Стабилизатор напряжения
с параметрическим управлением

Анатолий Коршунов,
д. т. н.

Введение

В подавляющем большинстве систем автоматического управления (САУ) информация и управляющие воздействия — это электрические напряжения и токи, механические линейные и угловые перемещения, световые и электромагнитные сигналы и т. д. В некоторых САУ сигналы и управляющие воздействия изменяют параметры устройства (элемента САУ). Например, электромеханический преобразователь, состоящий из приводного двигателя постоянного тока и синхронного генератора, осуществляет превращение напряжения постоянного тока в напряжение переменного. При этом стабилизация частоты переменного тока производится путем стабилизации частоты вращения приводного двигателя. При жестких требованиях к габаритам преобразователя, обычно применяемого на подвижных объектах, а также при мощности не более нескольких единиц киловатт стабилизация частоты вращения происходит по цепи возбуждения в результате короткого замыкания резистора, включенного последовательно с обмоткой возбуждения приводного двигателя параллельного возбуждения. При повышении скорости, вызванном сбросом нагрузки генератора, центробежный регулятор замыкает резистор, а при снижении скорости, вызванном повышением нагрузки, резистор подключается в цепь обмотки возбуждения.

Несмотря на определенные недостатки такого способа стабилизации частоты, в рассматриваемых условиях он оказался наиболее технически рациональным.

Параметрическое управляющее воздействие может оказаться предпочтительным и в других случаях. Изменяя сопротивление резистора, включенного последовательно с нагрузкой, можно регулировать напряжение на нагрузке, например стабилизировать его. Чтобы плавно изменять сопротивление резистора от нуля до номинального, нужно варьировать относительное время его короткого замыкания, осуществляющегося с высокой частотой. Подобный подход применялся в работе [1] для плавного изменения емкости конденсаторов. Разумеется, между коммутируемым резистором и нагрузкой должен быть включен сглаживающий LC-фильтр. В данной статье приведены результаты исследования стабилизатора напряжения постоянного тока с параметрическим управляющим воздействием.

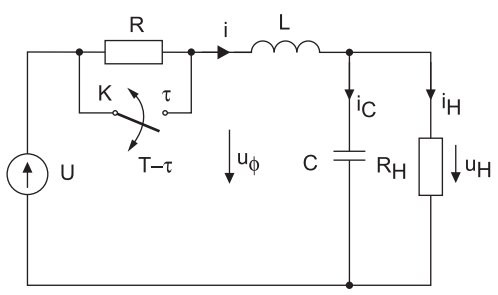

Рис. 1. Схема стабилизатора напряжения с параметрическим управлением

Математическое описание стабилизатора напряжения

Стабилизатор напряжения постоянного тока (рис. 1) состоит из импульсного регулятора сопротивления резистора R и LC-фильтра. Ключ K периодически с высокой частотой ($f = 1/T$) замыкает резистор R, изменяя среднее значение сопротивления $R_{ср} = (1-\gamma)R$, $\gamma = \tau/T$ от 0 при $\gamma = 1$ до R при $\gamma = 0$.

Высокая частота переключений ключа K позволяет рассматривать предельную непрерывную модель стабилизатора [2]. Чтобы ее получить, запишем уравнения схемы при двух положениях ключа K:

$$0 < t < \tau,$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{1}{L}u_н + \frac{1}{L}U,$$

$$\frac{du_н}{dt} = -\frac{1}{C}i_н + \frac{1}{R_н C}u_н,$$

$$\tau < t < T,$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R}{L}i - \frac{1}{L}u_н + \frac{1}{L}U,$$

$$\frac{du_н}{dt} = -\frac{1}{C}i_н + \frac{1}{R_н C}u_н.$$

Записав уравнения в векторной форме [2]:

$$0 < t < \tau,$$

$$\frac{dX}{dt} = A_1 X + h_1 U,$$

$$\tau < t < T,$$

$$\frac{dX}{dt} = A_2 X + h_2 U,$$

где:

$$X=\begin{bmatrix} i \\ u_{\text{Н}} \end{bmatrix}, h_1=h_2=\begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$A_1=\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_{\text{Н}}C} \end{bmatrix}, A_2=\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_{\text{Н}}C} \end{bmatrix},$$

получаем уравнение предельной непрерывной модели схемы:

$$\frac{dX}{dt}=AX+hU, \qquad (1)$$

где

$$A=\gamma A_1+(1-\gamma)A_2=\begin{bmatrix} -\frac{(1-\gamma)R}{L} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{R_{\text{н}}} \end{bmatrix},$$

$$h=\gamma h_1+(1-\gamma)h_2=\begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}.$$

С учетом интегрального регулятора величины γ согласно уравнению (1) получаем систему уравнений предельной непрерывной модели стабилизатора напряжения:

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt}&=-(1-\gamma)\frac{R}{L}i-\frac{1}{L}u_{\text{Н}}+\frac{1}{L}U, \\ \frac{du_{\text{Н}}}{dt}&=\frac{1}{C}i_{\text{Н}}-\frac{1}{R_{\text{Н}}C}u_{\text{Н}}, \\ \frac{d\gamma}{dt}&=K(U_{\text{З}}-u_{\text{Н}}), \end{aligned} \qquad (2)$$

где K — коэффициент преобразования интегрального регулятора, $U_{\text{З}}$ — заданное значение напряжения нагрузки.

Полагая $U_{\text{З}}$ и U постоянными, а левые части уравнений системы (2) равными 0, получаем уравнения стационарного режима:

$$\begin{aligned} U_{\text{Н0}}+(1-\gamma)RI_0&=U, \\ U_{\text{Н0}}&=RI_0, \\ U_{\text{Н0}}&=U_{\text{З}}. \end{aligned} \qquad (3)$$

Из системы уравнений (3) находим:

$$\begin{aligned} U_{\text{н0}}&=U_{\text{з}}, \\ I_0&=\frac{U_{\text{з}}}{R_{\text{н}}}, \\ 1-\gamma_0&=\frac{U-U_{\text{з}}}{R_{\text{н}}I_0}=\frac{R_{\text{н}}}{R}\frac{U-U_{\text{з}}}{U_{\text{з}}}. \end{aligned} \qquad (4)$$

Легко проверить совпадение первых двух уравнений предельной непрерывной модели стабилизатора (2), полученной аналитически, с уравнениями непрерывной модели схемы (рис. 2), полученной из исходной схемы (рис. 1) заменой коммутируемого резистора R эквивалентным резистором

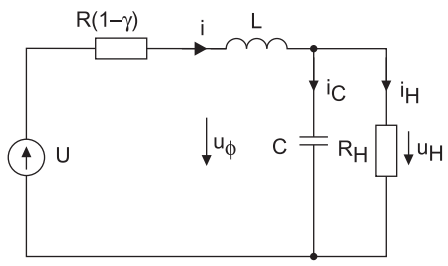

Рис. 2. Непрерывная модель стабилизатора напряжения

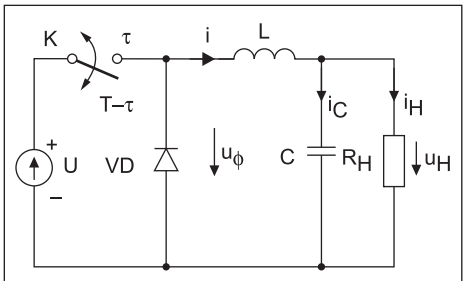

Рис. 3. Стабилизатор напряжения на понижающем импульсном преобразователе

со «средним» значением сопротивления $(1-\gamma)R$.

Для оценки устойчивости стационарного режима необходима линеаризованная система уравнений возмущенного движения. Подставив в систему уравнений (2): $i=I_0+\delta i$, $u_{\text{н}}=U_{\text{н0}}+\delta u_{\text{н}}$, $\gamma=\gamma_0+\delta\gamma$, где δi, $\delta u_{\text{н}}$ и $\delta\gamma$ — отклонения от стационарного режима (возмущения), учитывая уравнения стационарного режима (3) и линеаризовав уравнения для малых возмущений, получаем линеаризованное векторное уравнение возмущенного движения:

$$d\delta X/dt=B\delta X,$$

где

$$\delta X^T=(X-X_0)^T=[\delta i, \delta u_{\text{н}}, \delta\gamma]^T,$$
$$X_0=[I_0, U_{\text{н0}}, \gamma_0]^T,$$

$$B=\begin{bmatrix} -(1-\gamma)\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} & \frac{R}{L}I_0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_{\text{н}}C} & 0 \\ 0 & -K & 0 \end{bmatrix}.$$

Для асимптотической устойчивости стационарного режима с точностью до критического случая необходимо и достаточно отрицательных вещественных частей корней характеристического уравнения [3]:

$$\det(zE-B)=0, \qquad (5)$$

где E — единичная матрица.

Вычисление определителя (5) приводит к кубическому характеристическому уравнению:

$$z^3+c_2z^2+c_1z+c_0=0, \qquad (6)$$

где

$$c_2=\frac{R}{L}(1-\gamma_0)+\frac{1}{R_{\text{н}}C},$$

$$c_1=\frac{1}{LC}\left[\frac{R}{R_{\text{н}}}(1-\gamma_0)+1\right],$$

$$c_0=K\frac{RI_0}{LC}.$$

Воспользовавшись критерием устойчивости Вышнеградского [4], получаем условие асимптотической устойчивости в виде неравенства

$$K<\frac{\left[\frac{R}{L}(1-\gamma_0)+\frac{1}{R_{\text{н}}C}\right]\left[\frac{R}{R_{\text{н}}}(1-\gamma_0)+1\right]}{RI_0}=$$

$$=\left[\frac{R_{\text{н}}}{L}\left(\frac{U}{U_{\text{з}}}-1\right)+\frac{1}{R_{\text{н}}C}\right]\frac{U}{U_{\text{з}}^2}\frac{R_{\text{н}}}{R}=K_{\text{кр}}. \qquad (7)$$

Из формулы (7) очевидно, что критический коэффициент $K_{\text{кр}}$ возрастает при увеличении U.

Для сравнения рассмотрим стабилизатор напряжения на понижающем импульсном преобразователе напряжения постоянного тока (рис. 3).

Записав дифференциальные уравнения силовой части схемы для двух положений ключа K, получаем:

$$0<t<\tau,$$

$$\frac{di}{dt}=-\frac{1}{L}u_{\text{Н}}+\frac{1}{L}U,$$

$$\frac{du_{\text{Н}}}{dt}=\frac{1}{C}i-\frac{1}{R_{\text{Н}}C}u_{\text{Н}},$$

$$\tau<t<T,$$

$$\frac{di}{dt}=-\frac{1}{L}u_{\text{Н}},$$

$$\frac{du_{\text{Н}}}{dt}=\frac{1}{C}i-\frac{1}{R_{\text{Н}}C}u_{\text{Н}}.$$

Переписав эти уравнения в векторной форме

$$0<t<\tau,$$

$$\frac{dX}{dt}=A_1X+hU,$$

$$\tau<t<T,$$

$$\frac{dX}{dt}=A_2X,$$

где:

$$X=\begin{bmatrix} i \\ u_{\text{Н}} \end{bmatrix}, \ h=\begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$A_1=A_2=\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_{\text{Н}}C} \end{bmatrix},$$

согласно работе [2] получаем уравнения предельной непрерывной модели, оказавшиеся линейными,

$$dX/dt = AX + h\gamma U. \qquad (8)$$

С учетом уравнений (8) и интегрального регулятора γ получаем систему линейных уравнений стабилизатора напряжения:

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= -\frac{1}{L}u_{\text{Н}} + \frac{1}{L}\gamma U, \\ \frac{du_{\text{Н}}}{dt} &= \frac{1}{C}i - \frac{1}{R_{\text{Н}}C}u_{\text{Н}}, \\ \frac{d\gamma}{dt} &= K(U_3 - u_{\text{Н}}). \end{aligned} \qquad (9)$$

Стационарный режим, найденный из уравнений (9), определяется выражениями

$$U_{\text{Н0}} = \gamma U,$$
$$I_0 = \frac{U_{\text{Н0}}}{R_{\text{Н}}},$$
$$U_{\text{Н0}} = U_3.$$

Уравнения возмущенного движения совпадают с уравнениями (9):

$$\begin{aligned} \frac{d\delta i}{dt} &= -\frac{1}{L}\delta u_{\text{Н}} + \frac{U}{L}\delta\gamma, \\ \frac{d\delta u_{\text{Н}}}{dt} &= \frac{1}{C}\delta i - \frac{1}{R_{\text{Н}}C}\delta u_{\text{Н}}, \\ \frac{d\delta\gamma}{dt} &= -K\delta u_{\text{Н}}, \end{aligned}$$

а в векторной форме с уравнеием

$$\frac{d\delta X}{dt} = B\delta X,$$

где:

$$B = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & \frac{U}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_{\text{н}}C} & 0 \\ 0 & -K & 0 \end{bmatrix}.$$

Характеристическое уравнение возмущенного движения имеет вид:

$$\det[zE - B] = z\left[z\left(z + \frac{1}{R_{\text{н}}C}\right) + \frac{1}{LC}\right] +$$

$$+ K\frac{U}{LC} = z^3 + c_2 z^2 + c_1 z + c_0 = 0,$$

где $c_2 = 1/R_{\text{н}}C$, $c_1 = 1/LC$, $c_0 = KU/LC$.

Согласно критерию Вышнеградского, необходимое и достаточное условие устойчивости стационарного режима выражено неравенством

$$K < \frac{1}{R_{\text{н}}CU} = K_{\text{кр}}.$$

Сравнение основных свойств стабилизатора при параметрическом управлении со свойствами стабилизатора, использующего понижающий импульсный преобразователь

Ограничим сравнение случаем использования стабилизаторов во вторичных источниках питания, где колебания стабилизируемого напряжения относительно невелики, а требования к стабильности выходного напряжения высоки. Зададим колебание входного (стабилизируемого) напряжения ограниченным 20% в сторону снижения. Примем минимальное входное напряжение равным номинальному выходному, пренебрегая сопротивлением замкнутого ключа К. Тогда

$$U_{\min} = U_{\text{н ном}},\ U_{\max} = 1{,}25U_{\text{н ном}},$$
$$\Delta U = U_{\max} - U_{\min} = 0{,}25U_{\text{н ном}}.$$

Требования по допустимому току транзисторного ключа в обоих стабилизаторах одинаковы. Во втором стабилизаторе необходим еще и обратный диод VD с таким же допустимым током. По допустимому напряжению в первом стабилизаторе транзисторный ключ выбирается исходя из напряжения $0{,}25U_{\text{н ном}}$. Во втором же стабилизаторе транзисторный ключ и обратный диод выбираются по допустимому напряжению $1{,}25U_{\text{н ном}}$, то есть в 5 раз большему.

Чтобы сравнить переменную составляющую напряжения на входе фильтра ($u_{\text{ф}}$ на рис. 1, 3) в обоих стабилизаторах, пренебрежем пульсациями тока, а транзисторные ключи и диод примем идеальными. На рис. 4а представлена переменная составляющая $u_{\text{ф}}$ в первом стабилизаторе при $1{,}125U_{\text{н}}$. С учетом $R = 0{,}25R_{\text{н}}$ согласно формуле (4) получаем $\gamma = 1 - 4 \times 0{,}125 = 0{,}5$.

На рис. 4б представлена переменная составляющая $u_{\text{ф}}$ во втором стабилизаторе ($\gamma_0 = 1/1{,}125 = 0{,}8$).

Из рис. 4а, б будет очевидно, что размах пульсаций входного напряжения фильтра $\Delta U_{\text{ф}} = U_{\text{ф max}} - U_{\text{ф min}}$ в первом стабилизаторе оказался значительно меньше, чем во втором. Если во втором $\Delta U_{\text{ф}} = U$, а изменяется в пределах от $U_{\min}$ до $U_{\max}$, то в первом размах пульсаций $\Delta U_{\text{ф}} = I_{\text{н0}}R = U_{\text{н0}}R/R_{\text{ном}} = 0{,}25U_{\text{н ном}}$ и не изменяется. Это утверждение не распространяется на граничные точки: $\gamma_0 = 0$ и $\gamma_0 = 1$ ($U = U_{\max}$ и $U = U_{\min}$).

Пренебрегая пульсациями тока (iR = const) и напряжения на нагрузке ($U_{\text{н}}$ = const), полагаем, что переменная составляющая $u_{\text{ф}}$ полностью падает на дросселе фильтра с индуктивностью L. Это позволяет считать, что в стационарном режиме за первую часть периода коммутации ($0 < t < \tau$) ток дросселя i увеличивается на $\Delta I = (U - U_{\text{н ном}})\tau/L$, а во второй его части ($\tau < t < T$) уменьшается на эту же величину ΔI. Нетрудно получить выражение для ΔI в первом (I) и втором (II) стабилизаторах:

$$\frac{\Delta IL}{U_{\text{нном}}T} = \begin{cases} \gamma_0(1-\gamma_0), & \text{I} \\ 1-\gamma_0, & \text{II} \end{cases}. \qquad (10)$$

Полагая, что пульсирующая (переменная составляющая тока i) замыкается только через конденсатор фильтра, найдем размах пульсаций выходного напряжения. Учитывая пилообразный характер пульсаций тока с нулевыми точками в середине частей периода, получаем

$$\Delta U = \frac{1}{C}\int_{\frac{\tau_0}{2}}^{\frac{\tau_0}{2}+\frac{T}{2}} i\,dt = \frac{1}{C}\times\frac{1}{2}\times\frac{\Delta i}{2}\times\frac{T}{2} = \frac{\Delta iT}{8C}. \qquad (11)$$

Интеграл в формуле (11) вычислен как площадь треугольника с высотой $\Delta I/2$ и основанием $T/2$.

С учетом формул (10) и (11) получаем размах пульсаций выходного напряжения в первом (I) и втором (II) стабилизаторах

$$\frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{нном}}} \Big/ \frac{T^2}{8LC} = \begin{cases} \dfrac{\gamma_0(1-\gamma_0)R}{R_{\text{н}}}, \\ \gamma_0 = 1 - \dfrac{R_{\text{н}}}{R}\dfrac{U - U_{\text{нном}}}{U_{\text{нном}}}; & \text{I} \\ 1-\gamma_0,\ \gamma_0 = \dfrac{U_{\text{нном}}}{U} & \text{II} \end{cases}. \qquad (12)$$

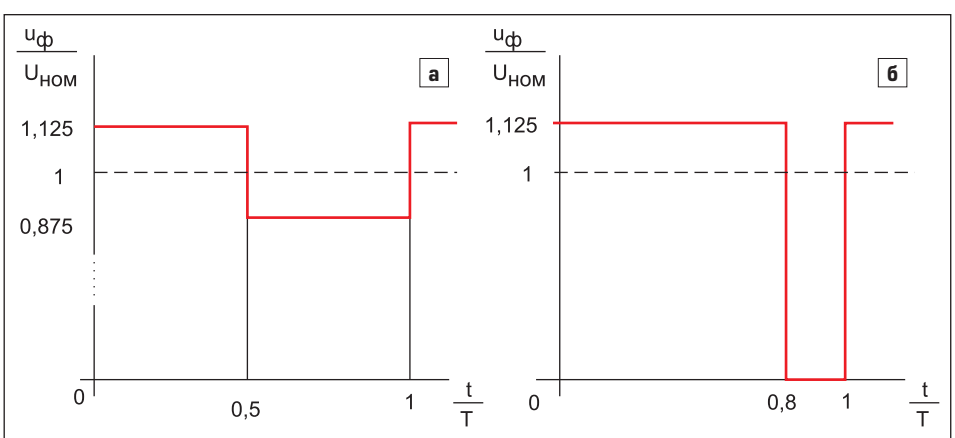

Рис. 4. Переменные составляющие напряжения на входе фильтра: а — в стабилизаторе с параметрическим управлением; б — в стабилизаторе с импульсным понижающим преобразователем

Соотношение относительного размаха пульсаций выходного напряжения первого (I) и второго (II) стабилизаторов напряжения при одинаковых параметрах фильтра определяет выражение

$$\frac{\left(\frac{\Delta U_н}{U_{нном}}\right)_I}{\left(\frac{\Delta U_н}{U_{нном}}\right)_{II}} = \frac{U}{U_{нном}} \times \left(1 - \frac{R_н}{R}\frac{U - U_{нном}}{U_{нном}}\right) =$$

$$= \frac{U}{U_{нном}}\left(\frac{R + R_н}{R} - \frac{R_н}{R}\frac{U}{U_{нном}}\right). \qquad (13)$$

Из формулы (13) следует, что отношение размахов пульсаций первого и второго стабилизаторов при увеличении U от U_{min} до U_{max} уменьшается от 1 до 0. Максимальный относительный размах пульсаций первого стабилизатора имеет место при $\gamma_0 = 1/2(U/U_{н\,ном} = R/2R_н + 1 = 1{,}125)$ и составляет $\Delta U_н/U_{н\,ном} = (T^2/8LC)R/4R_н$. По сравнению с таковым у второго стабилизатора, имеющим место при $\gamma_0 = U_{н\,ном}/U_{max}$ и равным

$$\Delta U_н/U_{н\,ном} = (T^2/8LC)(U_{max} - U_{min})/U_{н\,ном} = (T^2/8LC)R/R_н,$$

оказывается в 4 раза меньше. Следовательно, для одинакового максимального размаха пульсаций $\Delta U_н/U_{н\,ном}$ второй стабилизатор должен иметь произведение LC в 4 раза большее. При этом дроссель фильтра следует рассчитывать при значительно бо́льших пульсациях напряжения на нем, чем у первого стабилизатора.

Недостатком первого стабилизатора являются потери в резисторе, используемом для регулирования напряжения. Для сравнения КПД двух стабилизаторов примем ключи, диод, дроссель и конденсатор идеальными, то есть учтем только потери в резисторе R. Очевидно, что в этом случае КПД второго стабилизатора = 100%. У первого же КПД изменяется в зависимости от величины U. При $U = U_{max}$ $\eta = \eta_{min} = (R_н/(R_н + R)) \times 100\%$, а при $U = U_{min}$ $\eta = \eta_{max} = (R_н/R_н) \times 100\% = 100\%$.

В случае $U_{min} < U < U_{max}$ КПД имеет значение

$$\eta = \frac{I^2 R_н T}{I^2 R_н T + I^2 R(T - \tau)} 100\% =$$

$$= \frac{R_н}{R_н + R(1 - \gamma)} 100\% = \frac{R_н}{R_н + R_{ср}} 100\%.$$

Исследование стабилизатора с параметрическим управлением методом математического моделирования

Для примера рассчитаем стабилизатор с параметрическим управлением при $U_{н\,ном}$ = 100 В, 100 В < U < 125 В, $I_{н\,ном}$ =1 А ($R_н$ = 100 Ом).

При $U = U_{max}$ избыток напряжения гасится на сопротивлении R. Полагая $\gamma_0 = 0$, при $U = U_{max}$ получаем

$$R = \frac{U_{max} - U_{нном}}{I_{нном}} = \frac{25}{1} = 25 \text{ Ом}.$$

Выберем частоту коммутации 5 кГц (T = 0,0002 с). Задав допустимый размах пульсаций тока ΔI < 65 мА (6,5×10^{-3} А), согласно формуле (10) выбираем индуктивность дросселя, приняв γ_0 = 0,5, что соответствует максимуму ΔI:

$$L \geq \frac{U_{нном} TR}{R_н \Delta I}\gamma_0(1 - \gamma_0) =$$

$$= \frac{100 \times 2 \times 10^{-4} \times 25}{100 \times 2 \times 2 \times 6{,}5 \times 10^{-2}} =$$

$$= \frac{25}{13} \times 10^{-2} \approx 2 \times 10^{-2} \text{ Гн}.$$

Величину емкости конденсатора фильтра определим по допустимому размаху пульсаций выходного напряжения ΔU < 16 мВ. Используя формулу (12), находим, приняв γ_0 = 0,5,

$$C \geq \frac{T^2 U_{нном} R \gamma_0 (1 - \gamma_0)}{8 L \Delta U_н R_н} =$$

$$= \frac{(2 \times 10^{-4})^2 \times 100 \times 25}{8 \times 2 \times 10^{-2} \times 0{,}016 \times 100 \times 2 \times 2} \approx$$

$$\approx 1 \times 10^{-4} \text{ Ф}.$$

Согласно формуле (7) при выбранных значениях R, L, C и $\gamma = \gamma_0$ = 0,5 определяем критический коэффициент преобразования интегрального регулятора

$$K_{кр} = \frac{\left[\frac{R}{L}(1 - \gamma_0) + \frac{1}{R_н C}\right] \times \left[\frac{R}{R_н}(1 - \gamma_0) + 1\right]}{R I_0} =$$

$$= \frac{\left[\frac{25}{2 \times 10^{-2}} \times \frac{1}{2} + \frac{1}{100 \times 10^{-4}}\right] \times \left[\frac{25}{100} \times \frac{1}{2} + 1\right]}{25 \times 1} =$$

$$= 32{,}6 \text{ 1/В·с}.$$

Чтобы проверить полученные результаты в системе MATLAB 6.5, с помощью пакета Simulink 5 были построены предельная непрерывная модель стабилизатора по дифференциальным уравнениям (2) и дискретная модель, учитывающая коммутацию резистора R (рис. 5).

Для U = 112,5 В (γ_0 = 0,5), K = 10 1/В·с, соответствующем запасу устойчивости 20lg(32,6/10) = 10 дБ, построен переходный процесс включения стабилизатора. На рис. 6 представлены кривые изменения фазовых координат непрерывной ($i_н$, $u_{нн}$, $\gamma_н$) и дискретной модели ($i_д$, $u_{нд}$, $\gamma_д$).

Фазовые координаты обеих моделей практически совпадают, заметна только пульсационная составляющая тока дискретной модели. Там же показаны пульсации тока и напряжения в увеличенном масштабе. Расчетные значения пульсаций $\Delta U_н$ = 16 мВ и ΔI = 62,5 мА хорошо согласуются со значениями, определенными в результате моделирования: $\Delta U_н$ = 15,5 мВ, ΔI = 63,7 мА.

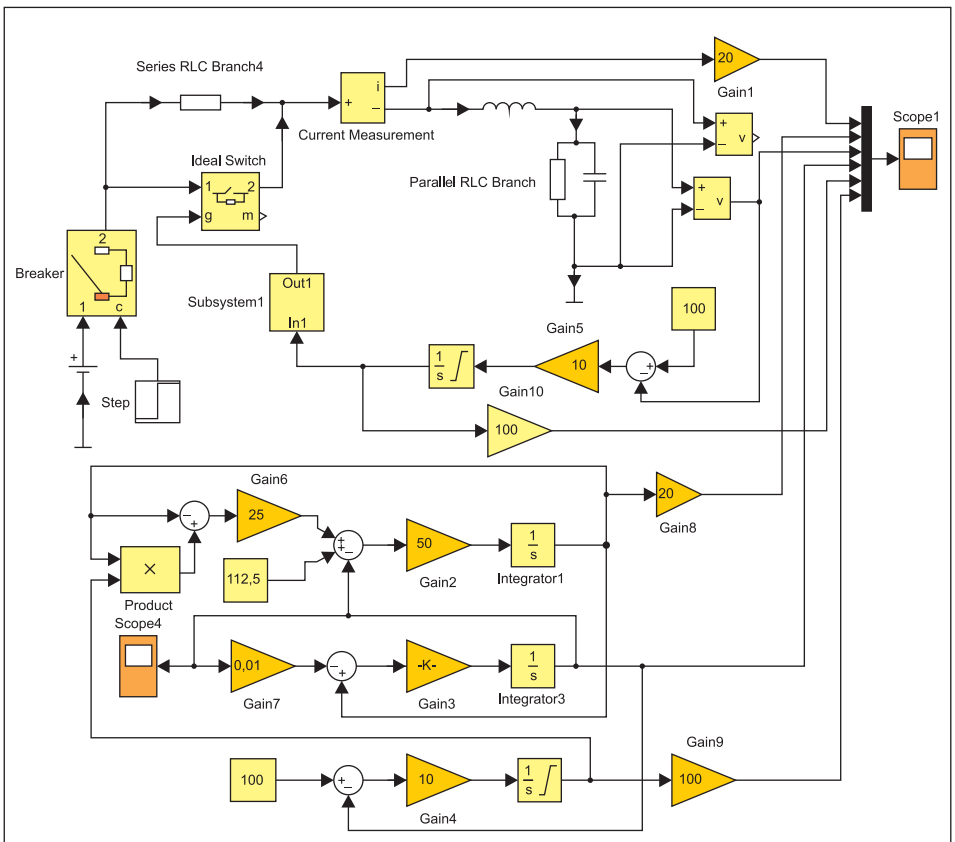

Рис. 5. Непрерывная и дискретная модели стабилизатора

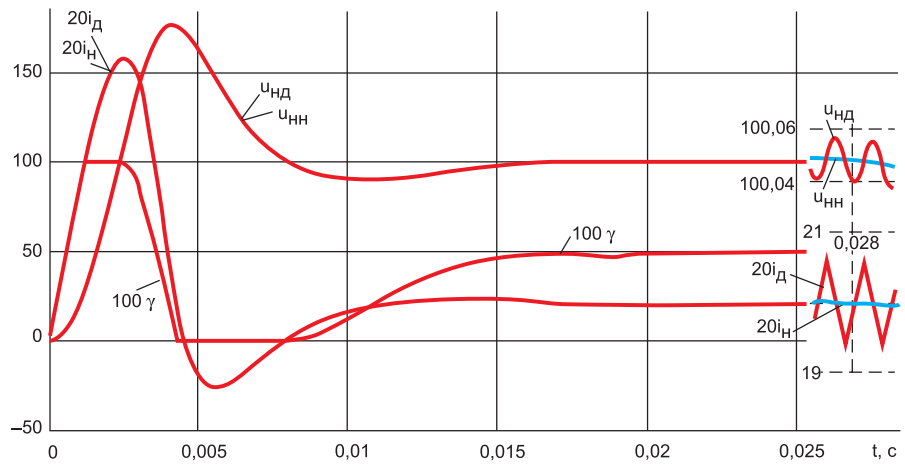

Рис. 6. Переходный процесс включения стабилизатора

К превышению критического коэффициента интегрального регулятора приводят автоколебания стабилизатора, являющегося нелинейной системой не только вследствие умножения фазовых координат i и γ в первом уравнении системы (2), но и в результате ограничения величины выходного сигнала интегрального регулятора диапазоном $0 < \gamma < 1$.

При $K = 40$ 1/В·с размах колебаний выходного напряжения составляет 17 В при периоде колебаний $8{,}31 \times 10^{-3}$ с. В автоколебательном режиме проявляется ограничение γ снизу на уровне 0.

Выводы

Параметрическое управление, основанное на изменении эквивалентного сопротивления коммутируемого резистора, имеет определенные преимущества по сравнению с применением импульсного понижающего преобразователя при использовании обоих способов в стабилизаторах напряжения вторичных источников питания.

Его основные преимущества:

- значительно более легкие условия работы транзисторного ключа и отсутствие обратного диода;
- максимальные пульсации выходного напряжения при одинаковом произведении параметров фильтра LC будут в 4 раза меньше при параметрическом управлении, а кроме того, максимальное переменное напряжение на дросселе также будет существенно ниже.

Основной недостаток рассмотренного параметрического управления — снижение коэффициента полезного действия вследствие потерь в резисторе.

Анализ свойств стабилизатора по его предельной непрерывной модели дает результаты, хорошо согласующиеся с полученными на дискретной модели при вполне реальных частотах коммутации.

Литература

1. Коршунов А. И. Импульсное регулирование емкости конденсаторов // Известия вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58. № 6.
2. Коршунов А. И. Предельная непрерывная модель системы с высокочастотным периодическим изменением структуры // Известия вузов. Приборостроение. 2009. № 9.
3. Красовский А. А., Поспелов Г. С. Основы автоматики и технической кибернетики. М.–Л.: Госэнергоиздат, 1962.
4. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972.