывным или с дискретным временем (непрерывные или дискретные фазовые пространства) [63–65]. Рассмотрим фазовое пространство ИРН с подчиненным регулированием (рис. 64, а), который применяется в тиристорно-транзисторных ППН.

Схема управления ИРН состоит из компаратора  $A1$ , на один из входов которого подается пилообразное напряжение  $u_p(t)$ , и  $RS$ -триггера, образующих широтно-импульсный модулятор второго рода (ШИМ-2), суммирующего усилителя  $A2$  с коэффициентом усиления  $K_1$ , датчика тока  $DT$  с сопротивлением передачи  $R_{DT}$ , усилителя согласования  $A3$  с коэффициентом усиления  $K_2$ . Импульсы на выходе ШИМ начинаются в моменты  $nT_p$  скачкообразного изменения напряжения  $u_p(t)$ , когда на вход  $S$  триггера подаются тактовые импульсы  $u_t(t)$  (рис. 64, б), устанавливающие триггер в единичное состояние, и оканчиваются в моменты  $nT_p + t_1$ , где  $n = 0, 1, 2, \dots$ ;  $T_p$  – период повторения импульсов на выходе ШИМ.

Длительность импульсов  $t_1$  в случае  $u_y(nT_p) > 0$  определяется как наименьший корень уравнения

$$u_y(nT_p + t_1) = U_p t_1 / T_p, \quad (152)$$

где  $U_p$  – амплитуда пилообразного напряжения, принимаемого идеально линейным в течение периода;  $u_y = K_1 K_2 (U_{\text{оп}} - u_{\text{вых}}) - K_1 R_{DT} i_L$  – управляющее воздействие на входе ШИМ;  $u_{\text{вых}}$  – напряжение на выходе ИРН;  $U_{\text{оп}}$  – опорное напряжение схемы управления. Наличие триггера исключает формирование на выходе ШИМ нескольких импульсов на интервале  $nT_p < t < (n+1)T_p$  в случае, когда сигнал  $u_y$  за период  $T_p$  неоднократно становится меньше  $u_p(t)$ . Такое построение ШИМ повышает помехоустойчивость и устраняет колебания с частотой, превышающей  $1/T_p$ . При использовании ИРН для регулирования ППН по

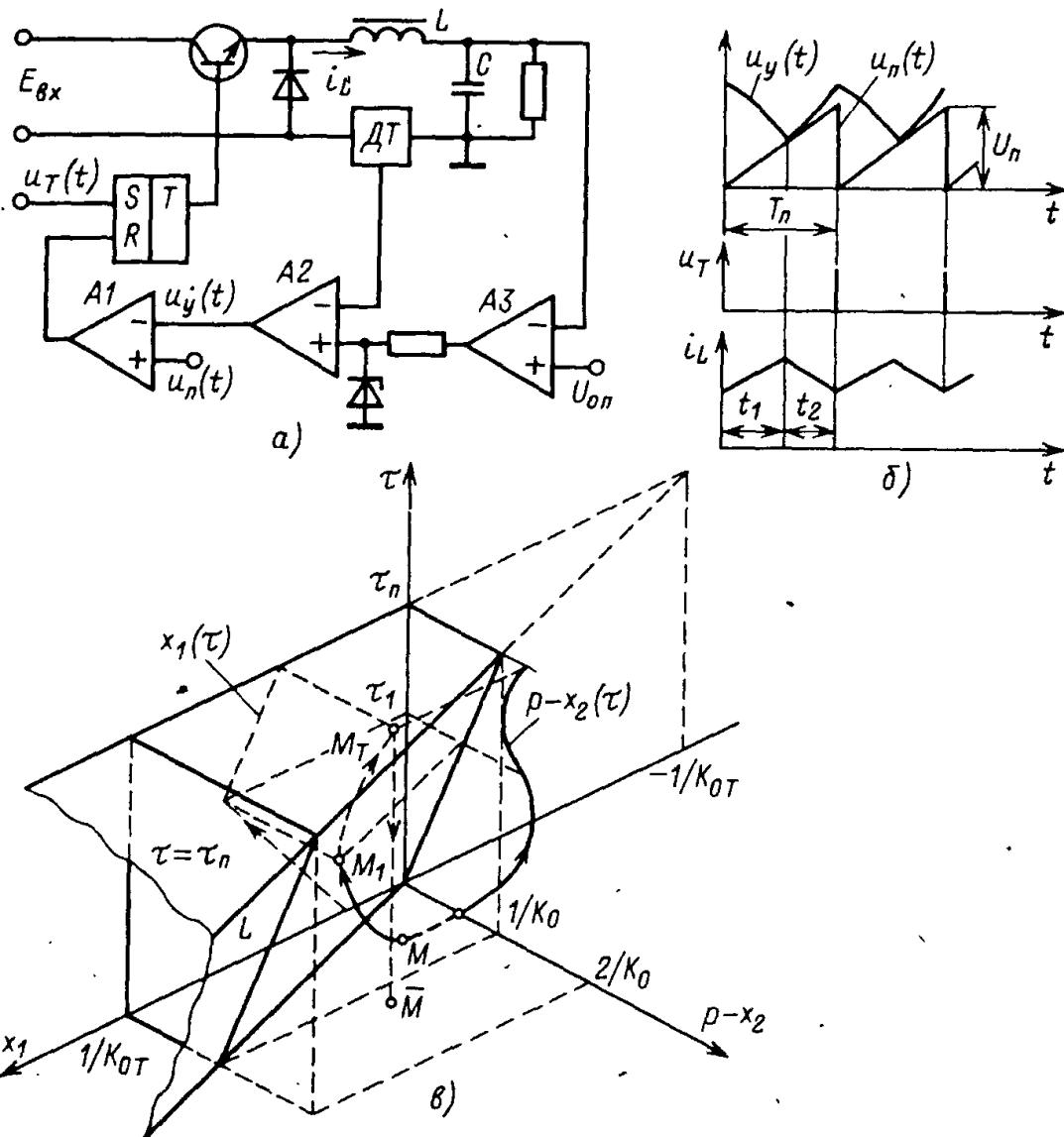


Рис. 64. Схема ИРН с обратными связями по току и напряжению (а); кривые, иллюстрирующие процессы в ИРН (б); фазовая траектория ИРН в расширенном фазовом пространстве (в)

входу вместо опорного напряжения  $U_{оп}$  подается сигнал, формируемый из контролируемых координат ППН.

При условии  $u_y(nT_p) < 0$  в моменты  $nT_p$  на вход  $R$  триггера с выхода компаратора  $A_1$  подается положительный потенциал, соответствующий логической единице. Поэтому тактовые импульсы  $u_T(t)$  не могут изменить состояния триггера, он остается в нулевом состоянии, и импульс на выходе ШИМ на интервале  $nT_p < t < (n+1)T_p$  не формируется.

Если выполняется условие  $u_y(nT_p) > 0$ , то на интервалах времени, когда включен транзистор или диод, процессы в схеме ИРН описывают-

ся системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx_1}{d\tau} &= -\frac{\sqrt{K_\Phi}}{Q_0} x_1 - \frac{\sqrt{K_\Phi}}{q} x_2 + \frac{1}{\sqrt{K_\Phi} q} \varphi_p(e), \\ \frac{dx_2}{d\tau} &= \sqrt{K_\Phi} q (x_1 - x_2), \end{aligned} \right\} \quad (153)$$

где  $x_1 = i_L R / K_\Phi E_{\text{вх}}$ ,  $x_2 = u_{\text{вых}} / K_\Phi E_{\text{вх}}$  – относительные координаты пространства состояний;  $\tau = t / T_\Phi$  – относительное время;  $T_\Phi = \sqrt{K_\Phi L C}$  – постоянная времени фильтра;  $K_\Phi = R / (R + r)$  – коэффициент передачи фильтра;  $R$  – сопротивление нагрузки ИРН;  $Q_0 = \sqrt{L/C}/r$  – добротность  $LC$ -фильтра без учета затухания, вносимого сопротивлением нагрузки  $R$ ;  $q = \sqrt{L/C}/R$  – коэффициент нагрузки;  $\varphi_p(e)$  – несимметричная характеристика релейного элемента (компаратора),  $\varphi_p(e) = 0$  при  $e < 0$  и  $\varphi_p(e) = 1$  при  $e > 0$ . Входной сигнал релейного элемента определяется из равенства

$$e = K_0 (p - x_2) - K_{0T} x_1 - g_{\text{п}}(\tau), \quad (154)$$

где  $K_0 = K_\Phi K_1 K_2 E_{\text{вх}} / U_{\text{п}}$  – коэффициент усиления контура регулирования напряжения;  $p = U_{\text{оп}} / K_\Phi E_{\text{вх}}$  – относительное постоянное внешнее воздействие;  $K_{0T} = K_\Phi K_1 E_{\text{вх}} R_{\text{дт}} / U_{\text{п}} R$  – коэффициент усиления контура регулирования тока;  $g_{\text{п}}(\tau) = u_{\text{п}}(\tau) / U_{\text{п}}$ .

Поскольку согласно (154) из-за наличия переменного внешнего воздействия  $g_{\text{п}}(\tau)$  входной сигнал релейного элемента  $e$  явно зависит от времени, то ИРН представляет собой неавтономную релейную систему с периодическим внешним воздействием на входе релейного элемента. Поэтому необходимо рассматривать расширенное фазовое пространство с непрерывным временем (рис. 64, в).

В режиме непрерывного тока реактора фильтра фазовая траектория, начинающаяся в точке  $M(x_1, x_2)$  на плоскости  $\tau = 0$ , через время  $\tau_1 = t_1 / T_\Phi$  пересечет поверхность переключения релейного элемента в точке  $M_1$ , в которой выключается регулирующий транзистор. Уравнение поверхности переключения получается из (154) с учетом условия переключения  $e(x_1, x_2, \tau_1) = 0$ ;

$$K_0 [p - x_2(\tau_1)] - K_{0T} x_1(\tau_1) = \tau_1 / \tau_{\text{п}}, \quad (155)$$

где  $\tau_{\text{п}} = T_{\text{п}} / T_\Phi$ .

Через время  $\tau_2 = t_2 / T_\Phi$  после переключения траектория пересечет плоскость  $\tau = \tau_{\text{п}}$  в точке  $M_T$ . В силу периодичности по  $\tau$  с периодом  $\tau_{\text{п}}$  рассматриваемого трехмерного фазового пространства достаточно рассматривать слой, заключенный между плоскостями  $\tau = 0$  и  $\tau = \tau_{\text{п}}$ ; точка  $M_T$  отождествляется с ее проекцией на плоскость  $\tau = 0$ , т.е. с точкой

$\bar{M}(\bar{x}_1, \bar{x}_2)$  [64]. Для траектории, начинающейся в произвольной точке  $M$  плоскости  $\tau = 0$ , эта плоскость является секущей поверхностью  $S$ . Траектории системы порождают на секущей поверхности  $S$  точечное отображение  $T_S$ , ставящее в соответствие любой точке  $M \in S$  ближайшую следующую за  $M$  точку  $\bar{M}$  пересечения с плоскостью  $S$  траектории, выходящей из точки  $M$ . Структура фазового пространства динамической системы взаимно однозначно определяется структурой порожденного ею на секущей поверхности точечного отображения [63, 64].

Отображение  $T_S$  области  $S$  в себя может быть описано так называемой функцией последования, которая применительно к ИРН имеет вид

$$\bar{x} = f(x) : R^2 \rightarrow R^2, \quad (156)$$

где  $x^T = \|x_1 x_2\|$ ;  $\bar{x}^T = \|\bar{x}_1 \bar{x}_2\|$ ;  $R^2$  – двумерное евклидово пространство (плоскость  $\tau = 0$ ).

Соотношение (156) связывает значения координат  $x_1, x_2$  в конце и начале периода  $T_p$  и при замене  $x, \bar{x}$  на  $x(n), x(n+1)$  совпадает с разностным уравнением ИРН. Область  $S$ , в которой задаются разностное уравнение и вектор  $x(n)$ , представляет собой дискретное фазовое пространство системы, а множество точек  $x(0), T_S x(0), \dots, T_S^n x(0)$  – траекторию дискретной системы; здесь  $T_S^n x(0)$  – результат  $n$ -кратного применения отображения  $T_S$  к вектору  $x(0)$ . Правая часть разностного уравнения  $x(n+1) = f[x(n)]$ , соответствующего (156), не зависит явно от дискретного времени  $n$ . Поэтому при периодическом внешнем воздействии  $u_p(t)$  ИРН представляет собой автономную дискретную систему, хотя в непрерывном фазовом пространстве ИРН выступает как неавтономная система. Когда внешнее воздействие  $u_p(t)$  непериодично, например изменяется по частоте, дискретная система становится также неавтономной.

Аналогично система разностных уравнений (136), (141) позволяет рассчитать траектории ППН в трехмерном дискретном фазовом пространстве.

## 26. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ТОЧЕЧНЫХ ОТБРАЖЕНИЙ ДЛЯ АНАЛИЗА ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Метод точечных отображений позволяет проводить точное изучение структуры фазового пространства (его разбиение на области с топологически одинаковым поведением траекторий) и выявлять качественные особенности динамики непрерывных и дискретных систем. В частности, исследование микроструктуры фазового пространства включает в себя отыскание возможных предельных движений (стоячий равновесия, периодических или более сложных установившихся движений) и границ соответствующих им областей притяжения [64]. Этим методом можно изучать зависимость периодических движений от параметров системы, переходы от одного типа движения к другому при про-

хождении через отдельные значения параметров, выяснить, как возникают и исчезают те или иные периодические движения. Метод позволяет определить максимальную амплитуду колебаний, найти области устойчивости системы, оценить, насколько опасно нарушение устойчивости.

С ростом размерности фазового пространства возрастают вычислительные трудности метода, которые преодолеваются применением современных ЭВМ.

Решая систему (153) для интервала  $\tau_1$ , на котором  $e > 0$ ,  $\varphi_p(e) = 1$ , находим

$$\mathbf{x}(\tau) = \mathbf{A}(\tau) \mathbf{x} + \mathbf{B}(\tau), \quad (157)$$

где

$$\mathbf{A}(\tau) = \begin{vmatrix} A_{11}(\tau) & A_{12}(\tau) \\ A_{21}(\tau) & A_{22}(\tau) \end{vmatrix}, \quad \mathbf{B}(\tau) = \begin{vmatrix} B_1(\tau) \\ B_2(\tau) \end{vmatrix}$$

— переходная матрица системы (153) и вектор, учитывающий влияние внешнего воздействия  $g$ , причем  $g^T = \|1/K_\Phi q, 0\|$ . Элементы матриц  $\mathbf{A}(\tau)$ ,  $\mathbf{B}(\tau)$ :

$$\left. \begin{array}{l} A_{11}(\tau) = \xi(\tau) - \beta^{-1} (\xi - \sqrt{K_\Phi} q) \sigma(\tau); \\ A_{12} = -\sqrt{K_\Phi} \beta^{-1} q^{-1} \sigma(\tau); \quad A_{21}(\tau) = \sqrt{K_\Phi} q \beta^{-1} \sigma(\tau); \\ A_{22}(\tau) = \xi(\tau) + \beta^{-1} (\xi - \sqrt{K_\Phi} q) \sigma(\tau); \\ B_1(\tau) = 1 - \xi(\tau) + \frac{1}{\beta} \left( \frac{1}{\sqrt{K_\Phi} q} - \xi \right) \sigma(\tau); \\ B_2(\tau) = 1 - \xi(\tau) - \xi \beta^{-1} \sigma(\tau), \end{array} \right\} \quad (158)$$

где  $\xi = (\sqrt{K_\Phi}/2)(1/Q_0 + q)$  — коэффициент затухания фильтра;  $\beta = \sqrt{1 - \xi^2}$  — собственная частота фильтра;

$$\sigma(\tau) = e^{-\xi\tau} \sin \beta\tau; \quad \xi(\tau) = e^{-\xi\tau} \cos \beta\tau. \quad (159)$$

Подставляя  $\tau = \tau_1$  в (157), находим значения фазовых координат в конце интервала  $\tau_1$ , выраженные через их значения  $x_1, x_2$  в начале периода:

$$\left. \begin{array}{l} x_1(\tau_1) = A_{11}(\tau_1)x_1 + A_{12}(\tau_1)x_2 + B_1(\tau_1), \\ x_2(\tau_1) = A_{21}(\tau_1)x_1 + A_{22}(\tau_1)x_2 + B_2(\tau_1). \end{array} \right\} \quad (160)$$

Подставляя (160) в (155), получаем выражение

$$\begin{aligned} \tau_1/\tau_p - K_0 p + K_0 T [A_{11}(\tau_1)x_1 + A_{12}(\tau_1)x_2 + \\ + B_1(\tau_1)] + K_0 [A_{21}(\tau_1)x_1 + A_{22}(\tau_1)x_2 + B_2(\tau_1)] = 0, \end{aligned} \quad (161)$$

которое в неявной форме  $\varphi(x, \tau_1) = 0$  задает зависимость  $\tau_1(x)$ .

Решение (153) для интервала  $\tau_2$ , на котором  $e < 0$ ,  $\varphi_p(e) = 0$ , имеет вид

$$\mathbf{x}(\tau) = \mathbf{A}(\tau - \tau_1) \mathbf{x}(\tau_1). \quad (162)$$

Подставляя в (162)  $\tau = \tau_1 + \tau_2$  и  $\mathbf{x}(\tau_1)$  из (160), получаем

$$\mathbf{x}(\tau_1 + \tau_2) = \mathbf{A}(\tau_2) \mathbf{A}(\tau_1) \mathbf{x} + \mathbf{A}(\tau_2) \mathbf{B}(\tau_1). \quad (163)$$

Учитывая свойство переходной матрицы, согласно которому  $\mathbf{A}(\tau_2) \mathbf{A}(\tau_1 - e) = \mathbf{A}(\tau_1 + \tau_2 - e)$ , и связь вектора  $\mathbf{B}(\tau)$  с переходной матрицей  $\mathbf{A}(\tau)$ , можно записать:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(\tau_2) \mathbf{B}(\tau_1) &= \int\limits_{\tau_1}^{\tau_1 + \tau_2} \mathbf{A}(\tau_1 + \tau_2 - \epsilon) g d\epsilon = \\ &= \int\limits_0^{\tau_1 + \tau_2} \mathbf{A}(\tau_1 + \tau_2 - \epsilon) g d\epsilon - \int\limits_{\tau_1}^{\tau_1 + \tau_2} \mathbf{A}(\tau_1 + \tau_2 - \epsilon) g d\epsilon = \\ &= \mathbf{B}(\tau_1 + \tau_2) - \mathbf{B}(\tau_2). \end{aligned} \quad (164)$$

В режиме непрерывного тока реактора фильтра, когда  $\tau_1 + \tau_2 = \tau_\Pi$ ,  $\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{x}(\tau_1 + \tau_2)$ , из (163), (164) получаем

$$\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\tau_\Pi) \mathbf{x} + \mathbf{B}(\tau_\Pi) - \mathbf{B}(\tau_\Pi - \tau_1). \quad (165)$$

Совокупность уравнений (161), (165) определяет в неявной форме точечное отображение (156), зависящее от шести безразмерных параметров:  $Q_0, q, \tau_\Pi, K_0, K_{0T}$  и  $p$ .

При условии  $u_y(0) < 0$ , откуда следует  $K_0(p - x_2) < K_{0T}x_1$ , точка  $M$  на рис. 64, в располагается левее поверхности переключения  $L$ ; регулирующий транзистор не открывается, ток  $i_L$  в течение всего периода  $\tau_\Pi$  замыкается через обратный диод. В такие периоды отображение (165) принимает вид

$$\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\tau_\Pi) \mathbf{x}. \quad (166)$$

Например, при появлении в ИРН колебаний на основной субгармонике (рис. 65) в один период  $\tau_\Pi$  отображение (156) описывается соотношениями (161), (165), в другой период, в начале которого  $u_y < 0$ , – соотношением (166). Если же при таких колебаниях всегда  $u_y > 0$ , то отображение оба периода описывается соотношениями (161), (165).

Периодическим движениям в фазовом пространстве соответствуют неподвижные точки отображения  $T_S$  (156). Установившемуся режиму ИРН, т.е. периодическому движению с периодом  $\tau_\Pi$ , соответствует простая неподвижная точка  $N$  отображения  $T_S$ , удовлетворяющая уравнению  $T_S N = N$ . Режиму, показанному на рис. 65, соответствует перио-

Рис. 65. Колебания в ИРН на основной субгармонике

дическое движение с периодом  $2\tau_{\Pi}$  и двукратная неподвижная точка, удовлетворяющая уравнению  $T_S^2 N_1 = N_1$ .

Неподвижная точка  $N$  отображения  $T_S$  устойчива, если все корни характеристического уравнения

$$\det [J(N) - z E] = 0 \quad (167)$$

лежат строго внутри единичного круга  $|z| \leq 1$  комплексной плоскости  $z$  [64].

Здесь  $J(N)$  — матрица Якоби отображения  $T_S$  в точке  $N$ ;  $E$  — единичная матрица. Матрица Якоби при выбранном базисе (системе координат) определяет линейный оператор, называемый производной отображения (165). Согласно [66], дифференцируя (165) по  $x$  с учетом (161), находим

$$J = A(\tau_{\Pi}) + \frac{1}{b_3} \begin{vmatrix} b_1 \\ b_2 \end{vmatrix} \|c_1, c_2\|, \quad (168)$$

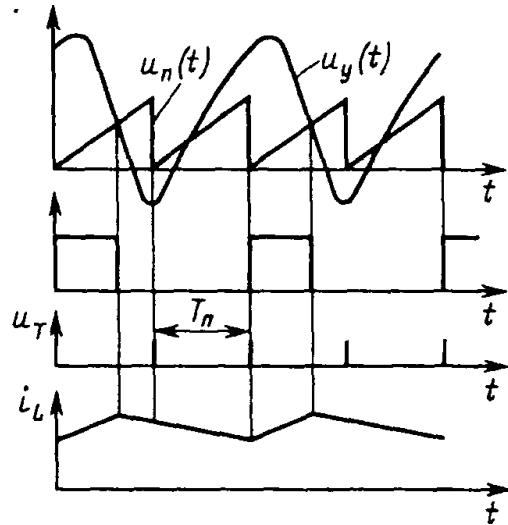
где

$$b_1 = \frac{\partial B_1(\tau_{\Pi} - \tau_1)}{\partial \tau_1} = -\frac{1}{\sqrt{K_{\Phi}} q} \left[ \xi(\tau_{\Pi} - \tau_1) - \right. \\ \left. - \frac{1}{\beta} (\xi - \sqrt{K_{\Phi}} q) \sigma(\tau_{\Pi} - \tau_1) \right];$$

$$b_2 = \frac{\partial B_2(\tau_{\Pi} - \tau_1)}{\partial \tau_1} = -\frac{1}{\beta} \sigma(\tau_{\Pi} - \tau_1);$$

$$b_3 = \frac{\partial \varphi(x, \tau_1)}{\partial \tau_1} = \frac{1}{\tau_{\Pi}} + \frac{1}{\beta} (K_0 + K_{0T}) D_2 + \frac{K_{0T}}{\sqrt{K_{\Phi}} q} \left( D_1 - \frac{\xi}{\beta} D_2 \right);$$

$$c_1 = \frac{\partial \varphi(x, \tau_1)}{\partial x_1} = \frac{1}{\beta} \left[ K_0 \sqrt{K_{\Phi}} q + \right. \\ \left. + K_{0T} \left( \xi - \frac{\sqrt{K_{\Phi}}}{Q_0} \right) \right] \sigma(\tau_1) + K_{0T} \xi(\tau_1);$$



$$c_2 = \frac{\partial \varphi(x, \tau_1)}{\partial x_2} = \frac{1}{\beta} \left[ K_0 (\xi - \sqrt{K_\Phi} q) - K_{0T} \frac{\sqrt{K_\Phi}}{q} \right] \sigma(\tau_1) + K_0 \xi(\tau_1).$$

Все производные здесь берутся в неподвижной точке.

Коэффициенты  $D_1, D_2$ , входящие в выражение для  $b_3$ , являются функциями  $\tau_1$ :

$$D_1 = \frac{d^2 - d \cos \beta \tau_{II} + d^\gamma [\cos \beta \tau_1 - d \cos \beta (\tau_{II} - \tau_1)]}{1 - 2d \cos \beta \tau_{II} + d^2}, \quad (169)$$

$$D_2 = \frac{d^\gamma [\sin \beta \tau_1 + d \sin \beta (\tau_{II} - \tau_1)] - d \sin \beta \tau_{II}}{1 - 2d \cos \beta \tau_{II} + d^2}, \quad (170)$$

где  $d = e^{-\xi \tau_{II}} = e^{-\alpha T_{II}}$ ;  $\gamma = \tau_1 / \tau_{II}$ .

При выводе выражения для  $b_3$  учтены формулы, по которым определяются значения координат  $x_1, x_2$  в установившемся режиме, соответствующем простой неподвижной точке отображения  $T_S$ :

$$\left. \begin{aligned} x_{1N} &= D_3 + \frac{1}{\beta} \left( \frac{1}{\sqrt{K_\Phi} q} - \xi \right) D_4; \\ x_{2N} &= D_3 - \frac{\xi}{\beta} D_4, \end{aligned} \right\} \quad (171)$$

где

$$D_3 = \frac{d^2 - d \cos \beta \tau_{II} + d^{1-\gamma} [\cos \beta (\tau_{II} - \tau_1) - d \cos \beta \tau_1]}{1 - 2d \cos \beta \tau_{II} + d^2}; \quad (172)$$

$$D_4 = \frac{d \sin \beta \tau_{II} - d^{1-\gamma} [\sin \beta (\tau_{II} - \tau_1) + d \sin \beta \tau_1]}{1 - 2d \cos \beta \tau_{II} + d^2}. \quad (173)$$

Характеристическое уравнение (167) представляется в виде

$$z^2 + a_1 z + a_2 = 0, \quad (174)$$

где

$$a_1 = \frac{K_{0T} d}{b_3 \sqrt{K_\Phi} q} \left\{ \cos \beta \tau_{II} + \frac{1}{\beta} \left[ \frac{(K_0 + K_{0T}) \sqrt{K_\Phi} q}{K_{0T}} - \xi \right] \times \right.$$

$$x \sin \beta \tau_{\pi} \Biggr\} - 2d \cos \beta \tau_{\pi}; \\ a_2 = d^2 \left( 1 - \frac{K_{0t}}{b_3 \sqrt{K_{\Phi}} q} \right).$$

Нарушению устойчивости ИРН соответствует появление у уравнения (174) одного действительного корня, равного +1 или -1, либо двух комплексно-сопряженных корней  $e^{i\varphi}$  и  $e^{-i\varphi}$  ( $0 < \varphi \leq \pi$ ). Границы области устойчивости простой неподвижной точки, отвечающие этим случаям, обозначаются через  $\Gamma_{+1}$ ,  $\Gamma_{-1}$  и  $\Gamma_{\varphi}$ . Нарушение условия  $1 + a_1 + a_2 > 0$  означает выход из области устойчивости через границу  $\Gamma_{+1}$ . При этом на секущей поверхности происходит слияние устойчивой неподвижной точки с неустойчивой и их последующее исчезновение. Нарушение условия  $1 - a_1 + a_2 > 0$  соответствует выходу из области устойчивости через границу  $\Gamma_{-1}$  и возникновению колебательной неустойчивости. В этом случае на секущей поверхности происходит либо слияние простой неподвижной точки  $N$  с двумя двукратными неустойчивыми неподвижными точками, после чего точка  $N$  становится неустойчивой, либо из точки  $N$  в момент возникновения неустойчивости рождаются две *двукратные устойчивые неподвижные точки* [64]. Случай нарушения условия  $1 - a_2 > 0$  и перехода через поверхность  $\Gamma_{\varphi}$ , приводящий также к колебательной неустойчивости, является наиболее сложным.

В практических схемах ИРН неустойчивость возникает за счет нарушения условия  $1 - a_1 + a_2 > 0$  и перехода через границу  $\Gamma_{-1}$ . С учетом выражений для  $a_1$ ,  $a_2$  и  $b_3$  это условие преобразуется к виду

$$\frac{K_{0t}}{\sqrt{K_{\Phi}} q \tau_{\pi}} \left[ G_2 - D_1 - \frac{1}{\beta} (\sqrt{K_{\Phi}} q - \xi) D_2 \right] + \\ + K_0 \frac{G_1 - D_2}{\beta \tau_{\pi}} < \frac{1}{\tau_{\pi}^2}, \quad (175)$$

где введены обозначения:

$$G_1 = \frac{d \sin \beta \tau_{\pi}}{1 + 2d \cos \beta \tau_{\pi} + d^2};$$

$$G_2 = d \frac{d + \cos \beta \tau_{\pi} + \beta^{-1} (\sqrt{K_{\Phi}} q - \xi) \sin \beta \tau_{\pi}}{1 + 2d \cos \beta \tau_{\pi} + d^2}.$$

В экспериментальной схеме ИРН при нарушении условия (175) появлялись устойчивые колебания на основной субгармонике, т.е.

из неподвижной точки  $N$ , которая становилась неустойчивой, рождались две двукратные устойчивые неподвижные точки.

При малых пульсациях выходного напряжения ИРН и высокой добротности  $Q_0$  можно положить  $\xi\tau_{\text{п}} = 0$ ;  $\beta\tau_{\text{п}} \rightarrow 0$ , найти предельные значения коэффициентов

$$D_1 \rightarrow 1 - \gamma; D_2/\beta\tau_{\text{п}} \rightarrow 0,5\gamma(1 - \gamma); G_1/\beta\tau_{\text{п}} \rightarrow 0,25; G_2 \rightarrow 0,5$$

и представить условие устойчивости ИРН (175) в виде

$$K_0 [0,5 - \gamma(1 - \gamma)] + K_{0T} (2\gamma - 1) RC/T_{\text{п}} < 2(\sqrt{LC}/T_{\text{п}})^2. \quad (175a)$$

При  $\gamma < 0,5$  отрицательная обратная связь по току увеличивает граничное значение коэффициента усиления контура регулирования напряжения  $K_0$  гр, а при  $\gamma > 0,5$  уменьшает. При  $Q_0 \geq 10$  и  $q \leq 1$  изменение  $Q_0$  и  $q$  мало влияет на устойчивость и результаты расчетов по (175), (175a) на интервале  $\sqrt{LC}/T_{\text{п}} > 1$  практически совпадают.

Неравенство (175) полностью совпадает с условием устойчивости, полученным на основании импульсной модели ИРН [67]. Оказывается, что коэффициент  $b_3$  связан с фактором пульсаций  $F$ , а именно:  $b_3 = (F\tau_{\text{п}})^{-1}$ .

При настройке ИРН, в аварийных режимах, в результате значительного изменения параметров может произойти нарушение устойчивости простейшего периодического режима с частотой  $1/T_{\text{п}}$  и появление более сложных режимов. Знание возможных режимов и их параметров желательно хотя бы для того, чтобы оценить возможные перегрузки элементов схемы в этих режимах и более обоснованно выбирать параметры схемы.

В настоящее время хорошо разработаны лишь локальные методы исследования отображения плоскости в себя (165), т.е. методы определения особенностей отображения в окрестности неподвижной точки.

*В режиме прерывистого тока реактора фильтра* появляется дополнительный интервал  $\tau_3$ , на котором изображающая точка скользит по плоскости  $x_1 = 0$  (рис. 64, в). Это позволяет свести задачу к рассмотрению отображения прямой  $x_2$  в себя и провести эффективное исследование глобальных вопросов.

Значения фазовых координат в конце интервала  $\tau_1$  в режиме прерывистого тока реактора определяются выражениями (160) при  $x_1 = 0$ , а в конце интервала  $\tau_2$  — выражениями (163), (164):

$$A_{12}(\tau_1 + \tau_2)x_2 + B_1(\tau_1 + \tau_2) - B_1(\tau_2) = 0; \quad (176)$$

$$x_2(\tau_1 + \tau_2) = A_{22}(\tau_1 + \tau_2)x_2 + B_2(\tau_1 + \tau_2) - B_2(\tau_2). \quad (177)$$

Учитывая, что на интервале  $\tau_3$

$$x_2 = x_2(\tau_1 + \tau_2) \exp [-\sqrt{K_{\Phi}} q (\tau - \tau_1 - \tau_2)], \quad (178)$$

получаем

$$\bar{x}_2 = x_2(\tau_{\pi}) = d(\tau_3)[A_{22}(\tau_1 + \tau_2)x_2 + B_2(\tau_1 + \tau_2) - B_2(\tau_2)], \quad (179)$$

где  $d(\tau_3) = \exp(-\sqrt{K_{\Phi}} q \tau_3)$ .

Совместно с уравнениями (161), (176), из которых можно найти  $\tau_1$  и  $\tau_2$ , равенство (179) определяет функцию последования  $\bar{x}_2 = f(x_2)$ .

Для уменьшения объема вычислений целесообразно применять параметрическую запись функции последования. Решив уравнение (161) относительно  $x_2$  при  $x_1 = 0$ , находим

$$x_2 = \frac{K_0 p - \tau_1/\tau_{\pi} - K_{0T}B_1(\tau_1) - K_0 B_2(\tau_1)}{K_{0T}A_{12}(\tau_1) + K_0 A_{22}(\tau_1)}, \quad (180)$$

а подставив в (162)  $\tau = \tau_1 + \tau_2$ ,  $x_1 = 0$ , с учетом выражений для элементов матрицы  $A(\tau)$ , приходим к уравнению

$$\operatorname{ctg} \beta \tau_2 = \frac{1}{\beta} \left[ \frac{\sqrt{K_{\Phi}}}{q} \frac{x_2(\tau_1)}{x_1(\tau_1)} + \frac{\sqrt{K_{\Phi}}}{Q_0} - \xi \right]. \quad (181)$$

Задавшись значением  $\tau_1$ , по (180) вычисляем значение  $x_2$  в начале периода, по (160) – значения  $x_1(\tau_1)$ ,  $x_2(\tau_2)$ , из (181) – длительность интервала  $\tau_2$  и, наконец, по (179) рассчитываем значение  $\bar{x}_2$  второй координаты в конце периода. При таком алгоритме расчета исключается этап решения трансцендентного уравнения (161) относительно  $\tau_1$ .

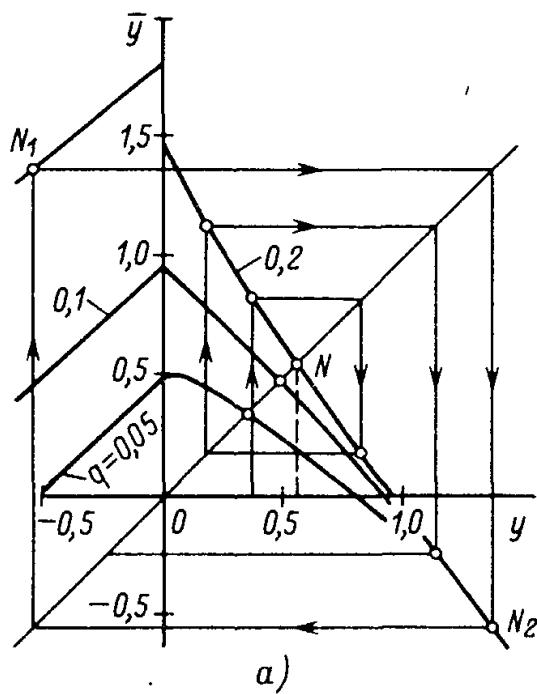
Таким образом, рассчитывается участок графика функции последования  $\bar{x}_2 = f(x_2)$ , соответствующий  $x_2 < p$  и  $u_y(0) > 0$ . Второй участок для  $x_2 > p$ ,  $u_y(0) < 0$  соответствует случаю, когда транзистор не открывается, в течение всего периода конденсатор фильтра разряжается на нагрузку и функция последования имеет вид

$$\bar{x}_2 = x_2 e^{-\sqrt{K_{\Phi}} q \tau_{\pi}}. \quad (182)$$

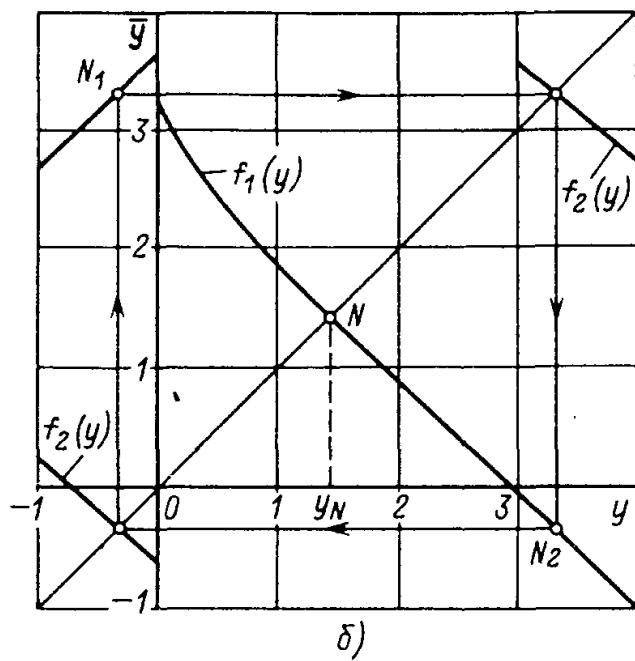
В связи с тем, что в режиме стабилизации выходного напряжения координата  $x_2$  изменяется в небольших пределах, оставаясь близкой к  $p$ , перейдем к новой переменной  $y = K_0(p - x_2)$ . Тогда график функции последования  $\bar{y} = f_1(y)$  состоит из двух участков, соответствующих  $y > 0$  ( $x_2 < p$ ) и  $y < 0$  ( $x_2 > p$ ) (рис. 66).

Решая (161) при  $x_1 = 0$ ,  $x_2 = p$ , находим значение  $\tau_1 = \tau_{10}$  справа в точке разрыва функции  $\bar{y} = f_1(y)$  и строим зависимости, представленные на рис. 67. Деля уравнение (161) на  $\sigma(\tau_1)$  и переходя к пределу при  $x_1 = 0$ ,  $x_2 = p$ ,  $\tau_1 \rightarrow 0$ , находим соотношение параметров в точках пересечения этих кривых с осью абсцисс:

$$\frac{1}{U_{\pi}} \frac{du_y}{d\tau} \Bigg|_{\begin{array}{l} \tau=0 \\ x_2=p \end{array}} = K_0 \sqrt{K_{\Phi}} q p - \frac{K_{0T}}{\sqrt{K_{\Phi}} q} (1 - K_{\Phi} p) = \frac{1}{\tau_{\pi}}.$$



a)



б)

Рис. 66. Диаграмма точечного отображения в режиме прерывистого тока для  $Q_0 = \infty$ ,  $\tau_{\pi} = 1$ ,  $K_{0T} = 0$ ,  $K_0 = 20$ ,  $p = 0,5$  (а);  $K_0 = 125$ ,  $p = 0,6$  (б)

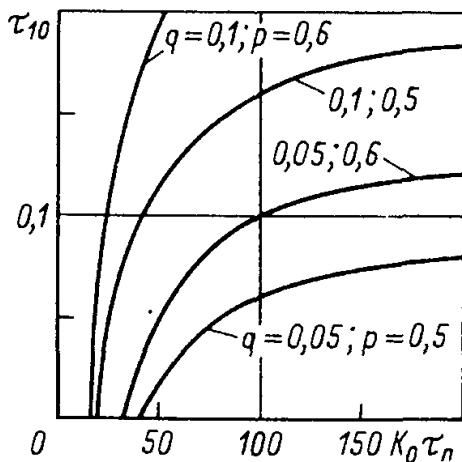


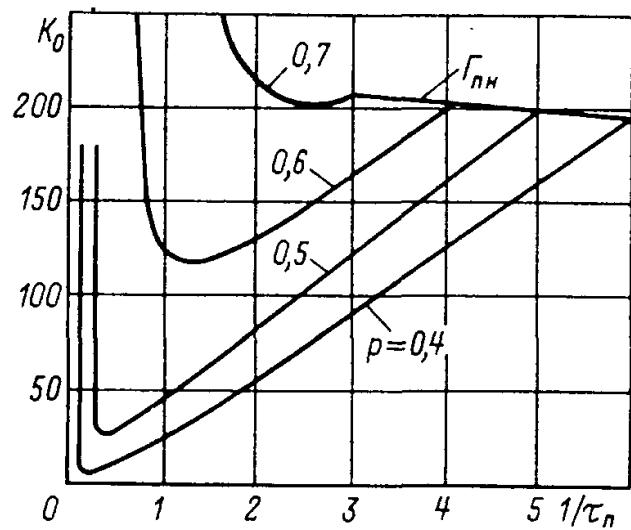
Рис. 67. Зависимости времени открытия состояния транзистора от параметров при нулевом начальном значении управляющего сигнала

### Выполнение условия

$$K_0 \sqrt{K_\Phi} qp - \frac{K_{0T}}{\sqrt{K_\Phi} q} (1 - K_\Phi p) > \frac{1}{\tau_{\pi}} \quad (183)$$

означает, что при  $u_y(0) = 0$  скорость нарастания управляющего сигнала  $u_y(\tau)$  в момент  $\tau = +0$  больше скорости нарастания пилообразного сигнала  $u_{\pi}(\tau)$  и транзистор открывается на время  $\tau_1(y = +0) = \tau_{10} > 0$ . В этом случае  $\tau_1(y = +0) \neq \tau_1(y = -0)$  и в точке  $y = 0$  функция последований имеет конечный разрыв. Если условие (183) не выполняется, то  $\tau_1(y = +0) = \tau_1(y = -0) = 0$  и в точке  $y = 0$  разрыва нет. Выражение (180) при  $\tau_1 = 0$  всегда дает  $x_2 = p$ ,  $y = 0$ , но при выполнении условия (183) значение  $x_2 = p$  получается и при некотором  $\tau_1 = \tau_{10} > 0$ .

Рис. 68. Границы области устойчивости ИРН на плоскости параметров при  $Q_0 = \infty$ ,  $q = 0,05$ ,  $K_{0T} = 0$ ;  $\Gamma_{p,n}$  – граница между областями прерывистого и непрерывного токов



На диаграмме точечного отображения (рис. 66) можно наглядно проследить ход процесса, начинающегося с любого значения  $y$ . Как видно, с ростом коэффициента нагрузки  $q$  неподвижная точка  $N$  становится неустойчивой и из нее рождаются две двукратные устойчивые неподвижные точки  $N_1, N_2$ . Диаграмма на рис. 66, б интересна тем, что простая неподвижная точка  $N$  устойчива в малом согласно рис. 68, но неустойчива в большом, поскольку при больших начальных отклонениях от точки  $N$  процесс сходится к паре двукратных неподвижных точек  $N_1, N_2$  отображения  $f_1(y)$ . Неподвижные точки  $N_1, N_2$  соответствуют устойчивому периодическому режиму с частотой  $1/2T_p$ .

Абсциссы точек  $N_1, N_2$  являются решениями уравнения  $f_2(y) = y$ , где  $f_2(y) = f_1[f_1(y)]$  – функция последования отображения  $T_S^2$ , представляющего собой двукратное последовательное применение отображения  $T_S$ .

В случае, когда транзистор открывается через период, расчет значений функции  $f_2(y)$  оказывается наиболее простым. При  $y > 0$  в первый период транзистор открывается, а во втором периоде не открывается. Тогда расчет значений  $\bar{y} = f_2(y) = K_0(p - x_2)$  производится по (179) при замене  $\tau_p$  на  $2\tau_p$ . При  $y < 0$  в первом периоде транзистор не открывается, а во втором открывается и расчет значений  $\bar{y} = f_2(y)$  можно выполнить следующим образом: задаемся длительностью  $\tau'_1$  открытого состояния транзистора во втором периоде и по соотношениям (179), (180) находим значение  $x'_2$  в начале второго периода и конечное значение  $\bar{x}_2$ . После этого, зная конечное значение  $x'_2$  для первого периода, находим начальное значение  $x_2 = x'_2 \exp \sqrt{K_0} q \tau_p$  и значения  $y, \bar{y}$ . На рис. 66, б показаны лишь участки графика функции  $f_2(y)$  вблизи точек пересечения с биссектрисой угла между координатными осями. Эти точки, являются простыми неподвижными точками отображения  $T_S^2$ .

Решая (179) относительно  $x_{2N} = x_2 = \bar{x}_2$  и учитывая (176), получаем выражение

$$x_{2N} = \frac{B_2(\tau_1 + \tau_2) - B_2(\tau_2)}{d^{-1}(\tau_3) - A_{22}(\tau_1 + \tau_2)} = -\frac{B_1(\tau_1 + \tau_2) - B_1(\tau_2)}{A_{12}(\tau_1 + \tau_2)}, \quad (184)$$

связывающее переменные  $x_{2N}, \tau_1, \tau_2$  в установившемся режиме.

Длительности интервалов  $\tau_1, \tau_2$  определяются из (161), (176).

Согласно теореме Кёнигса [63], простая неподвижная точка  $N$  отображения  $f_1(y)$  устойчива, если характеристический корень  $z = d\bar{y}/dy = d\bar{x}_2/dx_2$  по модулю меньше 1, и неустойчива, если  $|z| > 1$ . Дифференцируя неявную функцию  $\bar{x}_2 = f(x_2)$ , задаваемую уравнениями (179), (161), (176), записанными в виде

$$\varphi_1(\bar{x}_2, x_2, \tau_1, \tau_2) = 0;$$

$$\varphi_2(x_2, \tau_1, ) = 0;$$

$$\varphi_3(x_2, \tau_1, \tau_2) = 0,$$

находим

$$z = d(\tau_3) \left\{ A_{22}(\tau_1 + \tau_2) + b_{12} b_{32}^{-1} A_{12}(\tau_1 + \tau_2) - \right. \\ \left. - b_{21}^{-1} b_{32}^{-1} [K_0 A_{12}(\tau_1) + K_0 A_{22}(\tau_1)] [b_{11} B'_1(\tau_2) + \right. \\ \left. + b_{31} B'_2(\tau_2)] \right\}, \quad (185)$$

где  $b_{ik} = \partial \varphi_i / \partial \tau_k$ ;  $i, k = 1, 2, 3$ ;  $k = 1, 2$ .

В (185) подставляются значения  $x_2 = \bar{x}_2, \tau_1, \tau_2$  в неподвижной точке. Коэффициент  $b_{21} = (F \tau_{\text{п}})^{-1}$  связан с фактором пульсаций  $F$ .

При  $z = 1$  и  $z = -1$  равенство (185) дает соотношения, связывающие граничные значения параметров. Нарушение устойчивости реальных схем ИРН в режиме прерывистого тока происходит из-за перехода характеристического корня через значение  $z = -1$ . Для расчета граничных кривых (рис. 68) уравнение (185) при  $z = -1$  решается относительно коэффициента усиления  $K_0$ . Расчет проводится в следующем порядке: при заданных значениях параметров  $Q_0, q, \tau_{\text{п}}$  и длительности интервала  $\tau_1$  по (184) находим  $\tau_2, x_{2N}$ ; задавшись  $K_0$ , из (185) определяем  $K_0$ , а из (161) — параметр  $p$ .

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнических установок/Е.И. Беркович, Г.В. Ивенский, Ю.С. Иоффе, А.Т. Матчак, В.В. Моргун. Л.: Энергоатомиздат, 1983. 208 С.
2. Донской А.В., Кулик В.Д. Теория и схемы тиристорных инверторов повышенной частоты с широтным регулированием напряжения. Л.: Энергия, 1980. 160 С.
3. Mc Murray W. The thyristor electronic transformer. A power converter using a highfrequency link. – IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl. 1971. Vol. 7, N.4. P. 451–457.
4. Булатов О.Г., Царенко А.И. Тиристорно-конденсаторные преобразователи. М.: Энергоиздат, 1982. 216 С.
5. Белов Г.А. Анализ преобразователя постоянного напряжения с тиристорным резонансным инвертором//Применение полупроводниковых приборов в преобразовательной технике. Чебоксары, 1976. Вып. 1. С. 11–22.
6. Кован Ю.И. Кофман Д.Б. Исследование работы нерегулируемого тиристорного зарядного инвертора с помощью разностных уравнений//Проблемы технической электродинамики. Киев: Наукова думка, 1973. Вып. 41. С. 14–20.
7. А.с. № 229663 СССР. Преобразователь постоянного тока/А.А. Сакович, Б.М. Антонов, В.А. Лабунцов, Г.В. Андрежюк.//Открытия. Изобретения. 1968, № 33.
8. А.с. № 547941 СССР. Преобразователь постоянного напряжения/Г.А. Белов. Открытия. Изобретения, 1977, № 7.
9. Белов Г.А. Анализ преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором//Электричество. 1979. № 1. С. 39–45.
10. Ranganathan V.T., Ziogas P.D.; Stefanovic V.R. A regulated DC–DC voltage source converter using a high frequency link//Conf. Rec. Ind. Application society. IEEE – IAS. : New York, 1980, P. 917–924.
11. Ромаш Э.М. Транзисторные преобразователи в устройствах питания радиоэлектронной аппаратуры. М.: Энергия, 1975. 176 С.
12. Дерменжи П.Г. Силовые транзисторы – новый элемент преобразовательной техники//Электротехника. 1982. № 3. С. 2–5.
13. Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы. Справочник/Б.А. Бородин, В.М. Ломакин, В.В. Мокряков и др./Под ред. А.В. Голомедова. М.: Радио и связь, 1985. 560 С.
14. Robson R.R., Hancock D.I. A 10-kW series resonant converter design, transistor characterization, and base-drive optimization. – IEEE PESC'82 Record. New York, 1982. P. 33–44.
15. Белов Г.А., Ильин В.Ф., Костылев В.И. Применение силовых транзисторов в импульсных регуляторах постоянного напряжения//Проблемы преобразовательной техники (тезисы докладов III Всесоюзной научно-технической конференции). Киев, 1983, ч. 2, С. 163–166.
16. Кузьмин С.А. Особенности проектирования мощных транзисторных импульсных стабилизаторов напряжения с питанием от промышленных сетей. Авто-реф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук, М.: МЭИ, 1984. 20 С.

- / 17. Глаценко Т.А., Сеньков В.И. Прогнозирование высокочастотных помех, создаваемых транзисторными широтно-импульсными преобразователями//Электричество. 1984. № 12. С. 21–30.
18. Волин М.Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. М.: Сов. радио, 1972. 280 С.
19. Справочник по электрическим конденсаторам/М.Н. Дьяконов и др./Под общ. ред. И.И. Четверткова и В.Ф. Смирнова. М.: Радио и связь, 1983. 576 С.
20. Ермуратский В.В., Ермуратский П.В. Конденсаторы переменного тока в тиристорных преобразователях. М.: Энергия, 1979. 224 С.
- ✓ 21. Источники вторичного электропитания/С.С. Букреев, В.А. Головацкий, Г.Н. Гулякович и др./Под ред. Ю.И. Конева. М.: Радио и связь, 1983. 280 С.
22. Драбович Ю.И., Комаров Н.С., Марченко Н.Б. Транзисторные источники электропитания с бестрансформаторным входом. Киев: Наукова думка, 1984. 160 С.
23. Мкртчян Ж.А. Электропитание электронно-вычислительных машин. М.: Энергия, 1980. 208 С.
24. Розанов Ю.К., Логионов А.А., Сухинин А.М. Анализ гармонического состава первичных токов в преобразователях со звеном повышенной частоты//Электротехническая промышленность. Сер. Преобразовательная техника, 1984, Вып. 1 (159). С. 3–6.
25. Kocher M.I., Steigerwald R.L. An AC-to-DC converter with high quality input waveforms//IEEE Trans. on Ind. Appl. – New York, 1983. V. IA-19. N 4. P. 586–599.
26. Дьяконов В.П. Силовые полевые транзисторы в энергетических устройствах//Электричество, 1984. № 4. С. 27–32.
27. Алферов Ж.И., Тучкович В.М., Челноков В.Е. Силовые арсенидгаллиевые приборы//Электротехника, 1984. № 3. С. 25–28.
28. Силовое полупроводниковое приборостроение/В.М. Тучкович, И.А. Тепман, Ф.И. Ковалев, Н.И. Якнивчик//Электротехника, 1980. № 1. С. 42–47.
29. Грехов И.В., Линийчук И.А. Тиристоры, выключаемые током управления. Л.: Энергоиздат, 1982. 96 С.
30. Бертинов А.И., Кофмаи Д.В. Тороидальные трансформаторы статических преобразователей. М.: Энергия, 1970.
31. Моин В.С., Лаптев Н.Н. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергия, 1972. 512 С.
32. Михайлова М.М., Филиппов В.В., Мусланов В.П. Магнитомягкие ферриты для радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/Под ред. А.Е. Оборонко. М.: Радио и связь, 1983. 200 С.
33. Мощные высоковольтные тороидальные трансформаторы звуковой частоты для тиристорных преобразователей/Н.И. Воробьев, К.Г. Агапов, В.П. Крупкин, Ю.П. Кудряшов//Применение полупроводниковых приборов в преобразовательной технике. Чебоксары: 1977. С. 17–28.
34. Глибицкий М.М., Мезенина Н.С. Переходные режимы статических преобразователей напряжения с учетом реальной петли гистерезиса магнитопровода силового трансформатора//Электричество. 1977. № 10. С. 65–68.
- ✓ 35. А.с. № 635576 СССР. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное/Г.А. Белов, А.М. Иванов//Открытия. Изобретения. 1978, № 74.
- ✓ 36. Экспериментальное исследование высоковольтного преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором/Г.А. Белов, В.Ф. Ильин, Ю.П. Кудряшов, В.А. Строков//Применение полупроводниковых приборов в преобразовательной технике. Чебоксары: 1983. С. 3–9.
37. Экспериментальное исследование преобразователя напряжения с тиристорным резонансным инвертором и транзисторным коммутатором/В.Ф. Ильин, К.Г. Агапов, В.П. Крупкин, Ю.П. Кудряшов//Применение полупроводниковых приборов в преобразовательной технике. Чебоксары: 1977. С. 10–16.

- ✓ 38. Белов Г.А., Иванов А.М. Тиристорно-транзисторный преобразователь переменного напряжения в стабилизированное постоянное//Электронная техника в автоматике/Под ред. Ю.И. Конева. М.: Сов. радио, 1978. Вып. 10. С. 133–139.
- ✓ 39. А.с. № 928561 СССР. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное/Г.А. Белов, А.М. Иванов//Открытия. Изобретения. 1982, № 18.
- ✓ 40. А.с. № 1032560 СССР. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное/Г.А. Белов, А.М. Иванов//Открытия. Изобретения, 1983, № 28.
41. А.с. № 1056404 СССР. Преобразователь постоянного напряжения в переменное/В.Ф. Ильин, Г.А. Белов, Ю.П. Кудряшов, В.А. Строков//Открытия. Изобретения, 1983, № 43.
- ✓ 42. А.с. № 1065995 СССР. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное/В.Ф. Ильин, Г.А. Белов//Открытия. Изобретения. 1984, № 1.
- ✓ 43. Иванов А.М. Тиристорно-транзисторный преобразователь постоянного напряжения в постоянное//Электронная техника в автоматике/Под ред Ю.И. Конева. М.: Радио и связь, 1982. Вып. 13. С. 110–116.
44. Трахтенберг Р.М. Импульсные астатические системы электропривода с дискретным управлением. М.: Энергоиздат, 1982. 168 С.
- ✓ 45. Белов Г.А., Кузьмин С.А. Преобразователи переменного напряжения 380 В в стабилизированное постоянное//Электронная техника в автоматике/Под ред. Ю.И. Конева. М.: Радио и связь, 1981. Вып. 12. С. 53–57.
46. А.с. № 675554 СССР. Импульсный регулятор постоянного напряжения/Г.А. Белов, С.А. Кузьмин. Открытия. Изобретения. 1979, № 27.
47. А.с. № 794623 СССР. Импульсный регулятор постоянного напряжения/Г.А. Белов, С.А. Кузьмин. 1981, № 1.
48. А.с. № 913351 СССР. Источник электропитания/Г.А. Белов, С.А. Кузьмин. Открытия. Изобретения. 1981, № 1.
- ✓ 49. Белов Г.А., Кузьмин С.А. Импульсный регулятор постоянного напряжения с последовательным соединением транзисторов//Электронная техника в автоматике/Под ред. Ю.И. Конева. – М.: Сов. радио, 1980. Вып. 11. С. 43–48.
- ✓ 50. Белов Г.А., Кузьмин С.А. Разработка и исследование мощного транзисторного импульсного регулятора//Применение полупроводниковых приборов в преобразовательной технике. Чебоксары: 1980. С. 3–11.
51. Белов Г.А. Широтное регулирование в преобразователе постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором//Изв. вузов. Электромеханика. 1982. № 8. С. 975–980.
52. Белов Г.А. Расчет характеристик преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором и включенным параллельно входу регулирующим транзистором//Техническая электродинамика. Киев. 1984. № 1. С. 49–55.
53. А.с. № 930524 СССР. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное/К.Г. Агапов, Г.А. Белов, А.М. Иванов, В.Ф. Ильин, С.А. Кузьмин. Открытия. Изобретения. 1982, № 19.
54. А.с. № 1030945 СССР. Устройство для управления преобразователем постоянного напряжения, включающим резонансный инвертор с транзисторным ключом на входе/Г.А. Белов, А.М. Иванов. Открытия. Изобретения, 1983, № 27.
55. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления/Н.В. Донской, А.Г. Иванов, В.М. Никитин, А.Д. Поздеев/Под ред. А.Д. Поздеева. М.: Энергоиздат, 1984. 352 С.
56. Гончаров Ю.П., Греул М.Г., Ереско А.В. Формирователи импульсов для управления силовыми транзисторами//Электротехника. 1982. № 10. С. 25–29.
57. Белов Г.А., Иванов А.М. Анализ на ЦВМ пусковых режимов тиристорного преобразователя постоянного напряжения//Электронная техника в автоматике/Под ред. Ю.И. Конева. М.: Сов. радио, 1980. Вып. 11. С. 115–119.
58. Белов Г.А., Иванов А.М. Влияние пульсаций входного напряжения на работу преобразователя с последовательным резонансным инвертором и включенным

- на выходе импульсным стабилизатором//Электронная техника в автоматике/  
Под ред. Ю.И. Конева. М.: Радио и связь, 1981. Вып. 12. С. 58–64.
59. Бесекерский В.А. Цифровые автоматические системы. М.: Наука, 1976.  
576 С.
60. Шипилло В.П., Долбня В.Т., Зезулькин Г.Г. Импульсная модель однофазного автономного инвертора//Электричество. 1978. № 11. С. 37–43.
61. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963.  
968 С.
62. Ройтейберг Я.Н. Автоматическое управление. М.: Наука, 1978. 552 С.
63. Гаушус Э.В. Исследование динамических систем методом точечных преобразований. М.: Наука, 1976. 368 С.
64. Бутенин Н.В., Неймарк Ю.И., Фуфаев И.А. Введение в теорию нелинейных колебаний. М.: Наука, 1976. 384 С.
- ✓ 65. Белов Г.А. Исследование импульсного стабилизатора методом точечных отображений //Проблемы преобразовательной техники. Киев: 1983. Ч. 2. С. 115–118.
66. Шилов Г.Е. Математический анализ. Функции нескольких вещественных переменных. Ч. 1, 2, М.: Наука, 1972. 624 С.
- ✓ 67. Белов Г.А., Кузьмин С.А. Условия устойчивости и коэффициент стабилизации импульсного стабилизатора с обратными связями по току и напряжению//Электронная техника в автоматике/Под ред. Ю.И. Конева. М.: Радио и связь, 1984.  
Вып. 15. С. 48–58.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Г л а в а п е р в а я . П р и н ц и пы построения преобразователей постоянного напряжения с резонансными инверторами . . . . .	4
1. Обзор схем преобразователей постоянного напряжения с резонансными инверторами . . . . .	4
2. Статические характеристики преобразователя на базе последовательного резонансного инвертора без обратных диодов . . . . .	10
3. Статические характеристики преобразователя на базе инвертора с обратными диодами . . . . .	15
4. Преобразователь на базе транзисторного последовательного резонансного инвертора . . . . .	16
5. Гармонические составляющие на входе и выходе преобразователя без обратных диодов . . . . .	20
6. Элементная база преобразователей постоянного напряжения с промежуточным высокочастотным звеном . . . . .	23
Г л а в а в т о р а я . А н а л и з и рас ч ет преобразователя с последовательным резонансным инвертором и транзисторным коммутатором . . . . .	26
7. Схемы преобразователей с транзисторным коммутатором . . . . .	26
8. Влияние транзисторного коммутатора на характеристики преобразователей с последовательным резонансным инвертором . . . . .	28
9. Анализ процессов в транзисторном коммутаторе, работающем в составе ППН с последовательным резонансным инвертором . . . . .	32
10. Выбор и расчет элементов преобразователя . . . . .	35
Г л а в а т р е т ь я . П р е о б р а з о в а т е л и пост о я нн о го напр я ж ен и я с по сл е д о в а т ель ны м резонансн ым инвертором, транзисторны м коммутатором и обратн ым выпрямителем . . . . .	43
11. Роль обратного выпрямителя . . . . .	43
12. Преобразователи с обратным выпрямителем, присоединенным к дополнительной обмотке трансформатора инвертора . . . . .	45
13. Преобразователи с обратным выпрямителем, присоединенным к первичной обмотке трансформатора инвертора . . . . .	50
Г л а в а ч е т в е р т а я . Стабилизированные преобразователи постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором . . . . .	52
14. Стабилизация выходного напряжения при помощи понижающего импульсного регулятора, включенного на входе преобразователя	52
15. Преобразователь с повышающим импульсным регулятором, включенным на входе . . . . .	57
16. Широтное регулирование в преобразователе при помощи транзистора, включенного последовательно во входную цепь . . . . .	58
17. Широтное регулирование при помощи транзистора, включенного параллельно входу ППН . . . . .	62
18. Замкнутая система управления преобразователем с широтным регулированием . . . . .	66
19. Схемы управления силовыми транзисторами ППН . . . . .	70

<b>Г л а в а п я т а я . Исследование динамических свойств преобразователей постоянного напряжения</b>	72
20. Вывод уравнений для определения токов и напряжений на элементах силовой части ППН	72
21. Анализ переходных процессов в нерегулируемом преобразователе методом z-преобразования	77
22. Расчетные динамические модели нерегулируемого преобразователя с последовательным резонансным инвертором	83
23. Влияние пульсаций входного напряжения и тока нагрузки на работу преобразователя	90
24. Расчетные динамические модели преобразователей с широтным регулированием	93
25. Фазовые пространства и фазовые траектории преобразователей постоянного напряжения	101
26. Применение метода точечных отображений для анализа динамических свойств преобразователей	104
<b>Список литературы</b>	115

**Г.А.Белов**

**ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ  
тиристорно-  
транзисторные  
преобразователи  
постоянного  
напряжения**



**МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ 1987**