

А. Н. Пахомов, М. В. Кривенков, В. И. Иванчура

## МОДАЛЬНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

Представлен синтез модальных регуляторов мгновенных значений координат цифровых электроприводов постоянного тока с широтно-импульсным преобразователем методом пространства состояний с учетом влияния переменного чистого запаздывания в канале управления.

Ключевые слова: модальный регулятор, электропривод постоянного тока, широтно-импульсный преобразователь.

Теория цифровых многократных систем подчиненного регулирования электропривода [1; 2; 3] разработана достаточно хорошо. Меньше внимания уделяется системам электропривода, построенным на основе суммирования обратных связей по вектору состояния, которое позволяет снизить чувствительность к вариациям параметров объекта управления. Такие регуляторы в отечественной литературе принято называть *модальными*, поскольку коэффициенты вектора обратной связи непосредственно влияют на собственные значения (моды) матрицы замкнутой системы.

Авторами была поставлена задача проектирования таких модальных регуляторов, включающая получение дискретных уравнений состояния объекта управления по его дифференциальным уравнениям; определение коэффициентов обратных связей по переменным состояния в соответствии с заданным спектром матрицы динамики замкнутой цифровой системы управления; внесение корректив, связанных с некоторыми особенностями реального широтно-импульсного преобразователя (ШИП). Необходимо учитывать и влияние переменного чистого запаздывания в канале управления двукратной цифровой системы, весьма характерное для системы электропривода с микропроцессорным управлением.

Причины появления двух периодов дискретности, а также природа чистого запаздывания в микропроцессор-

ных системах рассмотрены в работах [4; 5]. Предполагается, что период прерывания (ПП) работы управляющей микроЭВМ содержит целое число  $N$  периодов коммутации (ПК) ШИП:  $T = NT_k$ , где  $T$  и  $T_k$  – величины ПП и ПК соответственно. Поскольку периодов дискретности два, то целесообразно ввести два типа относительного времени – глобальное  $\tau$  и локальное внутри ПП  $\theta$ , причем

$$\tau = \frac{t}{T}, \quad \theta = \frac{t}{T_k} = \frac{N}{T}t = N\tau, \quad \theta \in [0, N]. \quad (1)$$

Ниже будут использованы только определенные таким образом относительные значения времени.

Пусть расчет сигнала управления на  $n$ -м ПП  $u[n]$  завершается по истечении вычислительного запаздывания  $\tau_b$  на  $k$ -м ПК (рис. 1). Локальное вычислительное запаздывание  $\theta_b$  отсчитывается от начала  $k$ -го ПК. Если локальная задержка времени  $\theta_{шип1}$ , необходимая для реализации  $u[n]$ , больше чем  $\theta_b$  (верхняя часть рис. 1), то эта реализация может быть осуществлена уже на  $k$ -м ПК. На первых  $k$  ПК реализуется предыдущее значение сигнала управления  $u[n-1]$ . Если  $\theta_{шип1} < \theta_b$  (нижняя часть рис. 1), то реализация  $u[n]$  откладывается до  $(k+1)$ -го ПК. В частном случае, когда  $k = N-1$ , она начнется только с нулевого ПК  $(n+1)$ -го ПП.

Задержка  $\theta_{шип2}$  обусловлена природой полупроводниковых ШИП, выходное напряжение которых регулируется за счет изменения ее величины.

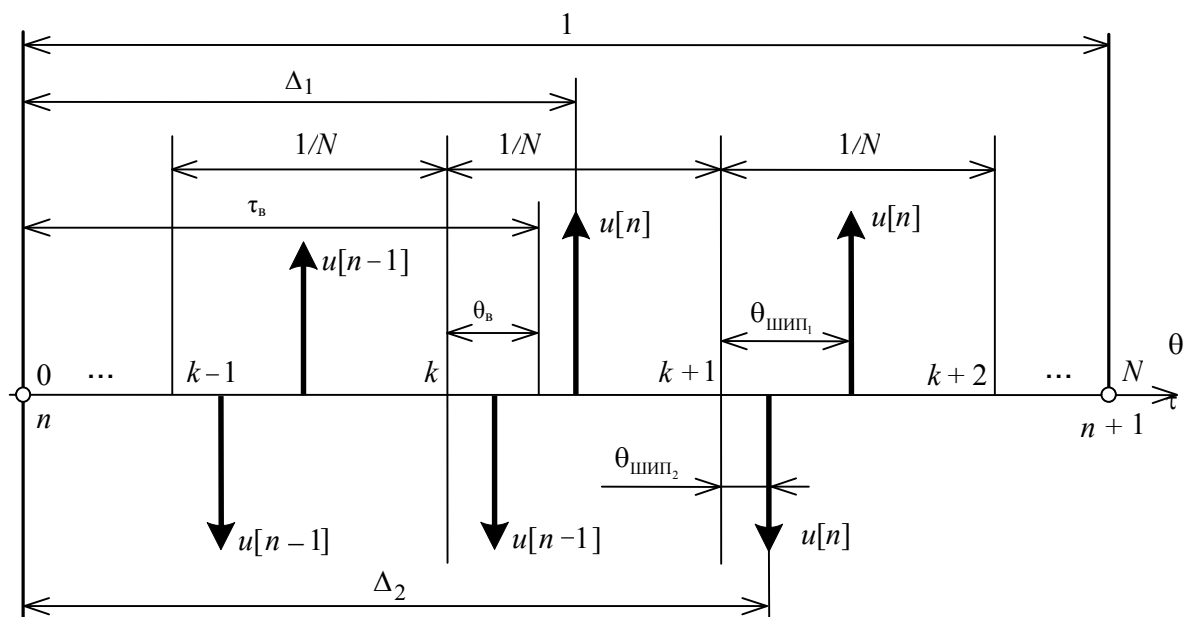


Рис. 1

В локальном масштабе времени величина чистого запаздывания принадлежит диапазону  $0 \leq \theta_{\Delta} \leq N + 1$  [5]. Поэтому ее удобно разбить на целую  $K$  и дробную  $\delta$  части:  $\theta_{\Delta} = K + \delta$ .

Проектирование цифровых регуляторов включает расчет параметров дискретных уравнений состояния объекта управления с учетом влияния чистого запаздывания, имеющих общий вид в соответствии с [4; 5]:

$$\tilde{X}[n+1] = \tilde{\Phi}_{\text{пп}} \tilde{X}[n] + \tilde{W}_{\text{пп}} u[n], \quad (2)$$

где вектор переменных состояния, переходная и весовая матрицы для ПП запишутся как

$$\tilde{X}[n] = \begin{bmatrix} X[n] \\ y_1[n] \end{bmatrix}; \quad \tilde{\Phi}_{\text{пп}} = \begin{bmatrix} \Phi_{\text{пп}}(1) & F \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\tilde{W}_{\text{пп}} = \begin{bmatrix} H \\ 1 \end{bmatrix}; \quad y_1[n+1] = u[n]. \quad (3)$$

В матрицы (3) введена дополнительная переменная состояния  $y_1$  для случая, когда целая часть чистого запаздывания в глобальном масштабе времени равна одному ПП.

В случае регулирования по мгновенным значениям координат расчет матриц  $F$  и  $H$  осуществляется по формулам [4]:

$$F = \Phi_{\text{пк}}^{N-K}(1) \left\{ \underbrace{\Phi_{\text{пк}}(1) \dots \Phi_{\text{пк}}(1)}_{K-1} + \underbrace{E \dots E}_{K-1} \right\} W_{\text{пк}}(1-\delta), \quad (4)$$

$$H = \left\{ \underbrace{\Phi_{\text{пк}}(1) \dots \Phi_{\text{пк}}(1)}_{N-K-1} + \underbrace{E \dots E}_{N-K-1} \right\} W_{\text{пк}}(1-\delta), \quad (5)$$

где  $\Phi_{\text{пк}}$  и  $W_{\text{пк}}$  – переходная и весовая матрицы для ПК;  $E$  – единичная матрица.

Синтез цифрового модального регулятора состояния по заданному спектру матрицы динамики возможен тогда и только тогда, когда пара матриц  $[\tilde{\Phi}_{\text{пп}}, \tilde{W}_{\text{пп}}]$  полностью управляема [6]. Пусть  $P$  – вектор коэффициентов обратных связей размерностью  $l$ , где  $l$  – количество переменных состояния (порядок характеристического полинома системы). Значение  $P$  можно найти из [6]:

$$P = [(GS^T)^{-1}(\gamma - g)]^T, \quad (6)$$

где  $S = [\tilde{W}_{\text{пп}} \quad \tilde{\Phi}_{\text{пп}} \tilde{W}_{\text{пп}} \quad \tilde{\Phi}_{\text{пп}}^2 \tilde{W}_{\text{пп}} \quad \dots \quad \tilde{\Phi}_{\text{пп}}^{n-1} \tilde{W}_{\text{пп}}]$ ;

$\gamma = [\gamma_{l-1} \quad \gamma_{l-2} \quad \dots \quad \gamma_0]^T$ ;  $g = [g_{l-1} \quad g_{l-2} \quad \dots \quad g_0]^T$ ;

$$G = \begin{bmatrix} g_l & 0 & 0 & \dots & 0 \\ g_{l-1} & g_l & 0 & \dots & 0 \\ g_{l-2} & g_{l-1} & g_l & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_1 & g_2 & g_3 & \dots & g_l \end{bmatrix};$$

$\gamma$  и  $g$  – коэффициенты характеристического полинома замкнутой системы и объекта управления соответственно.

Если коэффициент  $g_l \neq 0$ , то треугольная матрица  $G$  не вырожденная [6]. Поэтому для существования вектора  $P$  матрица управляемости  $S$  должна иметь ранг  $l$ , или, что то же самое, пара матриц  $[\tilde{\Phi}_{\text{пп}}, \tilde{W}_{\text{пп}}]$  должна быть управляемой.

В реальной системе с ШИП величина чистого запаздывания будет переменной, и это необходимо учитывать при синтезе регуляторов цифровых систем.

Проведем синтез модального регулятора и исследование замкнутой цифровой системы электропривода постоянного тока с ШИП. Ввиду переменного характера чистого запаздывания  $\Delta$  необходимо просчитывать несколько значений коэффициентов обратных связей, соответствующих диапазону изменения  $\Delta$  последнего. Промежуточные значения получаются путем интерполяции.

Система непрерывных дифференциальных уравнений для ПК не зависит от модели силового преобразователя и имеет вид [3]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di}{d\theta} &= -\frac{1}{\theta_a} i - \frac{1}{\theta_a} \omega + \frac{1}{\theta_a} u, \\ \frac{d\omega}{d\theta} &= \frac{1}{\theta_m} i, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где  $i$ ,  $\omega$  – относительные значения тока якоря и частоты вращения вала двигателя соответственно;  $\theta_a$  и  $\theta_m$  – относительные электромагнитная и электромеханическая постоянные времени соответственно. Пусть, например,  $\theta_a = 8$ ,  $\theta_m = 32$  и  $N = 4$ , тогда матрицы динамики и входа непрерывных уравнений (7) будут

$$A = \begin{bmatrix} -0,125 & -0,125 \\ 0,03125 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0,125 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Коэффициенты  $P(\Delta)$  в модели задаются в виде таблицы соответствий между величиной  $\Delta$  и значениями коэффициентов обратных связей, которую следует рассчитать до начала моделирования. Значения вектора  $P$  определяются для линейной модели с идеальным импульсным элементом в предположении установившегося режима. Звено, реализующее переменный коэффициент  $P(\Delta)$ , выполняет линейную интерполяцию между двумя ближайшими к нему значениями, если величина  $\Delta$  не совпадает с рассчитанными значениями. Это позволяет уменьшить число элементов таблицы соответствий, так как расчеты показывают, что кривая зависимости значений коэффициентов  $P(\Delta)$  монотонная и достаточно гладкая.

Значения коэффициентов обратных связей в системе электропривода постоянного тока с ШИП, вычисленных по приведенной выше методике для ряда значений  $\Delta$ , представлены в таблице, где применяются следующие обозначения:  $P_i$  – вектор коэффициентов обратной связи по мгновенному току якоря;  $P_{\omega}$  – вектор коэффициентов обратной связи по мгновенной частоте вращения вала двигателя;  $P_U$  – вектор коэффициентов обратной связи по значению сигнала управления на предыдущем ПП, который и является дополнительной переменной состояния.

В качестве примера для расчета значений коэффициентов  $P(\Delta)$  выберем биномиальный спектр матрицы ди-

#### Коэффициенты обратных связей

$\Delta$	0	0,2	0,25 <sub>-</sub>	0,25 <sub>+</sub>	0,45	0,65	0,85	1,05	1,25 <sub>-</sub>
$P_i$	1,110 3	1,096 3	1,092 6	0,502 9	0,491 2	0,479 5	0,467 7	0,456	0,444 2
$P_{\omega}$	3,908 1	3,797 7	3,770 4	1,546 1	1,496 4	1,447 8	1,400 4	1,354 3	1,309 3
$P_U$	0	0	0	-0,223	-0,16	-0,099	-0,04	-0,017	-0,017

намики замкнутой системы с эквивалентной постоянной времени  $\tau_{\omega} = 1,5$ , характеризующей ее быстродействие. При величине чистого запаздывания большей, чем ПК ШИП, в модели присутствует дополнительная обратная связь [4] – ненулевой коэффициент  $P_U$  (см. таблицу). Вместе с тем наличие обратной связи по еще одной координате системы может оказаться полезным с точки зрения повышения грубости системы электропривода.

Приведем расчет переходных процессов при помощи инструментального средства Simulink пакета имитационного моделирования MatLab фирмы The MathWorks, Inc.

Структурная схема замкнутой системы для моделирования (рис. 2) состоит из последовательно включенных модели ШИП и звеньев объекта управления системы электропривода постоянного тока, где  $q$  – безразмерный оператор Лапласа. В модель включены переменные коэффициенты обратных связей, зависящие от величины  $\Delta$ , выдаваемой ШИП, который переключается  $N$  раз за ПП. Относительные постоянные времени  $\tau_a$  и  $\tau_m$  меньше  $N$  раз по сравнению с  $\theta_a$  и  $\theta_m$  [4].

Для компенсации статической ошибки, вызванной приложением момента нагрузки, в модель введен регулируемый входной коэффициент  $M$ . Его величина зависит в том числе и от значения момента нагрузки. Как известно, измерение последнего затруднительно, поэтому

ниже будет рассмотрен вариант отсутствия такой зависимости. Расчет входного коэффициента проводится по формуле

$$M = 1 + \sum_l \frac{x_l \cdot p_l}{x^*},$$

где  $l$  – количество переменных состояния;  $x_l$  – мгновенное значение  $l$ -й переменной в конце ПП;  $p_l$  – значение коэффициента обратной связи по  $l$ -й переменной;  $x^*$  – сумма величин задающего воздействия и возмущения.

Следует отметить, что входной коэффициент для задающего сигнала, введенный для обеспечения нулевой статической ошибки, зависит от величины чистого запаздывания, так как коэффициенты характеристического полинома передаточной функции замкнутой системы будут изменяться в зависимости от вектора  $P$ .

Величина задержки  $\theta_{шип}$  представляет собой коэффициент заполнения ШИП  $\beta$ , который вычисляется по формуле [3]:

$$\beta = \frac{\omega^* + i_c + 1}{2},$$

где  $\omega^*$  – заданное значение частоты вращения двигателя;  $i_c$  – статический ток, принятый в качестве возмущающего сигнала для системы.

Кривые переходных процессов описанной выше системы имеют характерный для биномиального спектра

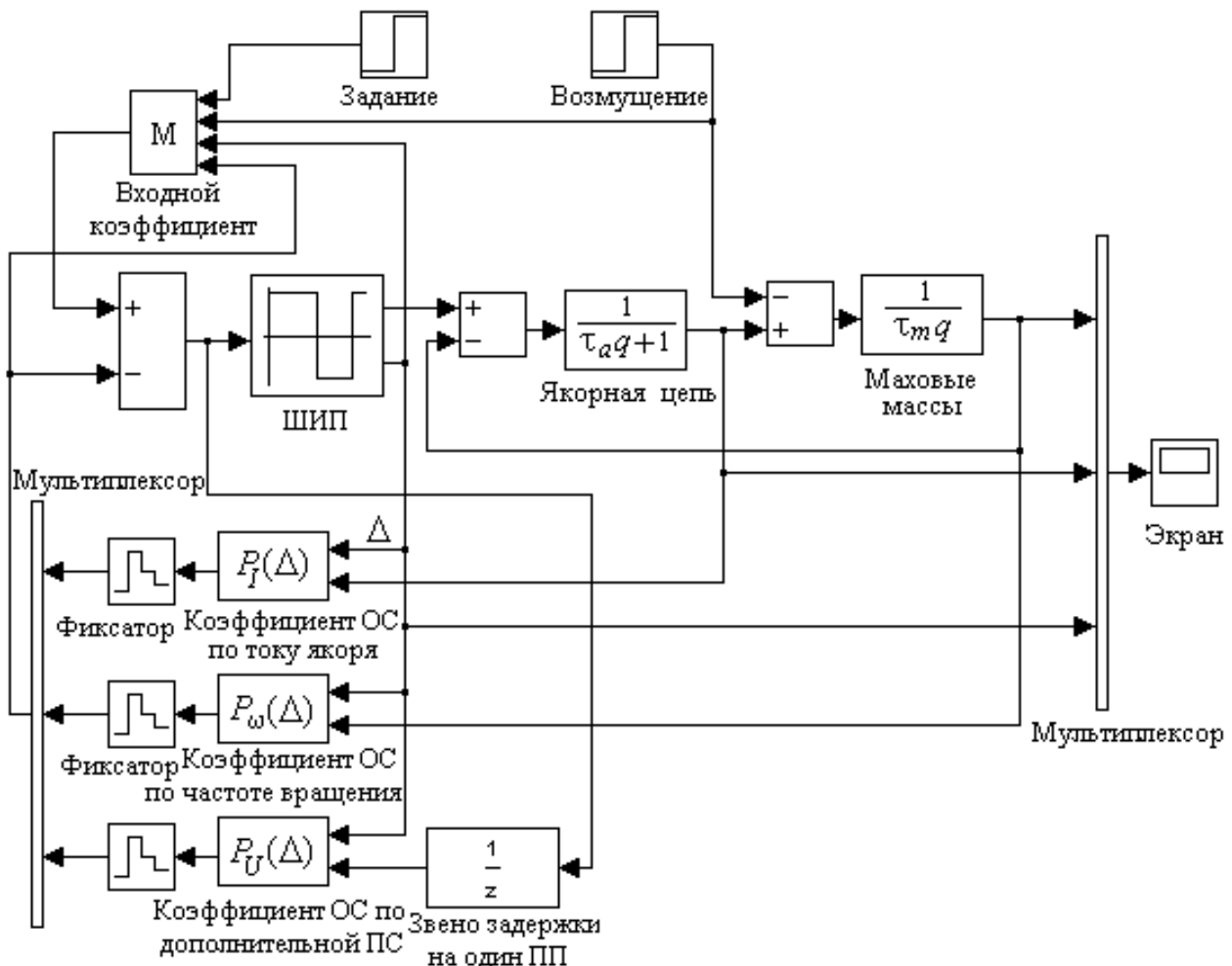


Рис. 2

апериодический характер и заданное быстродействие (рис. 3). По оси абсцисс отложены значения глобального относительного времени. Наличие пульсаций объясняется импульсным характером тока якоря. Компенсация возмущения обеспечивает нулевую статическую ошибку. Величина вычислительного запаздывания, вносимая микроЭВМ, равна 0,1. Максимальный сигнал управления и ЭДС источника напряжения ШИП приняты равными 1. Сигнал задания представляет собой скачок с уровня 0,1 до 0,2 со смещением на 3 ПП (для наглядности). Скачок статического тока от 0,05 до 0,1 смещен на 25 ПП для обеспечения установившегося режима в системе после отработки задания.

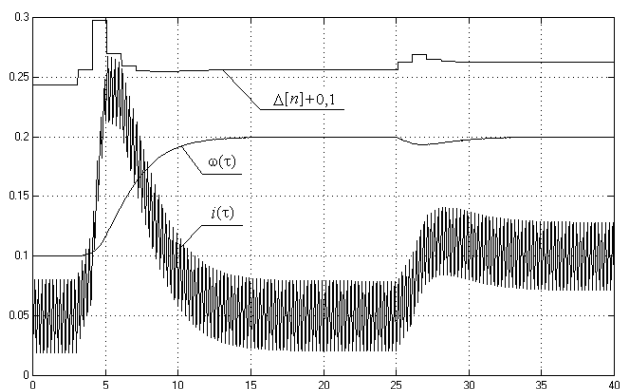


Рис. 3

Как уже отмечалось выше, фактическая величина чистого запаздывания может меняться в достаточно широких пределах и при его значительном отклонении от расчетного значения переходные процессы могут быть совершенно неприемлемыми. Разработанная методика синтеза модальных регуляторов позволяет исключить субгармонические колебания, характерные для систем высокого быстродействия со звеном чистого запаздывания в канале управления (под субгармоническими пони-

мают колебания, период которых превышает ПП в целое число раз [3]).

Представим графики процессов в цифровой системе электропривода (рис. 4) для двух случаев: обратных связей с переменными коэффициентами в функции чистого запаздывания (рис. 4, а), обратных связей с постоянными коэффициентами, рассчитанными в предположении среднего значения чистого запаздывания, равного одному ПП [3] (рис. 4, б). Во втором случае при отработке задания возникают сходящиеся субгармонические колебания, под влиянием действия которых быстродействие системы уменьшается примерно в полтора раза. При значительном увеличении быстродействия субгармонические колебания могут даже расходиться. В любом случае их появление крайне нежелательно, так как они плохо фильтруются маховыми массами из-за низкой частоты и приводят к дополнительным потерям энергии.

Таким образом, выше нами был произведен анализ и обоснован принцип учета задержек времени, вносимых микроЭВМ совместно с ШИП, при расчете дискретных уравнений состояния объекта управления; разработана методика численного расчета модальных регуляторов состояния с учетом влияния переменного чистого запаздывания в микропроцессорной системе с несколькими периодами дискретности. Учет переменного характера чистого запаздывания позволяет устранить субгармонические колебания, характерные для замкнутых цифровых систем высокого быстродействия, а также снизить статическую ошибку (вплоть до полной компенсации) и значительно уменьшить динамическую ошибку, если возмущающее воздействие в системе доступно наблюдению и измерению.

#### Библиографические ссылки

1. Волков А. И. Алгоритмы и структуры микропроцессорных систем управления высокодинамичными электроприводами // Электротехника. 1999. № 8. С. 10–16.

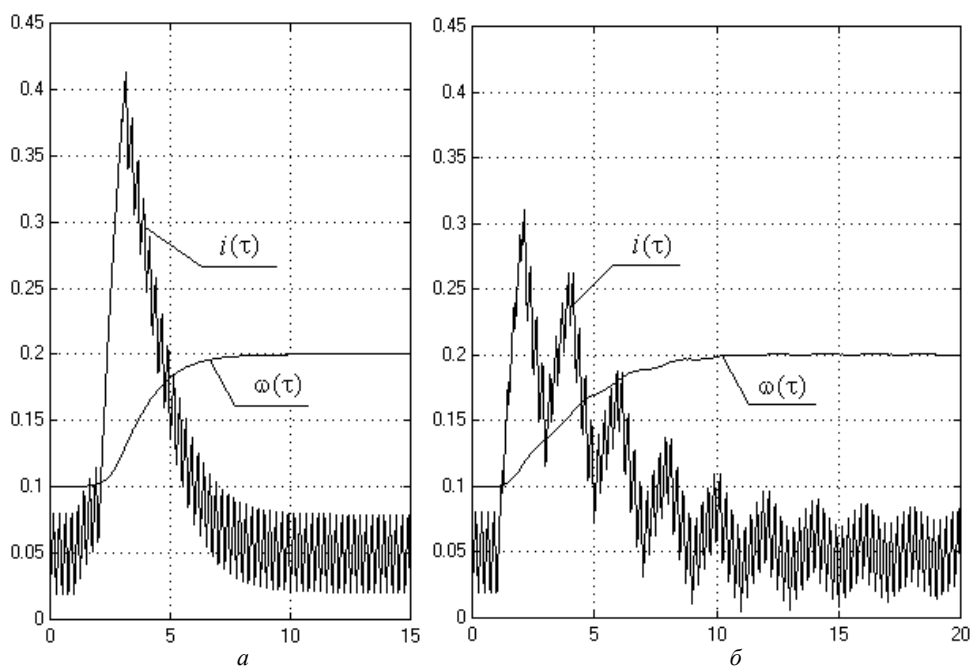


Рис. 4

2. Синтез микропроцессорных систем управления асинхронными электроприводами с применением метода полиномиальных уравнений / И. Я. Браславский, А. М. Зюзев, З. Ш. Ишматов, С. И. Шилин // Электротехника. 1998. № 6. С. 20–24.

3. Залялеев С. Р. Проектирование микропроцессорных регуляторов промышленных электроприводов : учеб. пособие / Краснояр. гос. техн. ун-т. Красноярск, 1995.

4. Залялеев С. Р., Пахомов А. Н. Уравнения состояния микропроцессорной системы электропривода постоян-

ного тока с учетом чистого запаздывания в канале управления // Изв. вузов. Электромеханика. 2002. № 3. С. 35–41.

5. Залялеев С. Р., Пахомов А. Н. Математическое описание объекта управления цифровой системы с двумя периодами дискретности и запаздыванием // Оптимизация режимов работы систем электроприводов : межвуз. сб. науч. тр. / отв. ред. С. Р. Залялеев ; Краснояр. гос. техн. ун-т. Красноярск, 2002. С. 157–168.

6. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления : пер. с англ. М. : Машиностроение, 1986.

A. N. Pakhomov, M. V. Krivenkov, V. I. Ivanchura

## MODAL REGULATORS OF THE DIRECT CURRENT ELECTRIC DRIVE WITH THE PULSE-WIDTH CONVERTER

*The synthesis technique of modal regulators of instantaneous coordinates values of direct current digital electric drives with the pulse-width converter via state-space method in view of a variable pure delay influence in the control channel is given in this article.*

*Keywords: modal regulator, direct current electric drive, pulse-duration converter.*

© Пахомов А. Н., Кривенков М. В., Иванчура В. И., 2010

УДК 621.314

Д. В. Капулин, И. С. Коростелева, Д. А. Пупаева

## МЕТОДИКА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ\*

*Рассмотрены методы расчета параметров источников вторичного электропитания (ИВЭП): выпрямительных устройств и импульсных стабилизаторов напряжения. Разработаны алгоритмы расчета параметров силовых цепей ИВЭП.*

*Ключевые слова: источники вторичного электропитания, алгоритмы расчета параметров источников вторичного электропитания.*

Источники вторичного электропитания (ИВЭП) являются неотъемлемой частью любого радиоэлектронного комплекса. Современные ИВЭП радиоэлектронной аппаратуры вышли за рамки класса простейших радиоэлектронных устройств, содержащих незначительное количество элементов, какими они были 25–30 лет назад. В настоящее время средства вторичного электропитания представляют собой достаточно сложные устройства, которые содержат большое количество разнообразных функциональных узлов, выполняющих те или иные функции преобразования электрической энергии и улучшения ее качества. При этом постоянно возрастают требования к характеристикам проектируемых ИВЭП с одновременным сокращением времени на их проектирование.

**Постановка задачи.** Аналитический расчет параметров выпрямительных устройств и стабилизаторов напряжения представляет значительную трудность при исполь-

зовании неавтоматизированного подхода. Существующие системы автоматизированного расчета схем ИВЭП позволяют с достаточной для инженерной практики точностью определить основные параметры проектируемой схемы. Но такие программные средства создаются с учетом особенностей определенного класса схем, например конкретных типов выпрямителей, стабилизаторов, преобразователей и других устройств [1].

В данной статье будет проведено исследование методов расчета основных схем выпрямительных устройств и импульсных стабилизаторов напряжения, а также разработка алгоритмов для дальнейшей программной реализации, что позволит осуществлять расчет параметров основных типов ИВЭП (выпрямительных устройств и стабилизаторов напряжения) радиоэлектронной аппаратуры без применения иных программных средств.

\* Работа выполнена в рамках программы поддержки молодых ученых Сибирского федерального университета.

**Методы и алгоритмы расчета параметров источников вторичного электропитания.** Назначение выпрямительного устройства состоит в преобразовании переменного напряжения питающей сети в постоянное, которое используется для питания всевозможных электронных

устройств. Проектирование выпрямителя сводится к выбору схемы (рис. 1, 2) и типа вентилялей, расчету их режима, эффективных значений токов и напряжений обмоток трансформатора и определению параметров сглаживающего фильтра.

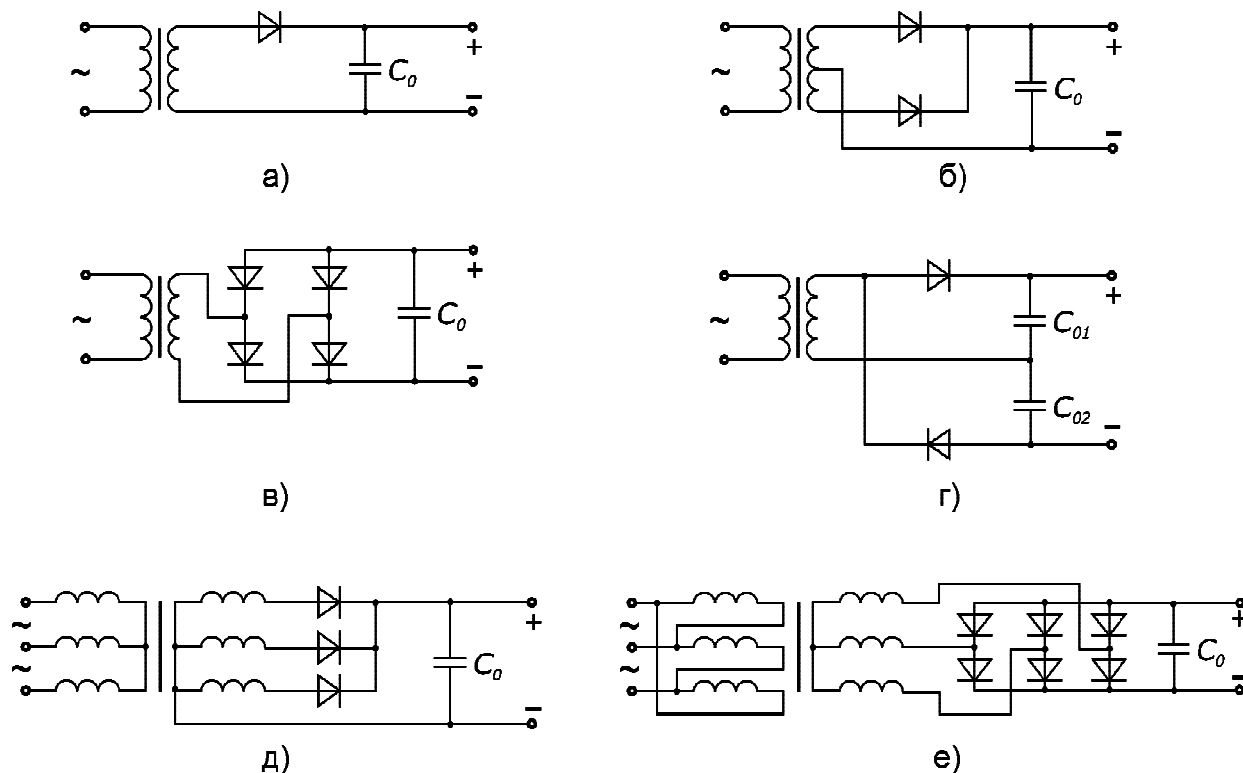


Рис. 1. Схемы выпрямителей, работающих на емкость: *a* – однополупериодная схема; *б* – двухполупериодная схема; *в* – двухполупериодная мостовая схема; *г* – схема удвоения напряжения; *д* – трехфазная схема; *е* – шестифазная схема Ларионова

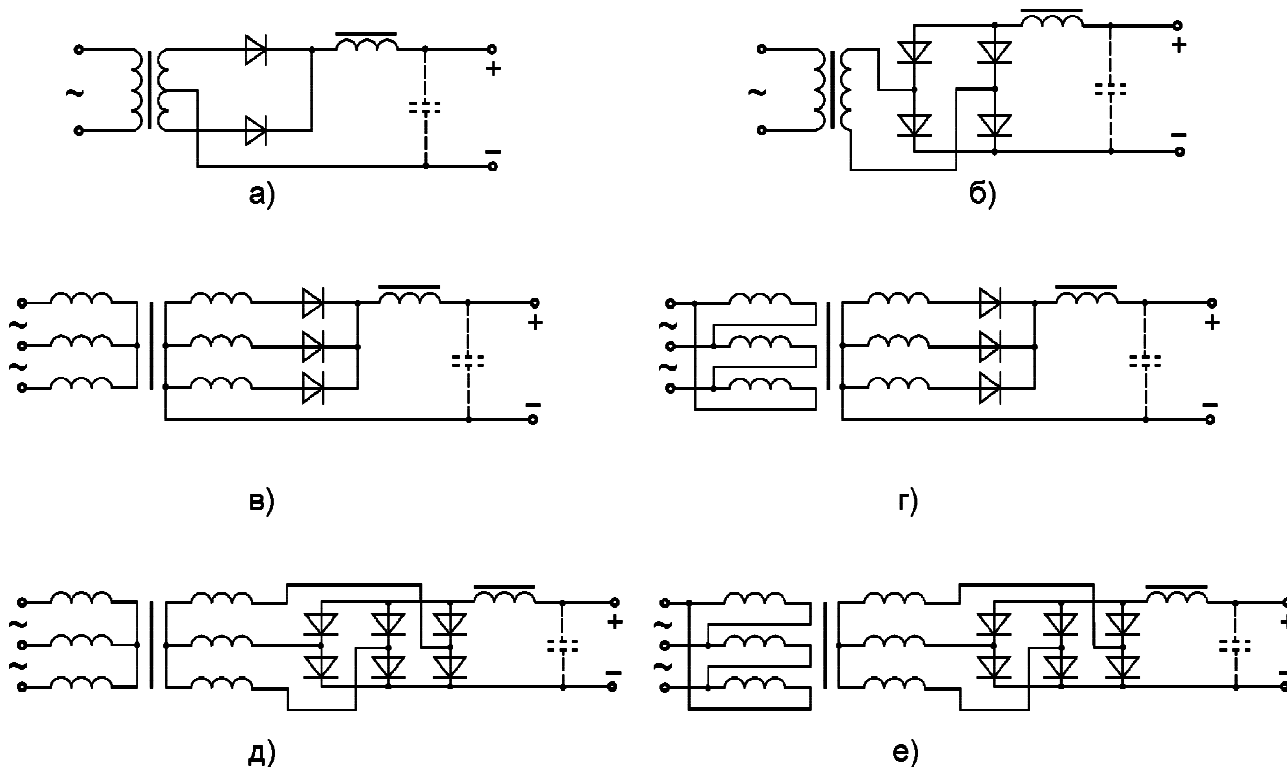


Рис. 2. Схемы выпрямителей, работающих на индуктивность: *a* – двухполупериодная схема; *б* – двухполупериодная мостовая схема; *в* – трехфазная схема; *г* – трехфазная схема; *д* – шестифазная схема Ларионова; *е* – шестифазная схема Ларионова

Как правило, все блоки (элементы) выпрямительного устройства должны рассчитываться комплексно, так как каждый последующий блок существенным образом влияет на режим работы предыдущего и последующего блоков схемы. Например, сглаживающий фильтр резко меняет режим работы и расчетные соотношения токов и напряжений в цепи вентилей и трансформаторе. Тем не менее во многих случаях предпочтительнее рассчитывать каждый блок устройства по отдельности, оговаривая и учитывая, в какой мере сказывается взаимное влияние режимов работы остальных блоков схемы, а также используя данные расчета одного блока в качестве исходных данных расчета для последующего и предыдущего блоков. Например, в результате расчета выпрямителя получаются исходные данные для расчета трансформатора и сглаживающего фильтра, а при расчете сглаживающего фильтра можно найти необходимые данные для расчета выпрямителя и стабилизатора напряжения.

Исходными данными для расчета являются требуемые значения выходного тока и напряжения при заданных допустимых значениях коэффициента пульсации. При этом также учитываются условия питания выпрямителя, заданные дополнительные эксплуатационные требования и свойства выпрямительного устройства. В процессе расчета отдельных блоков приходится сопоставлять получаемые данные с теми, которые известны или получены при расчете предшествующих блоков.

Методика расчета того или иного выпрямительного устройства зависит от режимов работы этого устройства и его типа [1–4].

В настоящее время для питания радиоэлектронной аппаратуры широкое применение находят выпрямительные устройства с индуктивной и емкостной реакцией нагрузки.

Для расчета выпрямителей с емкостной реакцией нагрузки используется метод, основанный на приближенных графоаналитических вычислениях. Необходимы следующие исходные данные:

- выпрямленное напряжение  $E_0$ ;
- выпрямленный ток  $I_0$ ;
- коэффициент пульсаций  $a_{п0}$ ;
- напряжение питающей сети  $U_c$ ;
- частота напряжения  $f$ .

Методика расчета для типовых схем одинакова. Для автоматизации удобно применять методику, приведенную в [1]. При расчете каждой схемы в формулах применяются различные коэффициенты  $K_p$ , которые имеют определенное значение для данной схемы. Значения этих коэффициентов можно взять в [1].

После выбора схемы необходимо оценить вентили по формуле

$$I_{0в} = K_1 I_0, \quad (1)$$

где  $I_{0в}$  – средний прямой ток диода.

Для расчета обратного напряжения и импульсного тока диода есть приближенные формулы, но после расчета трансформатора можно получить их точные значения.

Расчет трансформатора начинается с определения индукции  $B_T$ . Для программной реализации используется аппроксимирующая формула

$$B_T = 1,2 - 0,4 \cdot \sin(0,003 \cdot E_0 I_0). \quad (2)$$

После этого вычисляются сопротивление фазы вторичной обмотки

$$r_T = K_2 \cdot \frac{E_0}{I_0 f B_T} \cdot \sqrt{\frac{f B_T}{E_0 I_0}} \quad (3)$$

и активное сопротивление фазы выпрямителя

$$r = K_8 R_i + r_T, \quad (4)$$

где  $R_i \approx 0,2/I_{0в}$  – внутреннее сопротивление вентилей.

Далее определяется вспомогательный параметр

$$A_0 = \operatorname{tg} \Theta - \Theta = \frac{\pi r I_0}{K_3 E_0}. \quad (5)$$

Решение трансцендентного уравнения  $\operatorname{tg} \Theta - \Theta = A_0$  позволяет найти угол отсечки тока  $\Theta$ . При программной реализации для этого используется численный метод деления отрезка пополам.

Затем вычисляются ЭДС вторичной обмотки трансформатора

$$U_{2x} = \frac{K_4 E_0}{\sqrt{2} \cos \Theta}, \quad (6)$$

вспомогательный коэффициент

$$D_0 = \frac{\sqrt{\pi[\Theta(1 + 0,5 \cos 2\Theta) - 0,75 \sin 2\Theta]}}{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta}, \quad (7)$$

эффективный ток вторичной обмотки

$$I_2 = K_5 D_0 I_0 \quad (8)$$

и эффективный ток первичной обмотки

$$I_1 = \frac{K_{10} I_0 U_{2x}}{U_c}, \quad (9)$$

а также габаритная мощность трансформатора

$$P_{\text{габ}} \approx K_7 P_0 = K_7 E_0 I_0. \quad (10)$$

Далее определяются параметры диодов:

– обратное напряжение диода

$$U_{\text{обр}} = K_9 U_{2x}; \quad (11)$$

– эффективный ток диода

$$I_{\text{в}} = K_6 I_2; \quad (12)$$

– вспомогательный коэффициент

$$F_0 = \frac{\pi(1 - \cos \Theta)}{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta}; \quad (13)$$

– импульсный ток диода

$$I_{\text{м}} = \frac{F_0 I_0}{K_3}; \quad (14)$$

– мощность, выделяемая на одном вентиле при протекании тока в прямом направлении,

$$P_{\text{в}} \approx \frac{I_{\text{в}}^2 \cdot 0,2}{I_{0в}}. \quad (15)$$

Требуемое значение емкости конденсатора фильтра вычисляется по формуле

$$C_0 = \frac{H_{\Phi}}{r \cdot a_{п0} \cdot f}, \quad (16)$$

где  $H_{\Phi}$  – вспомогательный коэффициент, зависящий от угла  $\Theta$  и от числа фаз выпрямления (коэффициента  $K_3$ ) [1]. При  $K = 3$

$$H_{\Phi} = 25\,330 \cdot (2\Theta - \sin 2\Theta) \cdot \cos \Theta, \quad (17)$$

при  $K_3 > 1$

$$H_\Phi = 101\,000 \times \frac{[\sin(K_3 \Theta) \cdot \cos \Theta - K_3 \cdot \cos(K_3 \Theta) \cdot \sin \Theta]}{K_3 \cdot (K_3^2 - 1) \cdot \cos \Theta}. \quad (18)$$

Для расчета внутреннего сопротивления выпрямителя необходимо определить промежуточную точку нагрузочной характеристики:

$$E = \frac{U_{2x} \sqrt{2} \cos \Theta}{K_4}, \quad (19)$$

$$I = 0,45 \cdot \frac{K_3 U_{2x} \cdot (\sin \frac{\Theta}{2} - \frac{\Theta}{2} \cdot \cos \frac{\Theta}{2})}{K_4 \cdot r}. \quad (20)$$

Тогда внутреннее сопротивление выпрямителя

$$R_B = \frac{E - E_0}{I_0 - I}. \quad (21)$$

Расчет выпрямителей с индуктивной реакцией нагрузки аналогичен расчету выпрямителей с емкостной реакцией. Требуется следующие исходные данные:

- выпрямленное напряжение  $E_0$ ;
- выпрямленный ток  $I_0$ ;
- коэффициент пульсации на выходе фильтра  $a_{н1}$ ;
- напряжение питающей сети  $U_p$ ;
- частота напряжения  $f$ .

Коэффициенты  $K_p$ , используемые в формулах, приведены в [1].

Расчет начинается с определения параметров трансформатора индукции  $B_T$ , сопротивления  $r_T$  трансформатора, а затем индуктивности рассеяния трансформатора:

$$L_S = K_{13} \cdot \frac{E_0}{I_0 f B_T} \cdot \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{f B_T}{E_0 I_0}}}. \quad (22)$$

Тогда выпрямленное напряжение при холостом ходе

$$E_{0x} = E_0 + \Delta E_r + \Delta E_x + \Delta E_{в.сх} + \Delta E_{др}, \quad (23)$$

где падение напряжения на активном сопротивлении трансформатора  $\Delta E_r = K_2 I_0 r_T$ , на реактивном –  $\Delta E_x = K_3 I_0 L_S$ , на вентилях в схеме –  $\Delta E_{в.сх} = K_4 \Delta E_B \approx K_4 \cdot 0,6$ , на дросселе  $\Delta E_{др} \approx 0,005 \cdot E_0$ .

Затем необходимо найти ЭДС вторичной обмотки трансформатора

$$U_{2x} = K_6 E_{0x}, \quad (24)$$

эффективный ток вторичной обмотки

$$I_2 = K_7 I_0, \quad (25)$$

эффективный ток первичной обмотки

$$I_1 = K_{14} I_0 n, \quad (26)$$

где  $n = U_{2x}/U_1$  – коэффициент трансформации, а также габаритную мощность трансформатора

$$P_{габ} = K_9 E_{0x} I_0. \quad (27)$$

Далее определяются параметры диодов:

– обратное напряжение диода

$$U_{обр} = K_5 U_{2x}; \quad (28)$$

– средний прямой ток диода

$$I_{0в} = K_1 I_0; \quad (29)$$

– импульсный прямой ток  $I_M = I_0$ ;

– рассеиваемая диодом мощность

$$P_B = \Delta E_B \cdot I_{0в} \approx 0,6 \cdot I_{0в}. \quad (30)$$

Затем вычисляется минимальная индуктивность дросселя:

$$L_{др\ min} = \frac{2E_0}{(K_3^2 - 1) K_3 \pi f I_0}. \quad (31)$$

Тогда емкость фильтра

$$C = \frac{q_n \cdot 10^6}{K_3^2 \cdot 4\pi^2 f^2 L_{др\ min}}, \quad (32)$$

где  $q_n = a_{н0}/a_{н1} = K_{10}/a_{н1}$ , здесь  $a_{н0}$  – коэффициент пульсации на входе фильтра (постоянный для данной схемы).

Рабочее напряжение конденсаторов должно быть рассчитано на холостой ход выпрямителя, т.е.  $U_{раб} \geq E_{0xc} > 0 = K_{11} U_{2x}$ , где  $E_{0xc} > 0$  – выпрямленное напряжение холостого хода выпрямителя при  $C > 0$ .

Внутреннее сопротивление выпрямителя

$$R_B = \frac{E_{0xc} - E_0}{I_0}. \quad (33)$$

Критическая точка нагрузочной характеристики определяется по формулам

$$I_{0кр} = \frac{E_0}{(K_3^2 - 1) K_3 \pi f L_{др\ min}}, \quad (34)$$

$$U_{0кр} = E_0 + (I_0 - I_{0кр}) \cdot R_B. \quad (35)$$

Расчет выпрямителей, питаемых напряжением прямоугольной формы, проводится по методике [1]. Исходные данные для расчета следующие:

- выпрямленное напряжение  $E_0$ ;
- выпрямленный ток  $I_0$ ;
- коэффициент пульсации  $a_n$ ;
- напряжение питающей сети  $U_p$ ;
- частота напряжения  $f$ ;
- скважность  $\beta$ .

Ниже приводится обобщенная методика расчета в случае индуктивной и емкостной реакции нагрузки. Различие при расчете для этих типов реакции нагрузки (за небольшим исключением) состоит в различных коэффициентах  $K_i$  в формулах. Некоторые из этих коэффициентов зависят от значения скважности  $\beta$ , поэтому желательно вычислить их до начала основных расчетов. Значения и формулы для расчета коэффициентов представлены в [1]. Остальные отличия между расчетами для емкостной и индуктивной реакций нагрузки указаны по ходу изложения.

Сначала определяется сопротивление трансформатора

$$r_T = K_1 \cdot \sqrt{\frac{1,2 \cdot E_0}{f I_0^3}}. \quad (36)$$

После этого находятся ЭДС вторичной обмотки

$$U_{2x} = K_2 E_0 + K_3 r_T I_0 + K_4, \quad (37)$$

габаритная мощность трансформатора

$$P_{габ} = 1,1 \cdot U_{2x} I_0 K_5, \quad (38)$$

эффективный ток вторичной обмотки

$$I_2 = I_0 \sqrt{K_6 \beta} \quad (39)$$

и эффективный ток первичной обмотки

$$I_1 = 1,1 \cdot K_7 I_0 n, \quad (40)$$

где  $n = U_{2x}/U_1$  – коэффициент трансформации.



Затем определяются параметры диодов:

– обратное напряжение диода

$$U_{обр} = 2 \cdot K_8 \cdot U_{2x}; \quad (41)$$

– средний прямой ток диода для выпрямительного устройства с индуктивной реакцией нагрузки

$$I_{0в} = \frac{I_2}{2}, \quad (42)$$

с емкостной реакцией нагрузки

$$I_{0в} = \frac{I_0 K_9}{2}; \quad (43)$$

– импульсный прямой ток диода

$$I_M = I_0 \beta K_9; \quad (44)$$

– рассеиваемая диодом мощность

$$P_B = K_{10} I_0. \quad (45)$$

Емкость конденсатора фильтра при индуктивной реакции нагрузки вычисляется по формуле

$$C = \frac{10^7 \cdot I_0}{4\pi^3 a_n E_0 f}, \quad (46)$$

при емкостной реакции нагрузки – по формуле

$$C = \frac{K_9 I_0 \cdot K_9 \beta \cdot \sin\left(\frac{\pi}{K_9 \beta}\right) \cdot 10^5}{2 a_n E_0 f}. \quad (47)$$

При расчете выпрямителя с индуктивной реакцией нагрузки необходимо еще рассчитать индуктивность дросселя

$$L_{др} = 0,1 \cdot \frac{E_0 \beta \sin \frac{\pi}{\beta}}{I_0 f} \quad (48)$$

и внутреннее сопротивление выпрямителя

$$R_B = \frac{U_{2x} - E_0}{I_0} \cdot \frac{2}{K_4}. \quad (49)$$

Импульсные стабилизаторы напряжения (ИСН) наряду с выпрямителями также находят широкое применение при питании РЭА. Преимуществами ИСН по сравнению со стабилизаторами непрерывного действия являются высокий КПД, малые габариты и масса, высокая удельная мощность, что обуславливает широкое применение ИСН при создании систем электропитания автономных объектов. Силовые цепи ИСН приведены ниже (рис. 3–5).

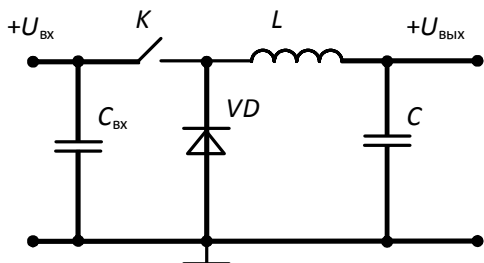


Рис. 3. ИСН понижающего типа

Существуют различные методики расчета параметров силовых цепей ИСН [1; 4]. Исходные данные для расчета ИСН следующие:

– входное напряжение  $E_{вх}$ ;

– выходное напряжение  $E_0$ ;

– рабочая частота  $f$ ;

– напряжение пульсаций  $U_p$ ;

– коэффициент пульсации  $a_n$ ;

– минимальный  $I_{мин}$  и номинальный  $I_0$  токи нагрузки.

Методика расчета силовых цепей ИСН представлена в таблице. Кроме указанных в ней параметров еще необходимо определить емкость фильтра, которая для каждого типа стабилизатора вычисляется по-своему. Ее расчет можно начинать после определения критической индуктивности дросселя  $L$ .

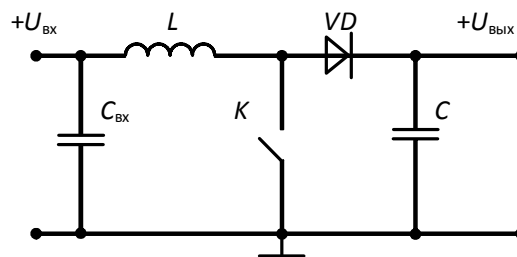


Рис. 4. ИСН повышающего типа

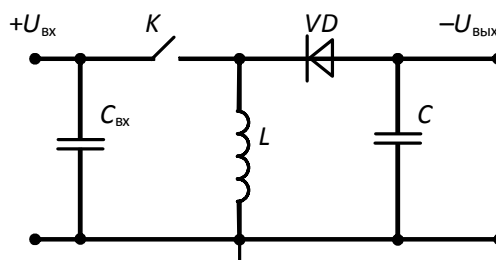


Рис. 5. ИСН инвертирующего типа

Для понижающего ИСН метод расчета следующий. Сначала определяется коэффициент сглаживания фильтра  $Q$ :

$$Q = \frac{E_0 \cdot \left[ 2,2 - 2,5 \cdot \left( \frac{E_0}{E_{вх}} - 0,1 \right) \right]}{U_p}. \quad (50)$$

Затем находится произведение индуктивности на емкость фильтра

$$X(N) = \frac{25 \cdot (Q^{\frac{1}{N}} + 2)}{f^2}, \quad (51)$$

где  $N$  – количество звеньев фильтра. Тогда емкость фильтра

$$C(N) = \frac{X(N)}{L}. \quad (52)$$

Амплитуду напряжения пульсаций можно вычислить как

$$U_{p\max}(N) = U_p \cdot Q^{\left(1 - \frac{1}{N}\right)}. \quad (53)$$

Для повышающего ИСН емкость фильтра определяется по формуле

$$C = \frac{10^6 \cdot I_0 (E_0 - E_{вх})}{f \cdot E_0 U_p}, \quad (54)$$

для инвертирующего ИСН

$$C = \frac{10^6 \cdot I_0 E_0}{f(E_{\text{вх}} + E_0) U_p}, \quad (55)$$

для входного конденсатора фильтра

$$C_{\text{вх}} = \frac{10^6 \cdot I_0 E_0}{f a_{\text{п}} E_{\text{вх}} (E_{\text{вх}} + E_0)}. \quad (56)$$

Вычислительные процедуры (1)...(56) использовались при разработке алгоритмов расчета параметров выпрямителей и импульсных стабилизаторов напряжения (рис. 6–9).

Алгоритмы расчета выпрямительных устройств предусматривают ряд ограничений на входные данные, при соблюдении которых будет получен результат, имеющий достаточную степень точности. Диагностика введенных данных на их корректность осуществляется после процедуры ввода.

На входные данные накладываются следующие ограничения:

- недопустимы отрицательные числа;
- выходная мощность  $E_0 I_0$  не должна превышать 500 Вт;
- выходное напряжение  $E_0$  – не менее 3 В;
- частота напряжения  $f$  – не более 5 кГц;
- для двухполупериодных трехфазных схем коэффициент пульсаций  $a_{\text{п}}$  должен быть меньше 0,07.

При наличии в исходных данных отрицательных чисел выдается ошибка и дальнейший расчет будет невозможен. Если нарушено какое-либо другое условие, то

будет выдано предупреждение о снижении точности результата и задан вопрос о необходимости продолжения расчета.

В алгоритме расчета параметров импульсных стабилизаторов напряжения после ввода исходных данных также осуществляется их проверка на корректность по следующим условиям:

- в исходных данных недопустимы отрицательные числа;
- для понижающего ИСН входное напряжение  $E_{\text{вх}}$  должно быть больше выпрямленного напряжения  $E_0$ ;
- для повышающего ИСН входное напряжение  $E_{\text{вх}}$  должно быть меньше выпрямленного напряжения  $E_0$ .

При нарушении любого из этих условий выдается сообщение об ошибке, и дальнейший расчет проводится не будет.

Таким образом, в данной статье представлены обобщенные методики расчета параметров силовых цепей для каждого из основных видов источников вторичного электропитания. Главными определяемыми параметрами выпрямительных устройств являются параметры трансформатора, диодов, фильтра, внутреннее сопротивление выпрямителя, для импульсных стабилизаторов напряжения – параметры дросселя, диода, транзистора, фильтра.

На основе разработанных методик составлены алгоритмы расчета выпрямительных устройств и импульс-

#### Методика расчета параметров силовых цепей импульсных стабилизаторов напряжения

Определяемый параметр	Тип ИСН		
	Понижающий	Инвертирующий	Повышающий
Критическая индуктивность дросселя $L$	$\frac{500 \cdot E_0 (E_{\text{вх}} - E_0)}{f I_0 E_{\text{вх}}}$	$\frac{500 \cdot E_0 E_{\text{вх}}^2}{f I_{\text{мин}} (E_{\text{вх}} + E_0)^2}$	$\frac{500 \cdot E_{\text{вх}}^2 (E_0 - E_{\text{вх}})}{f I_{\text{мин}} E_0^2}$
Средний ток дросселя $I_{\text{др}}$	$I_0$	$I_0 (E_{\text{вх}} + E_0) / E_{\text{вх}}$	$I_0 E_0 / E_{\text{вх}}$
Переменная составляющая тока дросселя $I_{\text{др~}}$	$\frac{E_0 (E_{\text{вх}} - E_0)}{2f E_{\text{вх}} L}$	$\frac{E_{\text{вх}} E_0}{2f (E_{\text{вх}} + E_0) L}$	$\frac{E_{\text{вх}} (E_0 - E_{\text{вх}})}{2f E_0 L}$
Амплитуда коллекторного тока $I_{\text{к макс}}$	$I_{\text{др}} + I_{\text{др~}}$		
Эффективный ток коллектора $I_{\text{к}}$	$I_0 \sqrt{\frac{E_0}{E_{\text{вх}}}}$	$\frac{I_0}{E_{\text{вх}}} \sqrt{E_0 (E_0 + E_{\text{вх}})}$	$\frac{I_0}{E_{\text{вх}}} \sqrt{E_0 (E_0 - E_{\text{вх}})}$
Напряжение коллектор–эмиттер $U_{\text{к.э}}$	$E_{\text{вх}}$	$E_{\text{вх}} + E_0$	$E_0$
Мощность, рассеиваемая транзистором $P_{\text{тр}}$	$I_{\text{к}} \left( 0,07 \cdot E_{\text{вх}} + \frac{2E_0}{E_{\text{вх}}} \right)$	$I_{\text{к}} \left( 0,07 \cdot (E_{\text{вх}} + E_0) + \frac{2 \cdot E_0}{E_{\text{вх}} + E_0} \right)$	$\frac{I_{\text{к}} E_0 \cdot (0,07 \cdot E_{\text{вх}} + 2)}{E_{\text{вх}}}$
Средний ток диода $I_{\text{д}}$	$I_0 \frac{E_{\text{вх}} - E_0}{E_{\text{вх}}}$	$I_0$	$I_0$
Обратное напряжение диода $U_{\text{обр}}$	$E_{\text{вх}}$	$E_{\text{вх}} + E_0$	$E_0$
Мощность, рассеиваемая диодом $P_{\text{д}}$	$0,8 \cdot I_{\text{д}} \frac{E_{\text{вх}} - E_0}{E_{\text{вх}}}$	$0,8 \cdot I_0 \frac{E_{\text{вх}}}{U_{\text{обр}}}$	
Входной ток стабилизатора $I_{\text{вх}}$	$\frac{E_0 I_0 + P_{\text{тр}} + P_{\text{д}}}{E_{\text{вх}}}$		
КПД $\eta$	$\frac{E_0 I_0}{E_{\text{вх}} I_{\text{вх}}}$		

ных стабилизаторов напряжения, которые имеют достаточную для инженерной практики точность (отклонение результатов расчета с использованием программного приложения не превышает 5...7% по сравнению с ручным расчетом для любого из рассмотренных устройств), что подтверждено моделированием в программной среде MathCAD. Использование этих алгоритмов позволит резко сократить сроки проектирования радиоэлектронных устройств и снизит общее количество ошибок проектировщиков за счет автоматизации выполнения рутинных операций расчета параметров выпрямителей и импульсных стабилизаторов напряжения различных типов.

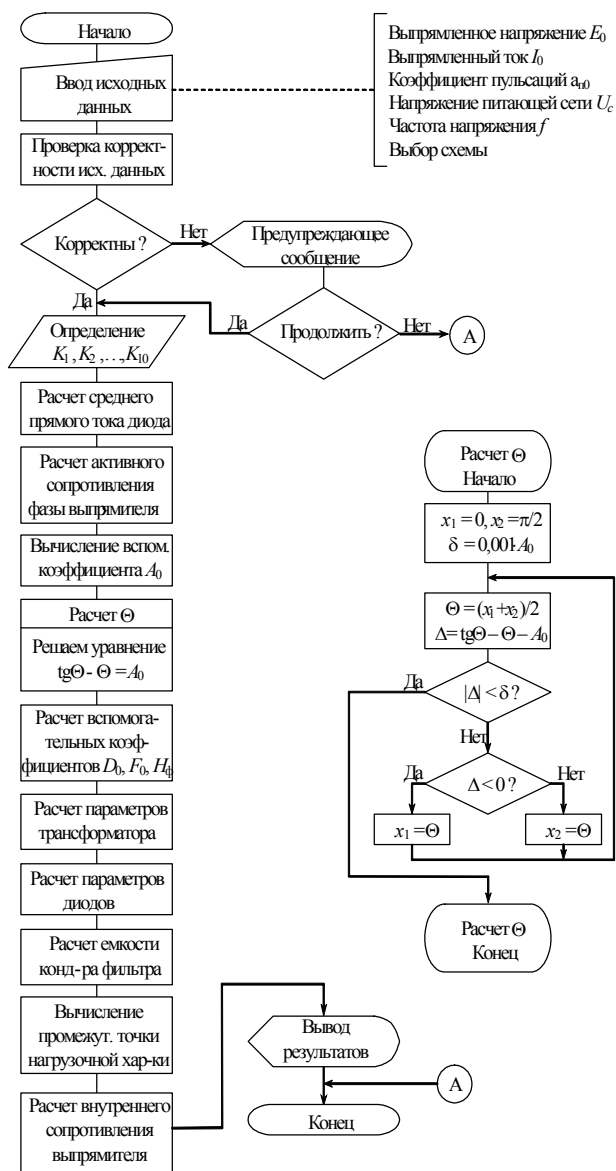


Рис. 6. Алгоритм расчета параметров выпрямителя с емкостной реакцией нагрузки

### Библиографические ссылки

1. Кожарский Г. В., Орехов В. И. Методы автоматизированного проектирования источников вторичного электропитания. М. : Радио и связь, 1985.
2. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры : справочник / под ред. Г. С. Найвельта. М. : Радио и связь, 1985.
3. Источники вторичного электропитания / под ред. Ю. И. Конева. 2-е изд., перераб. и доп. М. : Радио и связь, 1990.
4. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М. : Энергоатомиздат, 1986.



Рис. 7. Алгоритм расчета параметров выпрямителя с индуктивной реакцией нагрузки



Рис. 8. Алгоритм расчета параметров выпрямителя, питаемого напряжением прямоугольной формы

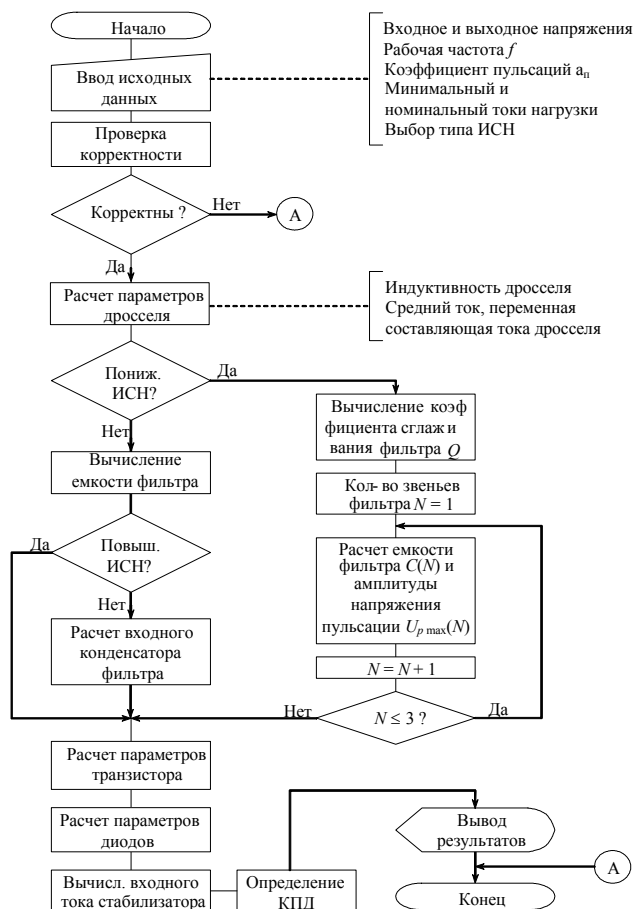


Рис. 9. Алгоритм расчета параметров импульсного стабилизатора напряжения

D. V. Kapulin, I. S. Korosteleva, D. A. Pupaeva

## METHOD OF AUTOMATIC CALCULATION OF THE PARAMETERS OF SECONDARY POWER SOURCES

The article describes the methods for calculating the parameters of secondary power sources (SPS): rectifying devices and voltage impulse stabilizer. The algorithms for calculating the parameters of power circuits SPS are developed.

Keywords: secondary power sources, the algorithms for calculating the parameters of secondary power sources.

© Капулин Д. В., Коростелева И. С., Пупаева Д. А., 2010