

НОВАЯ МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ УСТОЙЧИВОСТИ КОНТУРА РЕГУЛИРОВАНИЯ С ТИРИСТОРНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ С УСРЕДНЕНИЕМ СИГНАЛА ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Р. А. Чепкунов, н.с.

ОАО НИИ «Преобразователь»

ул. Кремлевская, 63-а, 69041, г. Запорожье, Украина

E-mail: elnikroma@rambler.ru

Приводятся результаты исследования устойчивости контура регулирования напряжения или тока с тиристорным преобразователем с использованием новых передаточных функций, полученных путем анализа физики процесса. Приведены результаты моделирования, показывающие совпадение с полученными теоретическими результатами.

Ключевые слова: импульсная система, тиристорный преобразователь, дискретность, устойчивость.

Введение. Современные микропроцессорные системы управления способны путем многократного измерения сигнала обратной связи усреднять его на периоде дискретности тиристорного преобразователя (ТП). При этом важно определить предельные возможности замкнутой системы регулирования, связанные с устойчивостью, и сравнить их с известными для системы без усреднения сигналов обратной связи [1].

Анализ предыдущих исследований. В работе [2] получено условие устойчивости контура регулирования с ТП путем анализа известной передаточной функции разомкнутого контура при цифровом усреднении микропроцессорной системой управления (МПСУ) выходного параметра ТП (тока или напряжения) [3]. Анализ показал, что по предельному быстродействию регулирование с усреднением сигнала обратной связи занимает промежуточное положение между регулированием по методу ШИМ-I и ШИМ-II. Кроме того, дополнительный анализ показал, что при реальных коэффициентах усиления интегральной части регулятора K_i в замкнутой системе возникают автоколебания на основной субгармонике, а на низших автоколебания возможны при $K_i > 2$. В то же время экспериментальные данные показывают, что автоколебания на низших субгармониках могут возникать и при меньших значениях K_i .

Это заставляет усомниться в правильности полученных результатов, несмотря на то, что они получены в соответствии с существующей теорией импульсных систем [4].

Цель работы. Дополнение и уточнение ранее проведенных исследований устойчивости на основе анализа процессов в контуре регулирования с ТП при усреднении сигнала обратной связи.

Материал и результаты исследования. Проверка полученных результатов базируется на физике процессов в контуре регулирования с ТП (рис. 1).

На каждом n -ном периоде дискретности выходной сигнал преобразователя поступает на инерционное звено, которым может быть датчик в контуре регулирования напряжения или постоянная времени нагрузки в контуре регулирования тока при пренебрежительно малой инерционности датчика. Для определенности будем рассматривать контур регулирования напряжения с коэффициентами усиления пропорциональной K_{pu} и интегральной K_{iu} частей ре-

гулятора и постоянной времени датчика напряжения $T_{дн}$. Выходной сигнал инерционного звена усредняется на периоде дискретности посредством цифровой фильтрации микропроцессором. В начале следующего периода дискретности полученное среднее значение сигнала датчика сравнивается с заданием, полученная разность умножается на пропорциональный и интегральный коэффициенты усиления регулятора, суммируется с ранее накопленной суммой интегральной части регулятора и определяет собой среднее значение напряжения ТП на $(n+1)$ -вом периоде дискретности. Процесс повторяется для $(n+1)$ периода дискретности с определением среднего напряжения преобразователя для $(n+2)$ периода дискретности. Имеющаяся переменная, составляющая напряжения ТП, не оказывает влияние на процессы, так как ее среднее значение после усреднения на периоде дискретности цифровым фильтром равно нулю.

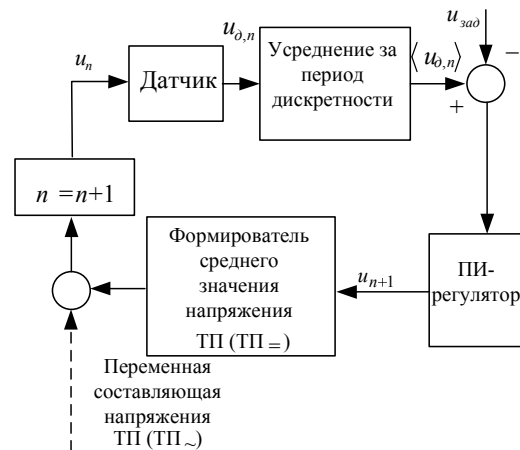


Рисунок 1 – Структурная схема математической модели

Определим передаточные функции отдельных звеньев системы, придерживаясь только физических предпосылок. При этом под передаточной функцией отдельного звена или системы будем понимать отношение величины сигнала в конце периода дискретности к величине сигнала в начале периода дискретности. Такое представление приведет к отличию выражений для передаточных функций от известных [4].

Будем основываться на теореме о смещении независимого переменного в области оригинала.

Посредством дифференциального оператора

$$z = e^{pT} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{p^n T^n}{n!} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{T^n}{n!} \frac{d^n}{dt^n}$$

функция $u(t)$ в момент времени t раскладывается в ряд Тейлора и определяется значение функции в момент времени $t + T$:

$$u(t + T) = e^{pT} u(t) = zu(t).$$

Если принять $\bar{t} = t/T$, $q = pT$, получаем:

$$u(\bar{t} + 1) = e^q u(\bar{t}) = zu(\bar{t}).$$

В момент времени $t + nT$

$$u(t + nT) = e^{pnT} u(t) = (e^{pT})^n u(t) = z^n u(t)$$

или

$$u(\bar{t} + n) = e^{qn} u(\bar{t}) = (e^q)^n u(\bar{t}) = z^n u(\bar{t}). \quad (1)$$

Это выражение справедливо для дискретной функции при целых n .

1. Передаточная функция пропорционально-интегрального звена.

При интегрировании некоторого постоянного на k -м периоде дискретности сигнала u_k вычисляется интегральная сумма s_k , которая увеличивается за каждый период дискретности на величину данного сигнала u_k , умноженную на интегральный коэффициент K_{iu} , и принимает новое значение:

$$s_k = s_{k-1} + K_{iu} u_k.$$

Учитывая, что $s_{k-1} = z^{-1} s_k$, находим s_k :

$$s_k = \frac{K_{iu}}{1 - z^{-1}} u_k = \frac{K_{iu} z}{z - 1} u_k.$$

Отсюда определяется передаточная функция интегрального звена:

$$G_{инт} = \frac{K_{iu} z}{z - 1}. \quad (2)$$

Передаточная функция пропорционального звена:

$$G_{пр} = K_{пу}. \quad (3)$$

Передаточная функция пропорционально-интегрального звена равна сумме передаточных функций пропорционального и интегрального звеньев:

$$G_{ПИ} = G_{пр} + G_{инт} = K_{пу} + \frac{K_{iu} z}{z - 1}. \quad (4)$$

2. Передаточная функция инерционного звена.

Пусть задан входной сигнал, определяемый некоторой ступенчатой функцией $u(\bar{t})$. В течение периода дискретности входной сигнал постоянный. Пусть в начале периода дискретности рассогласование между сигналом на выходе датчика $u_{\partial, k-1}$ и на входе u_k равно $\Delta u_{0, k} = u_{\partial, k-1} - u_k$. Тогда в конце периода дискретности рассогласование будет равно:

$$\Delta u_{1, k} = \Delta u_{0, k} e^{-T/T\partial n} = (u_{\partial, k} - u_{k-1}) e^{-T/T\partial n},$$

а сигнал на выходе датчика будет равен:

$$\begin{aligned} u_{\partial, k} &= u_k + \Delta u_{1, k} = u_k + (u_{\partial, k-1} - u_k) e^{-T/T\partial n} = \\ &= u_{\partial, k-1} e^{-T/T\partial n} + (1 - e^{-T/T\partial n}) u_k. \end{aligned}$$

Учитывая, что $u_{\partial, k-1} = z^{-1} u_{\partial, k}$, получаем:

$$u_{\partial, k} = \frac{(1 - e^{-T/T\partial n})}{(1 - z^{-1} e^{-T/T\partial n})} u_k = \frac{z(1 - e^{-T/T\partial n})}{(z - e^{-T/T\partial n})} u_k.$$

Таким образом, находим передаточную функцию инерционного звена:

$$G_{ин} (z) = \frac{z(1 - e^{-T/T\partial n})}{(z - e^{-T/T\partial n})}. \quad (5)$$

3. Передаточная функция звена запаздывания.

В результате запаздывания на время εT ступенчатый входной сигнал амплитудой Δu_k на k -том периоде дискретности сдвигается на величину запаздывания. Разность между ступенчатыми сигналами без запаздывания и с запаздыванием образует импульс амплитудой Δu_k длительностью εT . В результате воздействия этого импульса на систему к концу k -го периода сигнал изменяет свое значение на величину $G_{умн}(\varepsilon) \Delta u_k$. Коэффициент $G_{умн}(\varepsilon)$ будем называть передаточной функцией импульсного элемента.

Величина $G_{умн}(\varepsilon) \Delta u_k$ определяет, насколько меньше сигнал на выходе звена запаздывания в результате запаздывания. Поэтому выход звена запаздывания определяется как выходное напряжение преобразователя на k -том периоде дискретности u_k за вычетом амплитуды полученных в результате смещения импульсов, умноженной на передаточную функцию импульсного элемента $G_{умн}(\varepsilon)$:

$$\begin{aligned} u_{зан, k} &= u_k - G_{умн}(\varepsilon) \Delta u_k = u_k - G_{умн}(\varepsilon) (u_k - u_{k-1}) = \\ &= u_k - G_{умн}(\varepsilon) (1 - z^{-1}) u_k = (1 - G_{умн}(\varepsilon) (1 - z^{-1})) u_k. \end{aligned}$$

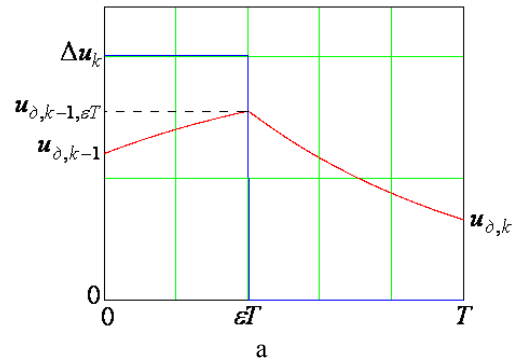
Отсюда определяется передаточная функция звена запаздывания:

$$G_{зан}(\varepsilon) = (1 - (1 - z^{-1}) G_{умн}(\varepsilon)). \quad (6)$$

4. Определим передаточную функцию импульсного элемента для случая, когда импульсы подаются на инерционное звено, которое представляет собой датчик (рис. 2).

Значение выхода датчика на переднем фронте импульса равно $u_{\partial, k-1}$. На заднем фронте импульса

$$u_{\partial, k-1, \varepsilon T} = \Delta u - (\Delta u - u_{\partial, k-1}) e^{-\varepsilon T/T\partial n}.$$



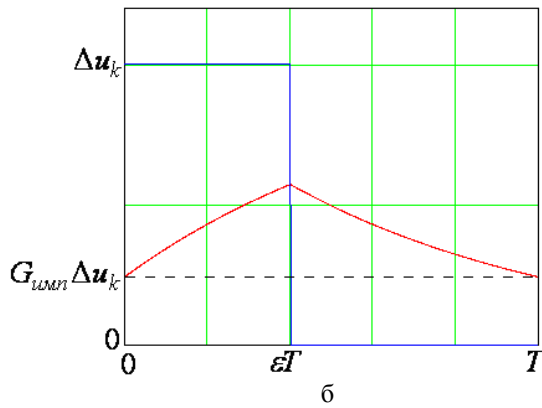


Рисунок 2 – Процессы в импульсном элементе совместно с инерционным звеном: а – неустановившийся режим; б – установившийся режим

К началу следующего импульса за паузу длительностью $(1-\varepsilon)T$ выход датчика принимает значение

$$\begin{aligned} u_{\partial,k} &= u_{\partial,k-1,\varepsilon T} e^{-(1-\varepsilon)T/T\partial n} = \\ &= (\Delta u - (\Delta u - u_{\partial,k-1}) e^{-\varepsilon T/T\partial n}) e^{-(1-\varepsilon)T/T\partial n} = \\ &= \Delta u e^{-(1-\varepsilon)T/T\partial n} - (\Delta u - u_{\partial,k-1}) e^{-T/T\partial n}. \end{aligned}$$

Учитывая, что $u_{\partial,k-1} = z^{-1}u_{\partial,k}$, находим $u_{\partial,k}$:

$$u_{\partial,k} = \frac{e^{-(1-\varepsilon)T/T\partial n} - e^{-T/T\partial n}}{1 - z^{-1}e^{-T/T\partial n}} \Delta u.$$

Отсюда определяется передаточная функция импульсного элемента совместно с инерционным звеном:

$$\begin{aligned} G_{\text{имп+ин}} &= \frac{e^{-(1-\varepsilon)T/T\partial n} - e^{-T/T\partial n}}{1 - z^{-1}e^{-T/T\partial n}} = \\ &= \frac{(e^{-(1-\varepsilon)T/T\partial n} - e^{-T/T\partial n})z}{z - e^{-T/T\partial n}}. \end{aligned} \quad (7)$$

В установившемся режиме, когда $u_{\partial,k-1} = z^{-1}u_{\partial,k} = u_{\partial,k}$, z приравнивается к 1, получаем передаточную функцию импульсного элемента для импульсов единичной амплитуды длительностью εT с периодом T , подаваемых на вход датчика обратной связи:

$$\begin{aligned} G_{\text{имп}} &= G_{\text{имп+ин}}(z=1) = \\ &= \frac{e^{-(1-\varepsilon)T/T\partial n} - e^{-T/T\partial n}}{1 - e^{-T/T\partial n}} = \frac{e^{\varepsilon T/T\partial n} - 1}{e^{T/T\partial n} - 1}. \end{aligned} \quad (8)$$

5. Передаточную функцию разомкнутой системы можно представить в виде:

$$G_{\text{раз}}(z,1) = G_{\text{ПИИ}} G_{\text{ин}} G_{\text{зан}}(\varepsilon). \quad (9)$$

Единица в обозначении передаточной функции означает, что она определяется в конце периода дискретности.

С учетом (4) – (6), (8) передаточная функция разомкнутой системы принимает вид:

$$\begin{aligned} G_{\text{раз}}(z,1) &= \left(K_{\text{пу}} + \frac{K_{\text{иу}}z}{z-1} \right) \frac{z(1 - e^{-T/T\partial n})}{z - e^{-T/T\partial n}} \times \\ &\times \left(1 - (1 - z^{-1}) \frac{e^{-(1-\varepsilon)T/T\partial n} - e^{-T/T\partial n}}{1 - e^{-T/T\partial n}} \right). \end{aligned}$$

После упрощения эта передаточная функция принимает вид:

$$G_{\text{раз}}(z,1) = \left(K_{\text{пу}} + \frac{K_{\text{иу}}z}{z-1} \right) \left(1 - \frac{(z-1)e^{-(1-\varepsilon)T/T\partial n}}{z - e^{-T/T\partial n}} \right). \quad (10)$$

Этому выражению соответствует структурная схема, представленная на рис. 3. Косыми черточками обозначено место размыкания системы.

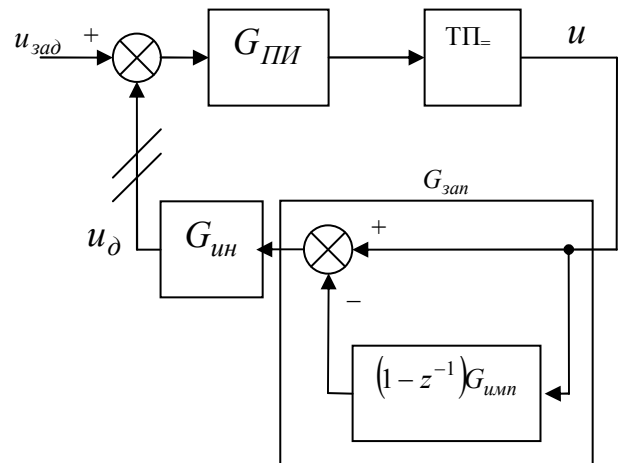


Рисунок 3 – Структурная схема системы регулирования напряжения

6. Определим смещение ε при цифровой фильтрации с многократным измерением сигнала выхода датчика на периоде дискретности с последующим усреднением. Сигнал выхода датчика $u_{\partial,k,t}(t)$ экспоненциально приближается к сигналу на входе u_k , постоянному в течение периода дискретности (рис. 4):

$$u_{\partial,k,t}(t) = u_k + (u_{\partial,k-1} - u_k) e^{-t/T\partial n},$$

где t – момент времени, отсчитываемый от начала периода дискретности.

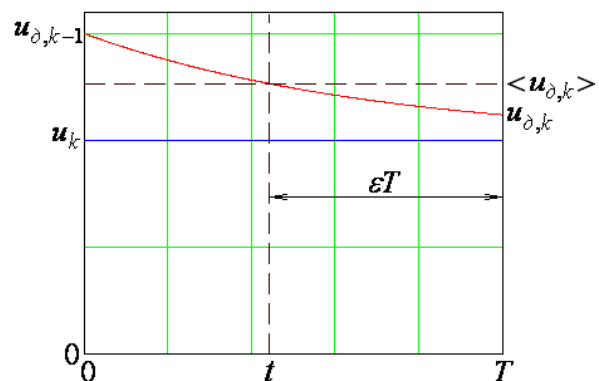


Рисунок 4 – Определение смещения ε при цифровой фильтрации сигнала датчика

Находим усредненное значение сигнала выхода датчика:

$$\langle u_{\Delta,k} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\Delta,k,t}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (u_k + (u_{\Delta,k-1} - u_k) e^{-t/T\Delta n}) dt =$$

$$= u_k + \frac{T\Delta n}{T} (u_{\Delta,k-1} - u_k) (1 - e^{-T/T\Delta n}).$$

Находим момент времени t , при котором мгновенное значение сигнала выхода датчика $u_{\Delta,k,t}(t)$ равняется усредненному значению за период дискретности:

$$u_{\Delta,k,t}(t) = \langle u_{\Delta,k} \rangle;$$

$$u_k + (u_{\Delta,k-1} - u_k) e^{-t/T\Delta n} = u_k + \frac{T\Delta n}{T} (u_{\Delta,k-1} - u_k) (1 - e^{-T/T\Delta n});$$

$$e^{-t/T\Delta n} = \frac{T\Delta n}{T} (1 - e^{-T/T\Delta n}).$$

Отсюда

$$t = -T\Delta n \ln \left(\frac{T\Delta n}{T} (1 - e^{-T/T\Delta n}) \right). \quad (11)$$

Здесь можно считать, что сигнал выхода датчика $u_{\Delta,k,t}(t)$ в момент времени t определяется в конце периода дискретности, т. е. в момент времени T . Отсюда видно, что смещение сигнала по времени составляет $\Delta t = T - t$.

Относительное смещение ε равно:

$$\varepsilon = \frac{\Delta t}{T} = 1 - \frac{t}{T} = 1 + \frac{T\Delta n}{T} \ln \left(\frac{T\Delta n}{T} (1 - e^{-T/T\Delta n}) \right). \quad (12)$$

Отсюда:

$$e^{-(1-\varepsilon)T/T\Delta n} = \frac{T\Delta n}{T} (1 - e^{-T/T\Delta n}) \quad (13)$$

Из графика рис. 6 видно, что при малых постоянных времени датчика ε приближается к 1. С увеличением инерционности датчика ε приближается к 0,5.

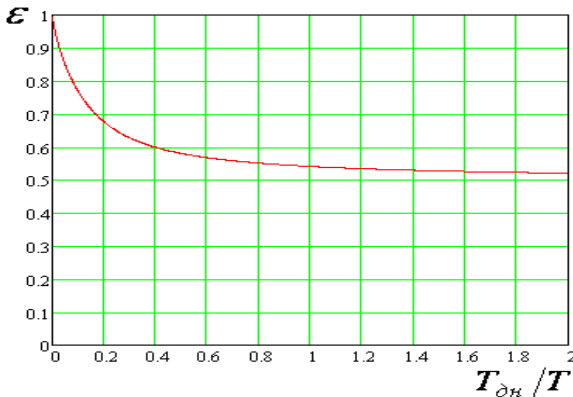


Рисунок 5 – Зависимость запаздывания ε от инерционности датчика

7. После подстановки (13) в (10) выражение для передаточной функции разомкнутой системы принимает вид:

$$G_{раз}(z,1) = \left(K_{pu} + \frac{K_{iu}z}{z-1} \right) \left(1 - \frac{\frac{T\Delta n}{T} (1 - e^{-T/T\Delta n}) (z-1)}{z - e^{-T/T\Delta n}} \right). \quad (14)$$

8. Характеристическое уравнение с учетом того, что передаточная функция определяется в конце периода дискретности, имеет множитель z^{-1} :

$$z^{-1} G_{раз}(z,1) + 1 = 0. \quad (15)$$

Подставляя в характеристическое уравнение выражение для $G_{раз}(z,1)$ и принимая $z = \frac{w+1}{w-1}$, получаем уравнение 3-й степени относительно w :

$$b_3 w^3 + b_2 w^2 + b_1 w + b_0 = 0,$$

где:

$$b_0 = 2 \left(1 + e^{-T/T\Delta n} \right) - (2K_{pu} + K_{iu}) \times$$

$$\times \left(1 + e^{-T/T\Delta n} - 2 \frac{T\Delta n}{T} (1 - e^{-T/T\Delta n}) \right);$$

$$b_1 = 4 - 4K_{pu} \left(\frac{T\Delta n}{T} (1 - e^{-T/T\Delta n}) - e^{-T/T\Delta n} \right) - K_{iu} (1 - e^{-T/T\Delta n})$$

$$;$$

$$b_2 = 2(K_{pu} + 1) (1 - e^{-T/T\Delta n}) + K_{iu} \left(1 + e^{-T/T\Delta n} - 2 \frac{T\Delta n}{T} (1 - e^{-T/T\Delta n}) \right)$$

$$;$$

$$b_3 = K_{iu} (1 - e^{-T/T\Delta n}).$$

Условие устойчивости на основной субгармонике определяется положительностью свободного члена $b_0 > 0$:

$$K_{pu} + \frac{1}{2} K_{iu} < \frac{1 + e^{-T/T\Delta n}}{1 + e^{-T/T\Delta n} - 2 \frac{T\Delta n}{T} (1 - e^{-T/T\Delta n})}, \quad (16)$$

поскольку при $z = -1$ $w = 0$ и остается только свободный член.

Это условие необходимое, но недостаточное.

9. Из критерия Рауса – Гурвица

$$b_1 b_2 > b_0 b_3$$

находим дополнительное условие устойчивости. Получаем квадратное неравенство относительно K_{pu} :

$$a K_{pu}^2 + b K_{pu} + c < 0,$$

где

$$a = \left[\frac{T\Delta n}{T} (1 - e^{-T/T\Delta n}) - e^{-T/T\Delta n} \right] (1 - e^{-T/T\Delta n});$$

$$b = \left[\frac{T\Delta n}{T} (1 - e^{-T/T\Delta n}) - e^{-T/T\Delta n} \right] \times$$

$$\times \left[K_{iu} \left(1 - \frac{T\Delta n}{T} (1 - e^{-T/T\Delta n}) \right) + 1 - e^{-T/T\Delta n} \right] - 1 + e^{-T/T\Delta n};$$

$$c = K_{iu} \left[\frac{T\Delta n}{T} (1 - e^{-T/T\Delta n}) - e^{-T/T\Delta n} \right] + e^{-T/T\Delta n} - 1.$$

Отсюда находим условие устойчивости для пропорционального коэффициента K_{pu} :

$$\frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} < K_{pu} < \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a};$$

$$b^2 - 4ac > 0. \quad (17)$$

Если регулятор пропорциональный, условие устойчивости принимает более простой вид:

$$-1 < K_{pu} < \frac{1}{\frac{T_{\partial n}}{T} (1 - e^{-T/T_{\partial n}}) - e^{-T/T_{\partial n}}};$$

$$K_{iu} = 0. \quad (18)$$

Семейство кривых граничного значения K_{pu} при разных K_{iu} показано на рис. 6.

При $K_{iu} > 2$ область устойчивости при физически реализуемых коэффициентах $K_{pu} \geq 0$ ограничивается не только сверху, но и снизу. При $K_{iu} > 2,64$ область устойчивости разделяется на две части.

Из критерия Рауса – Гурвица также находим условие устойчивости для интегрального коэффициента K_{iu} :

$$K_{iu} < \frac{1 - e^{-T/T_{\partial n}}}{\frac{T_{\partial n}}{T} (1 - e^{-T/T_{\partial n}}) - e^{-T/T_{\partial n}}} \times$$

$$\frac{1 + K_{pu} \left(1 - \frac{T_{\partial n}}{T} (1 - e^{-T/T_{\partial n}}) + e^{-T/T_{\partial n}} \right) - K_{pu}^2 \left(\frac{T_{\partial n}}{T} (1 - e^{-T/T_{\partial n}}) - e^{-T/T_{\partial n}} \right)}{1 + K_{pu} \left(1 - \frac{T_{\partial n}}{T} (1 - e^{-T/T_{\partial n}}) \right)}. \quad (19)$$

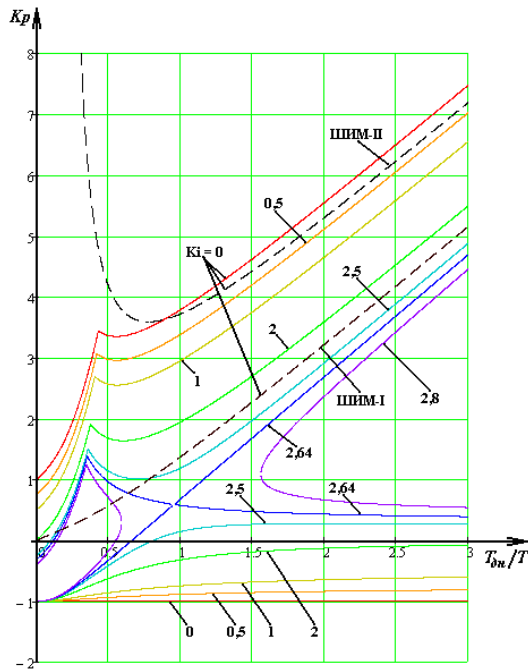


Рисунок 6 – Зависимости граничного значения K_{pu} от инерционности датчика T_0/T при разных коэффициентах усиления интегральной части регулятора K_{iu}

Для интегрального регулятора:

$$K_{iu} < \frac{1 - e^{-T/T_{\partial n}}}{\frac{T_{\partial n}}{T} (1 - e^{-T/T_{\partial n}}) - e^{-T/T_{\partial n}}}; \quad K_{pu} = 0. \quad (20)$$

10. Для проверки правильности полученных результатов составлена математическая модель согласно структурной схеме рис. 1. Рассчитанные на математической модели границы устойчивости обозначены точками (рис. 7). Как видно из рисунка, эти точки находятся на полученных кривых граничных значений, что подтверждает правильность полученных результатов. В качестве примера на рис. 8 приведены результаты моделирования с параметрами,

соответствующими выделенным точкам на рис. 7, находящимися на границе устойчивости системы: А - $K_{int} = 1$; $K_{pu} = 1,8$; $T_{\partial n}/T = 0,3$ и В - $K_{int} = 1$; $K_{pu} = 3$; $T_{\partial n}/T = 1$. При этих параметрах возникают автоколебания на основной субгармонике (рис. 8, а для т. А) и на низкой (рис. 8, б для т. В). При небольшом (на 0,01) уменьшении коэффициента пропорциональной части регулятора ($K_{pu} = 1,79$ для т. А и 2,99 для т. В) автоколебания затухают (рис. 8, в, г).

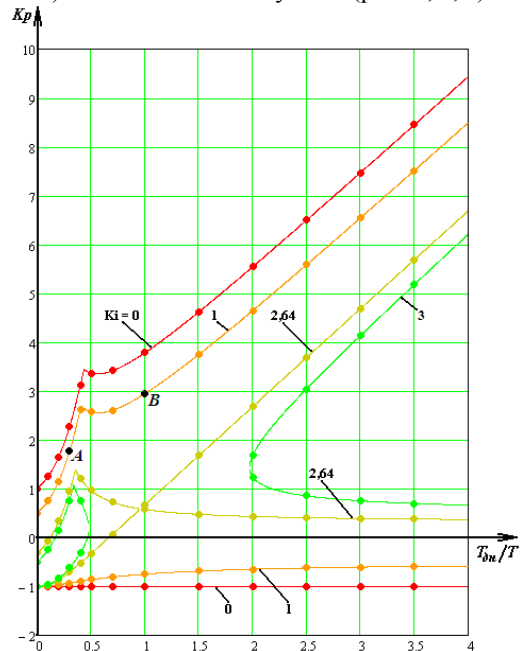
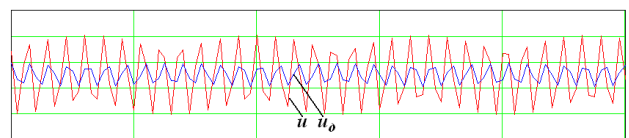
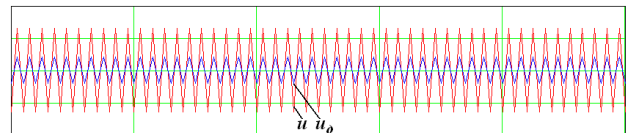
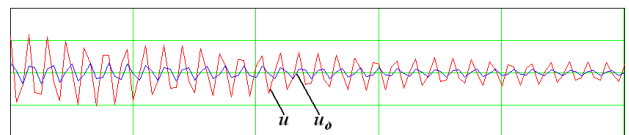
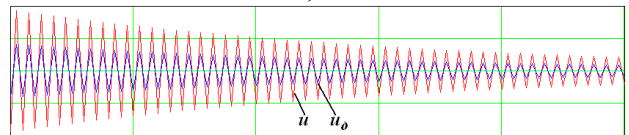


Рисунок 7 – Сравнение полученных результатов по устойчивости контура регулирования напряжения с цифровой фильтрацией сигнала обратной связи с результатами моделирования



а, б



в, г

Рисунок 8 – Результаты моделирования процессов: автоколебания на границе устойчивости на основной субгармонике – а и на низшей – б; затухающие колебания вблизи границы устойчивости на основной субгармонике – в и на низшей – г

Выводы. 1. Разработана новая методика исследования импульсных систем с усреднением сигналов на периоде дискретности. Проверка на математической модели показывает совпадение результатов моделирования и расчета.

2. Полученные границы устойчивости указывают на большую устойчивость замкнутой системы с ТП, чем при расчете классическим методом. Так, при реальных коэффициентах усиления интегральной части регулятора $K_i < 0,5$ область устойчивости не меньше, чем при управлении преобразователем по методу ШИМ-II. Это означает, что при цифровом усреднении сигналов обратной связи в ТП с МПСУ возможно обеспечить динамику, не уступающую системе регулирования с ТП с вертикальным принципом управления. А с учетом большей помехоустойчивости и с учетом возможности свести к минимуму малые постоянные времени для фильтрации сигналов возможно обеспечить лучшее качество регулирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шипилло В.П. Автоматизированный вентиляльный электропривод. – М.: Энергия, 1969. – 400 с.
2. Чепкунов Р.А. Параметрическое регулирование скорости мощных электроприводов // Проблемы энергоресурсосбережения в электротехнических системах. Наука, освіта і практика. – Вип. 1/2011. – С. 120–121.
3. Терехов В.М., Осипов О.И. Система управления электроприводов. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 300 с.
4. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. – М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.

Стаття надійшла 30.06.2011 р.
Рекомендовано до друку к.т.н., доц.
Каліновим А.П.

НОВА МЕТОДИКА ДОСЛІДЖЕННЯ ОБЛАСТІ СТІЙКОСТІ КОНТУРУ РЕГУЛЮВАННЯ З ТИРИСТОРНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ З УСЕРЕДНЕННЯМ СИГНАЛУ ЗВОРТНЬОГО ЗВ'ЯЗКУ

Р. А. Чепкунов, н.с.

ВАТ НДІ «Перетворювач»

вул. Кремлівська, 63-а, 69041, м. Запоріжжя, Україна

E-mail: elnikroma@rambler.ru

Наводяться результати дослідження стійкості контуру регулювання напруги або струму з тиристорним перетворювачем з використанням нових передавальних функцій, отриманих шляхом аналізу фізики процесу. Наведено результати моделювання, що показують збіг з отриманими теоретичними результатами.

Ключові слова: імпульсна система, тиристорний перетворювач, дискретність, стійкість.

NEW METHODS OF RESEARCH ON STABILITY CONTROL CIRCUIT WITH THYRISTOR CONVERTERS WITH SIGNAL AVERAGING FEEDBACK

R. Chepkunov, s.e.

Science Research Institute of the Power Electronics

ul. Kremlyovskaya, 63-a, 69041, Zaporozhje, Ukraine

E-mail: elnikroma@rambler.ru

The results of studying the stability of the current or voltage loop with thyristor converter with the new transfer functions obtained by analyzing the physics of the process. The results of simulations showing the agreement with the theoretical results.

Key words: pulse system, thyristor converter, discreteness, stability.