

# Динамический расчет

## стабилизированного понижающего преобразователя напряжения постоянного тока

**Для выбранной структуры подчиненного регулирования рассмотрен динамический синтез регуляторов тока и напряжения, учитывающий основные нелинейности и импульсный характер управления. Ключевые слова: «динамический синтез», «регуляторы тока и напряжения».**

**Анатолий Коршунов,  
д. т. н., профессор**

### Введение

Поскольку стабилизированный преобразователь представляет собой замкнутую систему регулирования, обеспечение его заданной точности (стабильности выходного напряжения) должно производиться с учетом требований устойчивости и качества переходных режимов. Необходимо при этом учитывать и дискретный характер управления, определяемый широтно-импульсным преобразованием входного напряжения. Часто жесткие требования предъявляются и ко времени выхода преобразователя на рабочий режим при включении.

На динамические свойства преобразователя существенное влияние оказывает сглаживающий фильтр — главный инерционный элемент замкнутой системы, а также ограничение тока регулирующего элемента и невозможность, без значительного усложнения устройства, рекуперации энергии сглаживающего фильтра в источник входного напряжения.

Таким образом, динамический расчет преобразователя должен включать расчет параметров сглаживающего фильтра, выбор структуры системы регулирования и ее динамический синтез, производимые с учетом основных указанных нелинейностей и импульсного характера процессов.

### Выбор параметров сглаживающего LC-фильтра

Кроме допустимого уровня пульсаций выходного напряжения, фильтр должен обеспечить и до-

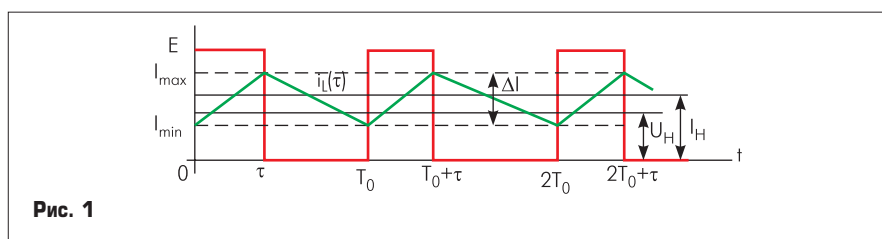


Рис. 1

$$\Delta U = \frac{1}{C} \times \left\{ \int_0^{\tau/2} \frac{\Delta I}{\tau} t dt + \int_0^{\tau/2} \frac{\Delta I}{2} \left( 1 - \frac{2}{T_0 - \tau} t \right) dt \right\} = \frac{\Delta I \times T_0}{8 \times C} \quad (3)$$

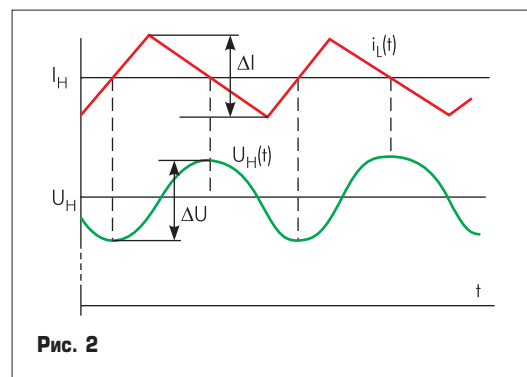


Рис. 2

пустимый уровень пульсаций тока регулирующего элемента. Учитывая низкий уровень пульсаций выходного напряжения, можно считать пульсации тока в индуктивности фильтра пилообразными (рис. 1).

Из рис. 1 получаем

$$\begin{aligned} \Delta I &= I_{\max} - I_{\min} = \frac{E - U_H}{L} \times \tau = \\ &= \gamma \times T_0 \times \frac{E - U_H}{L} = \frac{U_H \times T_0}{L} \times \left( 1 - \frac{U_H}{E} \right), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $E$  и  $U_H$  — входное и выходное напряжения преобразователя,  $T_0$  — период широтно-модулированных импульсов,  $\gamma = \tau/T_0 = U_H/E$  — относительная длительность импульсов.

Согласно (1) получаем условие для выбора  $L$

$$L \geq \frac{U_H \times T_0}{\Delta I_{\text{доп}}} \times \left( 1 - \frac{U_H}{E_{\max}} \right), \quad (2)$$

где  $\Delta I_{\text{доп}}$  — допустимый размах пульсаций,  $E_{\max}$  — максимальное входное напряжение.

При требовании сохранения режима непрерывного тока вплоть до минимального тока нагрузки  $I_{H_{\min}}$  в (2) следует подставить  $\Delta I_{\text{доп}} = 2I_{H_{\min}}$ .

Пульсации выходного напряжения (рис. 2) с достаточной точностью можно определить, полагая, что переменная составляющая тока замыкается только через конденсатор фильтра. Это дает (3)

Следующее из (3) условие для выбора емкости конденсатора фильтра имеет вид

$$C \geq \frac{\Delta I \times T_0}{8 \times \Delta U}. \quad (4)$$

При выборе параметров фильтра помимо условий (2) и (4) необходимо учесть следующие соображения. Вследствие невозможности рекуперации энергии индуктивности в источник питания сброс нагрузки преобразователя приводит к неконтролируемому росту выходного напряжения, вызываемому зарядом конденсатора током индуктивности через «обратный диод». Используя закон сохранения энергии, легко определить относительную величину выброса напряжения.

$$\frac{\delta U_H}{U_H} = \sqrt{1 + \frac{L \times I_H^2}{C \times U_H^2}} - 1, \quad (5)$$

где  $\delta U_H = U_{Hmax} - U_H$ .

Из (5) очевидно, что для снижения неконтролируемого повышения выходного напряжения при сбросе нагрузки следует уменьшать отношение  $L/C$ . При выбранной величине  $L$  и задании допустимого значения  $\delta U_H/U_H$  емкость конденсатора фильтра должна удовлетворять условию

$$C \geq L \times \frac{\left(\frac{I_H}{U_H}\right)^2}{\left(1 + \frac{\delta U_H}{U_H}\right)^2 - 1} \approx \frac{L \times I_H^2}{2 \times U_H^2} \cdot \frac{\delta U_H}{U_H}. \quad (6)$$

Выбирая параметры фильтра, необходимо учесть и требование ко времени заряда конденсатора до номинального выходного напряжения при включении преобразователя. Защита регулирующего элемента (РЭ) от динамической перегрузки током заряда конденсатора фильтра, многократно превышающим допустимый ток  $I_m$ , требует ограничения тока РЭ. С его учетом время заряда можно оценить по эквивалентной схеме рис. 3, описываемой дифференциальным уравнением

$$T_3 \times \frac{dU}{dt} + U = R_H \times I_m, \quad (7)$$

где  $T_3 = R_H \times C$  — постоянная времени заряда конденсатора,  $R_H$  — сопротивление нагрузки.

Решение (7) при  $U(0) = 0$  дает

$$U(t) = I_m \times R_H \left(1 - e^{-t/T_3}\right). \quad (8)$$

Время заряда, определяемое условием  $U(t_3) = U_H = I_m \times R_H$ , согласно (8) составляет

$$t_3 = -T_3 \times \ln \left(1 - \frac{I_H}{I_m}\right). \quad (9)$$

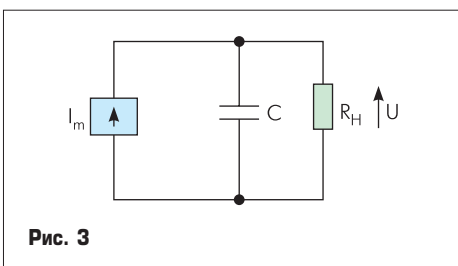


Рис. 3

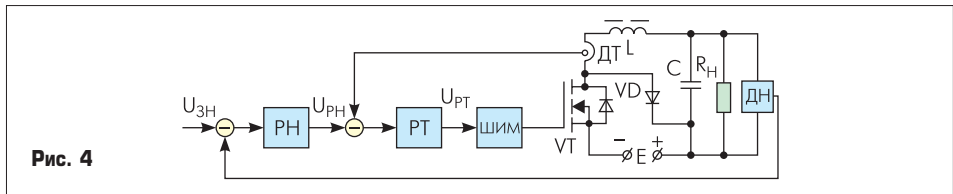


Рис. 4

Очевидно, что увеличение  $I_m$  ускоряет заряд конденсатора, но приводит к ужесточению требований к регулирующему элементу и дросселю фильтра по току подмагничивания. Обеспечив подключение нагрузки только после установления выходного напряжения, время заряда можно уменьшить до значения

$$t_3 = \frac{C \times U_H}{I_m}. \quad (10)$$

Разумеется, оценка  $t_3$  должна уточняться при расчете системы регулирования, одной из задач которого должно быть недопущение выброса напряжения нагрузки при окончании заряда конденсатора фильтра.

### Выбор структуры стабилизированного преобразователя

Необходимость контроля не только выходного напряжения, но и тока регулирующего элемента делает предпочтительной структуру подчиненного регулирования (рис. 4), содержащую подчиненный контур регулирования тока и основной контур регулирования напряжения.

Ограничение задающего воздействия регулятора тока (РТ) позволяет весьма просто ограничить ток регулирующего элемента VT. Наличие индуктивности и высокая частота широтно-импульсного модулятора ШИМ обеспечивают надежное ограничение при пропорциональном РТ.

Синтез регуляторов тока и напряжения (РТ и РН) рационально проводить по непрерывной модели, а проверку устойчивости — по импульсной модели.

### Контур регулирования тока

Основная задача контура РТ — не допустить превышения током VT допустимого уровня  $I_m$  и поддерживать его на этом уровне во время заряда конденсатора фильтра. Пропорциональный регулятор (П-регулятор) может поддерживать постоянный ток VT во время заряда конденсатора только при достаточно высоком его коэффициенте усиления  $K_{РТ}$ . Чтобы излишне не повышать  $K_{РТ}$ , что может нарушить устойчивость контура РТ и вызвать недопустимые субгармонические автоколебания, постоянство тока можно обеспечить введением положительной обратной связи по выходному напряжению. Если при этом крутизну пилообразного напряжения ШИМ —  $\alpha$ , сделать пропорциональной напряжению  $E$ , коэффициент усиления широтно-импульсного преобразователя (ШИП), состоящего из ШИМ и VT, по постоянной составляющей  $K_{П}$  остается постоянным при изменениях  $E$ . Это не только полностью исключает риск потери устойчивости контура

РТ под действием положительной обратной связи по напряжению, но и практически устраняет влияние изменения  $E$  на выходное напряжение преобразователя. Проще всего это осуществить, получив пилообразное напряжение развертки ШИМ путем заряда периодически разряжаемого конденсатора емкостью  $C_{П}$  через резистор с большим сопротивлением  $R_{П}$  от напряжения  $E$ . При этом крутизна пилообразного напряжения

$$\alpha = \frac{E}{R_{П} \times C_{П}},$$

а относительная длительность импульсов ШИМ и статический коэффициент усиления ШИП —  $K_{П}$  составляют:

$$\gamma = \frac{U_{РТ}}{\alpha \times T_0}, \quad K_{П} = \frac{\gamma \times E}{U_{РТ}} = \frac{U_{РТ} \times E}{\alpha \times T_0 \times U_{РТ}} = \frac{E \times R_{П} \times C_{П}}{E \times T_0} = \frac{R_{П} \times C_{П}}{T_0}. \quad (11)$$

Из (11) очевидна независимость  $K_{П}$  от  $E$ . Благодаря этому изменение  $E$  не вызывает изменение полезной составляющей выходных импульсов ШИП  $\gamma \times E = K_{П} \times U_{РТ}$ . Физически это проявляется в уменьшении длительности импульсов  $\tau$  при увеличении  $E$  и в увеличении  $\tau$  при уменьшении  $E$  без изменения  $U_{РТ}$ .

Непрерывная модель контура РТ описывается следующими уравнениями

$$\begin{cases} L \times \frac{di_L}{dt} + U = \gamma \times E, \\ i_L = \frac{U}{R_H} + C \times \frac{dU}{dt} = \left(T_2 \times \frac{dU}{dt} + U\right) \times R_H, \\ \gamma = \begin{cases} 0, & U_{РТ} \leq 0, \\ U_{РТ} / \alpha \times T_0, & 0 \leq U_{РТ} / \alpha \times T_0 \leq \gamma_m < 1, \\ \gamma_m, & U_{РТ} / \alpha \times T_0 \geq \gamma_m, \end{cases} \\ U_{РТ} = (U_{3T} - K_i \times R_{Ш} \times i_L + \chi \times K_+ \times U) \times K_{РТ}, \end{cases} \quad (12)$$

где  $U_{3T} = U_{РН}$  — задающий сигнал контура РТ,  $R_{Ш}$  — крутизна датчика тока ДТ, имеющая размерность сопротивления,  $\chi$  — коэффициент передачи датчика напряжения ДН,  $K_i$  и  $K_+$  — относительные коэффициенты усиления сигналов ДТ и ДН соответственно,  $K_{РТ}$  — коэффициент усиления РТ,  $T_2 = R_H \times C$ ,  $\gamma_m$  — предельное значение  $\gamma$ ,  $U$  — выходное напряжение преобразователя.

Из первых двух уравнений системы (12) следует

$$T^2 \times \frac{d^2 U}{dt^2} + T_1 \times \frac{dU}{dt} + U = \gamma \times E, \quad (13)$$

где  $T_1 = \frac{L}{R_H}$ ,  $T^2 = T_1 \times T_2 = L \times C$ .

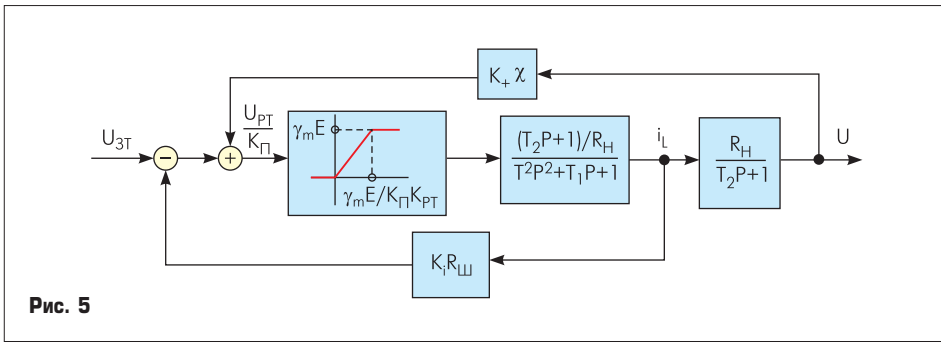


Рис. 5

$$\Phi_{PT}(P) = \frac{I_L(P)}{U_{ЗТ}(P)} = \frac{\frac{K_{П} \times K_{PT}}{R_H} \times (T_2 P + 1)}{T^2 \times P^2 + \left( T_1 + \frac{K_i R_{ш} K_{П} K_{PT}}{R_H} \times T_2 \right) \times P + 1 - \chi \times K_+ K_{П} K_{PT} + \frac{K_i R_{ш} K_{П} K_{PT}}{R_H}} \quad (14)$$

Удобная для моделирования структурно-динамическая схема контура РТ представлена на рис. 5.

В линейной зоне передаточная функция замкнутого контура РТ имеет вид (14).

Из (14) очевидно, что при выполнении условия

$$\chi \times K_+ K_{П} K_{PT} = 1 \quad (15)$$

контур РТ обладает астатизмом I порядка, то есть обрабатывает заданное значение тока

$$i_s = \frac{U_{ЗТ}}{K_i R_{ш}} \quad (16)$$

без ошибки. Это обеспечивает полное использование силового транзистора VT по току во время переходного процесса заряда конденсатора фильтра.

При выполнении условия (15) согласно (14) имеем

$$\Phi_{PT}(P) = \frac{K_I}{T_I \times P + 1}, \quad (17)$$

$$\text{где } T_I = \frac{R_H \times T_1}{K_i R_{ш} K_{П} K_{PT}} = \frac{L}{K_i R_{ш} K_{П} K_{PT}},$$

$$K_I = \frac{1}{K_i R_{ш}} -$$

постоянная времени и коэффициент передачи замкнутого контура РТ в линейной зоне. Очевидно, увеличение  $K_{PT}$  снижает инерционность контура РТ в линейной зоне, но приближает его к границе области устойчивости как замкнутую широтно-импульсную систему. Условие устойчивости установившегося режима с постоянной длительностью импульсов можно получить по методике, изложенной в [1]. Предварительно необходимо определить закон изменения тока  $i_L$  в установившемся режиме при заданной величине  $\tau$ , применив, например, методику, описанную в [2] и использующую смещенное Z-преобразование [3].

Результаты анализа показали, что условие устойчивости зависит от  $\gamma = \tau/T_0$ . При высокой частоте импульсов условие устойчивости имеет вид

$$T_I > T_0 \times (\gamma - 0,5).$$

В случае изменения  $\gamma$  от 0 до 1 неравенство

$$T_I > 0,5 \times T_0$$

гарантирует от появления нежелательных субгармонических автоколебаний.

### Контур регулирования напряжения

Основные требования к контуру РН:

- стабильность выходного напряжения при изменениях входного напряжения  $E$ , тока нагрузки  $I_H$  и параметров элементов контура;
- быстрое аperiодическое затухание переходных процессов при сигнальных и параметрических возмущениях;
- ограничение выходного напряжения РН, обеспечивающее защиту силового транзистора от перегрузки по току  $U_{PH} = U_{ЗТ} < K_i R_{ш} I_{m*}$ . В качестве РН наиболее подходящим является пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор, поскольку при идеальном ДН обеспечивает стабильность выходного напряжения при всех допустимых возмущениях, а при правильном выборе его параметров — аperiодическое затухание переходной характеристики. Ограничение задающего на-

пряжения РТ при РН, реализованном на операционном усилителе, весьма просто осуществить, включив стабилитрон в обратную связь усилителя. Благодаря этому будет исключено нарастание интегральной составляющей выходного напряжения РН во время заряда конденсатора фильтра, вызывающее значительное превышение заданной величины выходного напряжения преобразователя. Структурно-динамическая схема контура РН представлена на рис. 6.

На рис. 6  $K_{PH}$  и  $T_{PH}$  параметры ПИ регулятора с передаточной функцией

$$W_{PH}(P) = K_{PH} \times \frac{T_{PH} \times P + 1}{P}, \quad (18)$$

$U_{zm} = K_i R_{ш} I_{m*}$  — уровень ограничения выходного напряжения РН,  $U_{ЗН} = \chi \times U$ .

В линейной зоне с учетом (17) контур РН можно представить более простой структурно-динамической схемой, изображенной на рис. 7.

Поскольку реально  $T_2 \gg T_b$  постоянную времени РН  $T_{PH}$  следует выбрать равной  $T_2$ , что дает передаточную функцию замкнутого контура РН

$$\Phi_{PH}(P) = \frac{\frac{K_I R_H K_{PH}}{P(T_I P + 1)}}{1 + \chi \times \frac{K_i R_{ш} K_{PH}}{P(T_I P + 1)}} = \frac{1}{\chi} \times \frac{1}{T^2 P^2 + 2\xi T P + 1}, \quad (19)$$

$$\text{где } T^2 = \frac{T_I}{K}; \quad K = \chi K_i R_H K_{PH}; \quad \xi = \frac{1}{2 \times \sqrt{K T_I}}.$$

Выбор  $K_{PH}$  из условия  $\xi \geq 1$  обеспечивает аperiодическую переходную характеристику контура РН. Значительное увеличение  $\xi$  нежелательно, поскольку затягивает переходный процесс. При  $\xi = 1$ , ( $K = 1/4 T_I^2$ ;  $T^2 = 4 \times T_I^2$ ;  $T = 2 T_I$ ) переходная характеристика контура РН, описываемая формулой

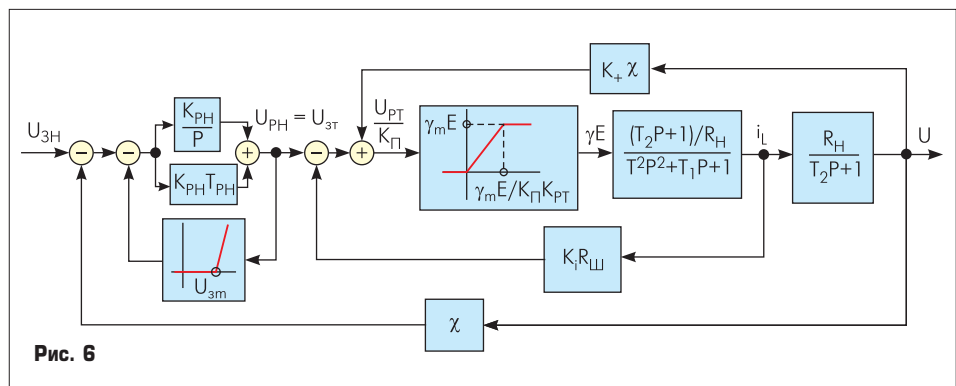


Рис. 6

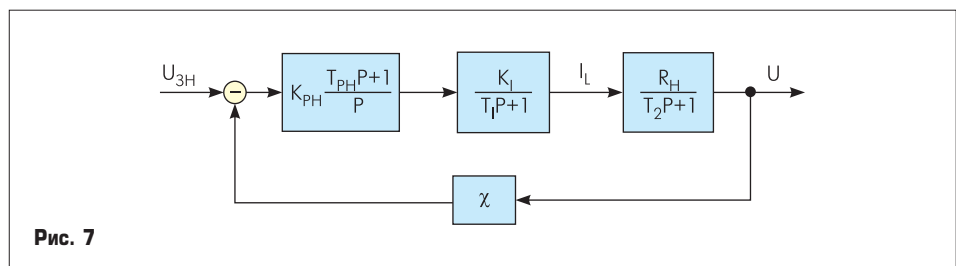


Рис. 7

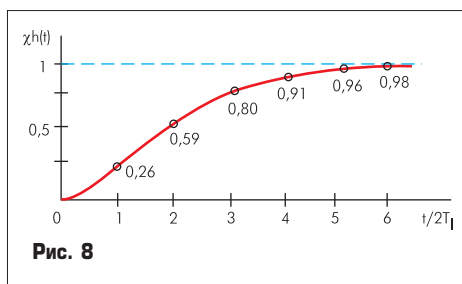


Рис. 8

$$h(t) = \frac{1}{\chi} \times \left[ 1 - \left( 1 + \frac{t}{2T_I} \right) \times e^{-t/2T_I} \right],$$

представляет собой аperiodическую кривую рис. 8.

Из рис. 8 видно, что при скачкообразном приращении  $U_{3H}$  в линейной зоне переходный процесс закончится с точностью до 5%-ной ошибки за время, меньшее  $10 T_I$ .

При равенстве  $T_I = T_0 = 25$  мкс время переходного процесса не превосходит 0,25 мс, что в большинстве случаев вполне устраивает. Более жестким требованиям можно удовлетворить, повышая частоту коммутации  $f = 1/T_0$ . При скачкообразных приращениях  $U_{3H}$ , выходящих из линейной области, переходный процесс с учетом действия всех нелинейностей можно получить моделированием по структурно-динамической схеме (рис. 6), например, используя систему Matlab.

Характерное для стабилизированных преобразователей параметрическое возмущение представляет собой скачкообразное изменение сопротивления нагрузки  $R_H$ . Его можно свести к скачкообразному изменению начальных условий в системе с но-

выми значениями параметров. В системе с новыми значениями параметров ток в дросселе фильтра, напряжение на конденсаторе фильтра, интегральная составляющая выходного напряжения ПИ-регулятора остаются равными их установившимся значениям при исходных значениях параметров. В отличие от скачкообразного приращения  $U_{3H}$  параметрическое возмущение может вызвать перерегулирование выходного напряжения, имеющее место, например, при сбросе нагрузки вследствие заряда конденсатора фильтра током дросселя через обратный диод VD (рис. 4). Очевидно, никакое усложнение РН не может устранить это перерегулирование, определяемое невозможностью рекуперации энергии, запасенной в дросселе фильтра в источник входного напряжения. Для его ограничения допустимой величиной, например величиной допустимой ошибки стабилизации, следует выполнить условие (6).

### Литература

1. Коршунов А. И. Анализ динамических свойств замкнутых систем со статическими преобразователями с помощью линеаризованных моделей // Электричество. № 5'1994. С. 30–39.
2. Коршунов А. И. Определение установившейся реакции линейной непрерывной системы на периодическое воздействие // Изв. вузов. Приборостроение. № 8'1981. С. 37–40.
3. Деч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования // М.: Наука. 1978. 288 с.