

УДК 62-83

**В. А. Войтенко**, канд. техн. наук

### **ВЛИЯНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ НА РАБОТУ ПРОПОРЦИОНАЛЬНО-ИНТЕГРАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА С ДВОЙНЫМ ИНТЕГРИРОВАНИЕМ ОШИБКИ**

***Аннотация.** Исследуется влияние изменения параметров объекта управления на работу контура регулирования тока заряда конденсаторной батареи, настроенного на модульный оптимум. В качестве регулятора тока используется регулятор с двойным интегрированием сигнала ошибки, а в состав объекта управления входит колебательное звено второго порядка.*

***Ключевые слова:** контур тока, пропорционально-интегральный регулятор с двойным интегрированием, передаточная функция, колебательное звено, структурная схема, параметры регулятора, постоянные времени, логарифмические частотные характеристики*

**V. A. Voytenko**, PhD.

### **MANAGEMENT OBJECT PARAMETERS CHANGE INFLUENCE ON WORK OF PROPORTIONALLY-INTEGRAL REGULATOR WITH DOUBLE INTEGRATION OF ERROR**

***Abstract.** Management object parameters change influence on current adjusting contour adjusted on a module optimum is explored. As the current regulator a regulator with double integration is used, and the swaying link of the second order enters in the complement of management object.*

***Keywords:** contour of current, proportional integral regulator with double integration, transmission function, swaying link, flow diagram, parameters of regulator, permanent to time, logarithmic frequency descriptions*

**В. А. Войтенко**, канд. техн. наук

### **ВПЛИВ ЗМІНИ ПАРАМЕТРІВ ОБ'ЄКТА УПРАВЛІННЯ НА РАБОТУ ПРОПОРЦІЙНО-ІНТЕГРАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА З ПОДВІЙНОЮ ІНТЕГРАЦІЄЮ ПОХИБКИ**

***Анотація.** Досліджується вплив зміни параметрів об'єкта управління на роботу контуру регулювання струму заряду конденсаторної батареї, налаштованого на модульний оптимум. Як регулятор струму використовується регулятор з подвійною інтеграцією сигналу похибки, а до складу об'єкта управління входить коливальна ланка другого порядку.*

***Ключові слова:** контур струму, пропорційно-інтегральний регулятор з подвійною інтеграцією, передавальна функція, коливальна ланка, структурна схема, параметри регулятора, сталі часу, логарифмічні частотні характеристики*

**Введение.** При заряде конденсаторных батарей (КБ) возникает проблема поддержания тока заряда на требуемом уровне из-за быстрого увеличения напряжения на КБ [1,2]. Такая же проблема возникает в электроприводах при большом ускорении разгона и торможения электродвигателя. В работах [3–11] было показано, что при использовании регуляторов непрерывного действия для уменьшения погрешности регулирования тока, обусловленной изменением ЭДС в цепи нагрузки, в контуре тока необходимо использовать пропорционально интегральный регулятор тока с двойным интегрированием сигнала ошибки (ПИИ<sup>2</sup>-РТ). В работе [3] такой регулятор называется пропорционально-интегральным регулятором второго порядка

(ПИ<sup>2</sup>). Представляет интерес более подробно рассмотреть влияние изменения параметров объекта управления (ОУ) на качество работы контура регулирования тока (КРТ) с ПИИ<sup>2</sup>-РТ. Известно, что наиболее сложным для управления является объект с передаточной функцией, соответствующей колебательному звену. Поэтому в первую очередь желательно исследовать чувствительность КРТ к изменению параметров колебательного звена второго порядка, а не апериодических звеньев 1- или 2-го порядка.

**Цель работы.** Поскольку в КРТ, как правило, используется настройка на модульный оптимум (МО), то целью работы является исследование чувствительности КРТ с ПИИ<sup>2</sup>-РТ, настроенного на модульный оптимум, к изменению параметров колебательного звена второго порядка. Исследование

© Войтенко В.А., 2013

проведём на примере контура регулирования тока заряда КБ [1, 2].

Структурная схема КРТ с отрицательной обратной связью по току при учёте отрицательной обратной связи по напряжению на КБ показана на рис. 1. На этой схеме приняты следующие обозначения:  $H_{PT}(p)$  – передаточная функция регулятора тока;  $k_{ТП}$ ,  $T_{ТП}$  – статический коэффициент усиления и постоянная времени, соответствующие статическим и динамическим свойствам дискретного усилителя мощности, реализованного на базе транзисторного или тиристорного преобразователя напряжения (ТП);  $R_1$ ,  $T_1=L_1/R_1$ ,  $T_2 = (R_1 C_{КБ})$  – суммарное активное сопротивление, электромагнитная постоянная времени и электростатическая постоянная времени силовой цепи зарядного устройства;  $L_1$ ,  $C_{КБ}$  – индуктивность силовой цепи зарядного устройства и ёмкость КБ;  $k_{OT}$  – статический коэффициент обратной связи по току (постоянная времени фильтра в канале обратной связи по току учтена в значении  $T_{ТП}$ );  $U_{ЗТ}$ ,  $U_{OT}$  – сигналы задания тока и обратной связи по току заряда КБ;  $\Delta U_T = k_{OT} \Delta I_T$  – сигнал, пропорциональный ошибке по току;  $U_y$  – сигнал управления, поступающий на вход ТП;  $E_{ТП}$ ,  $U_C$  – ЭДС на выходе ТП и напряжение на КБ;  $I_3$ ,  $I_P$  – ток заряда и разряда КБ.

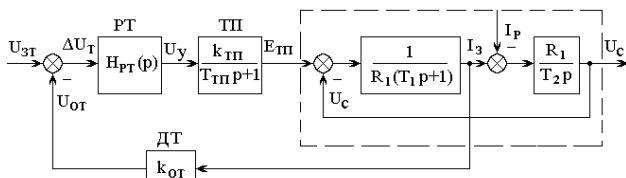


Рис. 1. Структурная схема КРТ

Структурной схеме, показанной на рис.1, соответствует система уравнений

$$E_{ТП}(p) = [U_{ЗТ}(p) - k_{OT} I_3(p)] H_{PT}(p) \frac{k_{ТП}}{T_{ТП} p + 1}, \quad (1)$$

$$I_3(p) = \frac{E_{ТП}(p) - U_C}{R_1 (T_1 p + 1)}, \quad (2)$$

$$U_C(p) = [I_3(p) - I_P(p)] \frac{R_1}{T_2 p}. \quad (3)$$

Передаточную функцию (ПФ) ПИИ<sup>2</sup>-РТ можно представить в виде

$$H_{PT}(p) = k_{PT} + \frac{1}{T_{PT1} p} + \frac{1}{T_{PT2}^2 p^2} =$$

$$= \frac{k_{PT} T_{PT2}^2 p^2 + \frac{T_{PT2}^2}{T_{PT1}} p + 1}{T_{PT2}^2 p^2}.$$

Из [3-6, 8] известно, что при использовании ПИИ<sup>2</sup>-РТ КРТ имеет астатизм 1-го порядка, как по управляющему воздействию  $U_{ЗТ}$ , так и по возмущающему воздействию  $I_P$ . Поэтому установившееся значение ошибки регулирования тока при  $U_{ЗТ} = \text{const}$  и  $I_P = \text{const}$  будет равно нулю.

На основании уравнений (2) и (3) можно получить выражение, определяющее связь между током заряда  $I_3$  и внешними воздействиями  $E_{ТП}$  и  $I_P$  с учётом наличия отрицательной обратной связи по  $U_C$

$$I_3(p) = \frac{T_2 p E_{ТП}(p) + R_1 I_P(p)}{R_1 (T_1 T_2 p^2 + T_2 p + 1)}. \quad (4)$$

Поскольку при настройке на МО реакция КРТ на изменение возмущающего воздействия  $I_P$  не учитывается, то в выражении (4) принимаем  $I_P = 0$ . С учётом этого на рис. 2 изображена структурная схема КРТ, на основании которой запишем ПФ разомкнутого КРТ по управляющему воздействию  $U_{ЗТ}$

$$W_{PKT}(p) = \frac{U_{OT}(p)}{U_{ЗТ}(p)} = \frac{k_{PT} T_{PT2}^2 p^2 + \frac{T_{PT2}^2}{T_{PT1}} p + 1}{T_{PT2}^2 p^2} \cdot \frac{k_{ТП}}{(T_{ТП} p + 1)} \frac{T_2 p k_{OT}}{R_1 (T_1 T_2 p^2 + T_2 p + 1)}. \quad (5)$$

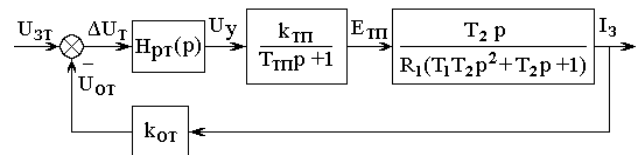


Рис. 2. Структурная схема контура с током заряда на выходе

При настройке КРТ на МО необходимо компенсировать влияние больших постоянных времени  $T_2$  и  $T_1$  на процесс регулирования тока. Для этого необходимо, чтобы параметры ПИИ<sup>2</sup>-РТ удовлетворяли условию

$$k_{PT} T_{PT2}^2 p^2 + \frac{T_{PT2}^2}{T_{PT1}} p + 1 = (T_1 T_2 p^2 + T_2 p + 1). \quad (6)$$

При этом ПФ (5) принимает вид

$$W_{\text{PKT}}(p) = \frac{U_{\text{OT}}(p)}{U_{\text{ЗТ}}(p)} = \frac{1}{T_{\text{PT2}}^2 p (T_{\text{ТП}} p + 1)} \frac{k_{\text{ТП}} T_2 k_{\text{OT}}}{R_1} = \frac{1}{\text{Tr}(T_{\text{ТП}} p + 1)}, \quad (7)$$

где

$$T = \frac{T_{\text{PT2}}^2 R_1}{k_{\text{ТП}} T_2 k_{\text{OT}}}. \quad (8)$$

Асимптотическая ЛАЧХ, соответствующая (7), показана на рис. 3. Частота среза КРТ определяется выражением

$$\Omega_{\text{CP}} = \frac{1}{T} = \frac{k_{\text{ТП}} T_2 k_{\text{OT}}}{T_{\text{PT2}}^2 R_1}. \quad (9)$$

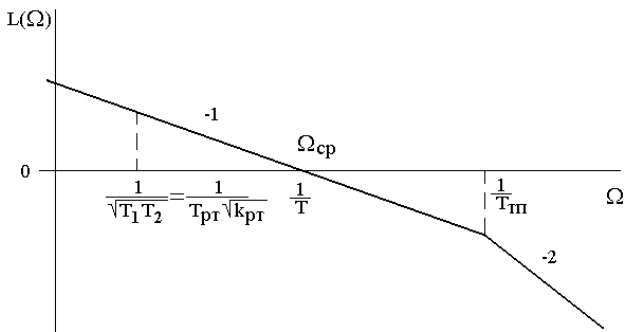


Рис. 3. Асимптотическая ЛАЧХ КРТ

Известно, что для того, чтобы обеспечить требуемое качество динамических характеристик контура тока, необходимо обеспечить требуемое соотношение между значениями частоты среза контура тока (1/T) и частоты согласования 1/T<sub>ТП</sub> [3-7]. В общем случае это соотношение определяется выражением

$$T = a T_{\text{ТП}}. \quad (10)$$

В частности, при настройке контура тока на МО  $a=2$  и условие (10) принимает вид  $T=2T_{\text{ТП}}$ .

После подстановки в (10) правой части выражения (8) получим формулу для определения значения одного из параметров ПИИ<sup>2</sup>-РТ

$$T_{\text{PT2}}^2 = \frac{a k_{\text{ТП}} k_{\text{OT}} T_{\text{ТП}} T_2}{R_1}. \quad (11)$$

Из выражения (6) можно получить формулы для определения остальных параметров ПИИ<sup>2</sup>-РТ:

$$k_{\text{РТ}} T_{\text{PT2}}^2 = T_1 T_2,$$

$$k_{\text{РТ}} = \frac{T_1 T_2}{T_{\text{PT2}}^2} = \frac{R_1 T_1}{a k_{\text{ТП}} k_{\text{OT}} T_{\text{ТП}}}. \quad (12)$$

$$\frac{T_{\text{PT2}}^2}{T_{\text{PT1}}} = T_2,$$

$$T_{\text{PT1}} = \frac{T_{\text{PT2}}^2}{T_2} = \frac{a k_{\text{ТП}} k_{\text{OT}} T_{\text{ТП}}}{R_1}. \quad (13)$$

В соответствии с (9) и (11) частота среза КРТ определяется выражением

$$\Omega_{\text{CP}} = \frac{1}{a T_{\text{ТП}}}. \quad (14)$$

Если принять,  $a=2$ , то выражения (11)-(13) совпадают с формулами, полученными в [8]. Поэтому при идеальной настройке контура тока на МО получим результаты, описанные в [3 – 8].

На самом деле параметры объекта управления  $T_2, T_1, T_{\text{ТП}}, R_1, k_{\text{ТП}}, k_{\text{OT}}$  известны с некоторой погрешностью и могут изменяться в процессе работы КРТ. В связи с этим необходимо оценить влияние изменения параметров объекта управления на работоспособность КРТ. Ограничимся рассмотрением влияния изменения параметров  $T_2, T_1, R_1$ . Для этого подставим в выражение (5) вместо  $T_2, T_1, R_1$  параметры  $\beta_{T2} T_2, \beta_{T1} T_1, \beta_{R1} R_1$ . С помощью коэффициентов  $\beta_{T2}, \beta_{T1}, \beta_{R1}$  будем учитывать отклонение значений параметров  $T_2, T_1, R_1$  относительно базовых значений, которые используются в формулах (11) – (13) для определения параметров ПИИ<sup>2</sup>-РТ. В результате выражение (5) принимает вид

$$W_{\text{PKT}}(p) = \frac{U_{\text{OT}}(p)}{U_{\text{ЗТ}}(p)} = \frac{k_{\text{РТ}} T_{\text{PT2}}^2 p^2 + \frac{T_{\text{PT2}}^2}{T_{\text{PT1}}} p + 1}{T_{\text{PT2}}^2 p} \frac{k_{\text{ТП}}}{(T_{\text{ТП}} p + 1)} \frac{\beta_{T2} T_2 k_{\text{OT}}}{\beta_{R1} R_1 (\beta_{T1} \beta_{T2} T_1 T_2 p^2 + \beta_{T2} T_2 p + 1)}. \quad (15)$$

На основании (15) запишем выражение для построения ЛФХ:

$$\varphi(\Omega) = -90 + \arctg \frac{T_{\text{PT2}}^2 \Omega}{T_{\text{PT1}}} - \arctg \frac{\beta_{T2} T_2 \Omega}{1 - \beta_{T1} \beta_{T2} T_1 T_2 \Omega^2} - \arctg T_{\text{ТП}} \Omega. \quad (16)$$

Поскольку в рассматриваемом случае выражение (4) соответствует колебательному звену, то значения  $T_2$  и  $T_1$  будут соответствовать условию

$$T_2 < 2\sqrt{T_1 T_2},$$

а коэффициент демпфирования должен быть меньше 1:

$$\xi = \frac{T_2}{2\sqrt{T_1 T_2}} < 1.$$

Если  $\beta_{T2}\beta_{T1} > 1$ , для выражения (15) справедливо условие

$$\beta_{T1}\beta_{T2}T_1T_2 > k_{PT}T_{PT2}^2. \quad (17)$$

Поэтому асимптотическая ЛАЧХ и ЛФХ, соответствующие (15) и (16), принимают вид, показанный на рис. 4. Вертикальные стрелки соответствуют подъёму и опусканию ЛАЧХ на соответствующих резонансных частотах.

Низкочастотный участок асимптотической ЛАЧХ описывается выражением

$$L_{PKT}(\Omega) = 20 \lg \left( \frac{k_{ТП} \beta_{T2} T_2 k_{OT}}{\beta_{R1} R_1 T_{PT2}^2 \Omega} \right) = 20 \lg \left( \frac{\beta_{T2}}{\beta_{R1} 2 T_{ТП} \Omega} \right).$$

В том случае, если причиной изменения значения  $T_2$  является изменение только  $R_1$ , можно принять  $\beta_{T2} = \beta_{R1}$ . При этом положение низкочастотного участка асимптотической ЛАЧХ не изменится и будет определяться базовой частотой

$$\Omega_{B1} = \frac{1}{2T_{ТП}} = \frac{1}{T}.$$

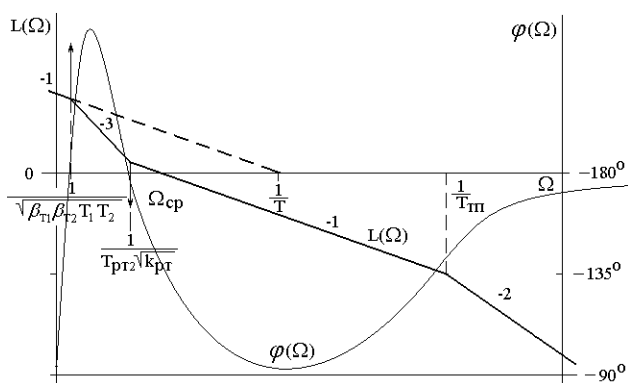


Рис. 4. ЛАЧХ и ЛФХ при выполнении условия  $\beta_{T1}\beta_{T2}T_1T_2 > k_{PT}T_{PT2}^2$

Если ЛАЧХ пересекает горизонтальную ось на участке с наклоном -20 дБ/дек, то при  $\beta_{R1}\beta_{T1} > 1$  частота среза КРТ уменьшится в соответствии с выражением

$$\Omega_{CP} = \frac{k_{PT}k_{ТП}k_{OT}}{\beta_{R1}R_1\beta_{T1}T_1} = \frac{1}{aT_{ТП}\beta_{R1}\beta_{T1}}. \quad (18)$$

Если на интервале частот

$$\frac{1}{\sqrt{\beta_{T1}\beta_{T2}T_1T_2}} < \Omega < \frac{1}{T_{PT2}\sqrt{k_{PT}}}$$

коэффициент усиления разомкнутого КРТ больше 1, а параметр демпфирования будет настолько мал, что сдвиг по фазе  $\varphi(\Omega)$  превысит  $180^\circ$  (как это показано на рис. 4), то КРТ может потерять устойчивость. Таким образом, при  $\beta_{T2}\beta_{T1} > 1$  и  $\beta_{R1}\beta_{T1} > 1$  быстродействие КРТ и его запас устойчивости уменьшаются.

Если  $\beta_{T2}\beta_{T1} < 1$ , то

$$\beta_{T1}\beta_{T2}T_1T_2 < k_{PT}T_{PT2}^2. \quad (19)$$

В результате этого асимптотическая ЛАЧХ и ЛФХ, соответствующие (15) и (16), принимают вид, показанный на рис. 5

В соответствии с (18) при  $\beta_{R1}\beta_{T1} < 1$  частота среза КРТ увеличивается, а запас устойчивости уменьшается за счёт уменьшения соотношения частоты  $1/T_{ТП}$  и частоты среза  $\Omega_{CP}$ . Для повышения запаса устойчивости в формулы (11) – (13) необходимо подставить значение

$$\delta > \frac{2}{\sqrt{\beta_{O1}\beta_{R1}}}. \quad (17)$$

При выполнении условия  $\beta_{T2}\beta_{T1} < 1$  на интервале частот

$$\frac{1}{T_{PT2}\sqrt{k_{PT}}} < \Omega < \frac{1}{\sqrt{\beta_{T1}\beta_{T2}T_1T_2}}$$

сдвиг по фазе уменьшается и при достаточно малом значении параметра демпфирования может стать положительным, как показано на рис. 5.

В пакете MatLab Simulink была промоделирована структурная схема КРТ (рис.1) с параметрами:  $T_{ТП} = 3,3 \times 10^{-3}$  с;  $k_{ТП} = 27,7$ ;  $R_1 = 0,4864$  Ом;  $T_1 = 1,120$  с;  $T_2 = 0,070$  с;  $k_{OT} = 0,0786$  В/А. Для уменьшения значения коэффициента демпфирования значение  $T_1$  было выбрано намного большим значения  $T_2$ :

$$\xi = \frac{T_2}{2\sqrt{T_1 T_2}} = 0,5 \sqrt{\frac{T_2}{T_1}} = 0,5 \sqrt{\frac{0,07}{1,120}} = 0,125.$$

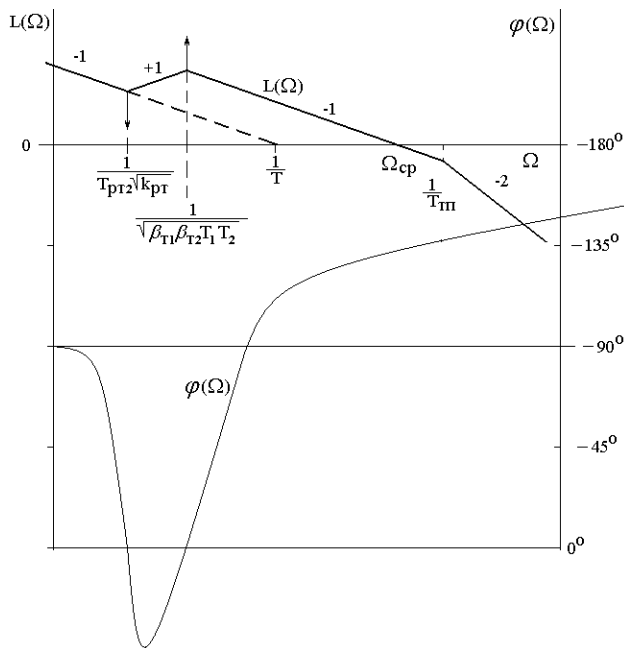


Рис. 5. ЛАЧХ и ЛФХ при выполнении условия  $\beta_{T1}\beta_{T2}T_1T_2 < k_{PT}T_{PT2}^2$

По формулам (11) - (13) были определены параметры ПИИ<sup>2</sup>-РТ ( $k_{PT}=37,91$ ,  $T_{PT1}=0,02954$  с,  $T_{PT2}^2=0,002068$  с<sup>2</sup>). Рассматривалось 2-кратное отклонение  $T_1$  от базового значения в сторону увеличения и уменьшения. Были определены резонансные частоты при  $\beta_{T1}=0,5$  и при  $\beta_{T1}=2,0$ , соответствующие логарифмическим частотным характеристикам, показанным на рисунках 4 и 5:

$$\frac{1}{\sqrt{k_{PT}T_{PT2}^2}} = \frac{1}{\sqrt{37,91 \cdot 2,068 \cdot 10^{-3}}} = 3,571 \text{ рад/с},$$

$$\frac{1}{\sqrt{\beta_{T1}\beta_{T2}T_1T_2}} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot 1 \cdot 1,12 \cdot 0,07}} = 2,525 \text{ рад/с},$$

$$\frac{1}{\sqrt{\beta_{T1}\beta_{T2}T_1T_2}} = \frac{1}{\sqrt{0,5 \cdot 1 \cdot 1,12 \cdot 0,07}} = 5,051 \text{ рад/с}.$$

На рис. 6 показаны ЛАЧХ и ЛФХ, полученные в результате моделирования для разных значений  $T_1$ , которые соответствуют настройке КРТ на МО ( $a=2$ ). Графики 1 соответствуют совпадению реального и расчётного значений  $T_1$  ( $\beta_{T1}=1,0$ ), графики 2 – случаю, когда реальное значение  $T_1$  в 2 раза превышает расчётное значение  $T_1$  ( $\beta_{T1}=2$ ), графики 3 – случаю, когда реальное значение

$T_1$  в 2 раза меньше расчётного значения  $T_1$  ( $\beta_{T1}=0,5$ ).

На рис. 7 показаны графики переходных процессов в КРТ, настроенном на МО при  $T_1$  (график 1),  $2T_1$  (график 2) и  $0,5T_1$  (график 3) при сигнале задания тока  $U_{3T}=0,1B$ .

При идеальном соответствии параметров ОУ базовым значениям (график 1) перерегулирование по току равно 4,3 %, что соответствует настройке КРТ на МО.

При увеличении электромагнитной постоянной времени до  $2T_1$  (график 2) перерегулирование уменьшается до 1,9 %, но появляются слабозатухающие колебания с круговой частотой 3,57 рад/с, что соответствует значению резонансной частоты провала на ЛАЧХ. Амплитуда колебаний не превышает 1,9 %. Уменьшение перерегулирования обусловлено снижением частоты среза КРТ относительно частоты согласования асимптот  $1/T_{ТП}$  (рис. 4).

При уменьшении электромагнитной постоянной времени до  $0,5T_1$  перерегулирование увеличивается до 16 %, и, как и в предыдущем случае, появляются слабозатухающие колебания с круговой частотой 3,57 рад/с, которая также соответствует значению резонансной частоты провала на ЛАЧХ. При этом наибольшее значение амплитуды этих колебаний (если не считать перерегулирования) не превышает 0,87 %. Увеличение перерегулирования обусловлено увеличением частоты среза КРТ относительно частоты согласования асимптот  $1/T_{ТП}$  (рис. 5).

Увеличение параметра демпфирования до  $\xi=0,707$  ( $T_1=0,035$  с) приводит к значительному сокращению длительности колебаний (колебания затухают в течение одного периода). При этом увеличение электромагнитной постоянной времени до  $2T_1$  приводит к увеличению перерегулирования до 12,8 %. Интересно, что перерегулирование монотонно возрастает с увеличением параметра демпфирования.

При уменьшении электромагнитной постоянной времени до  $0,5T_1$  увеличение параметра демпфирования от  $\xi=0,125$  до  $\xi=0,35$  почти не влияет на значение перерегулирования. При  $\xi=0,5$  перерегулирование уменьшается до 10 %, а при  $\xi=0,707$  – до 5,3 %.

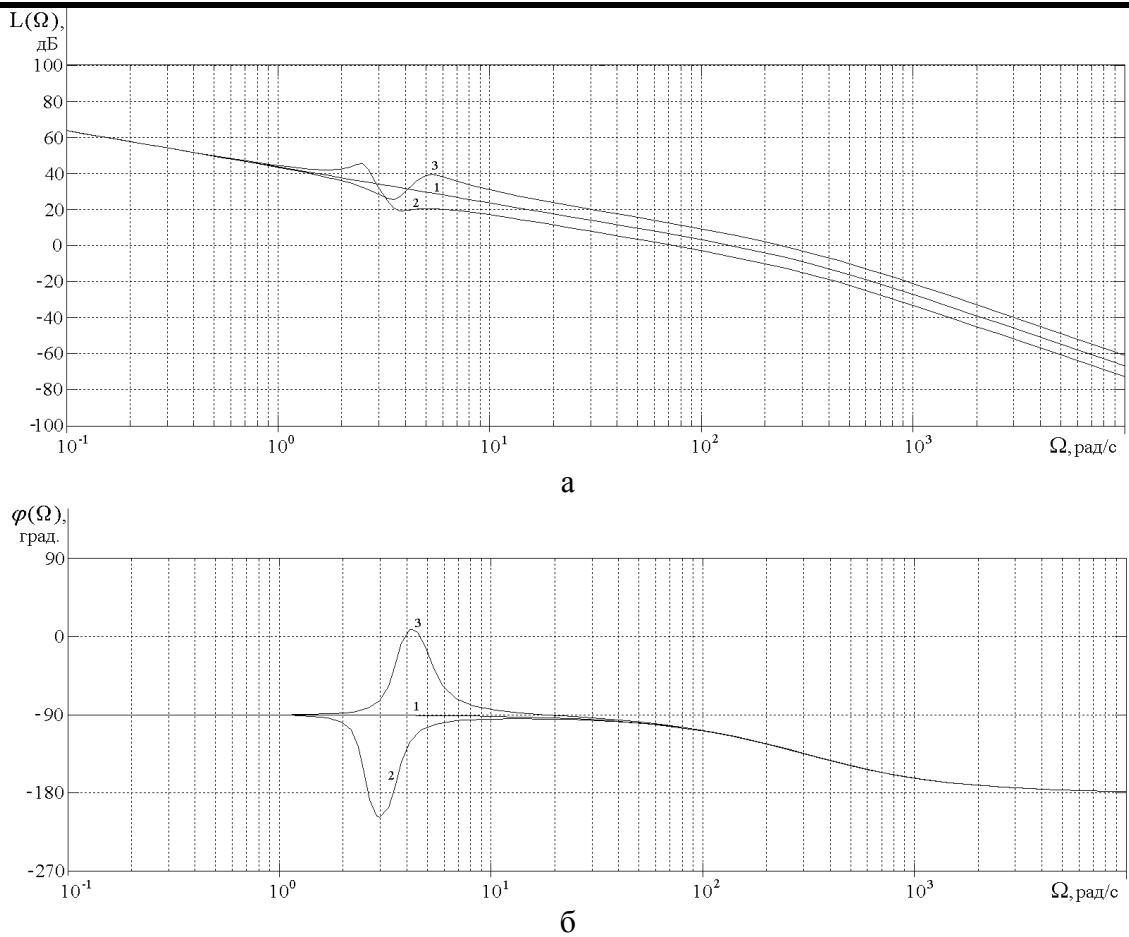


Рис. 6. Графики ЛАЧХ (а) и ЛФХ (б), которые соответствуют настройке КРТ на МО ( $a=2$ )

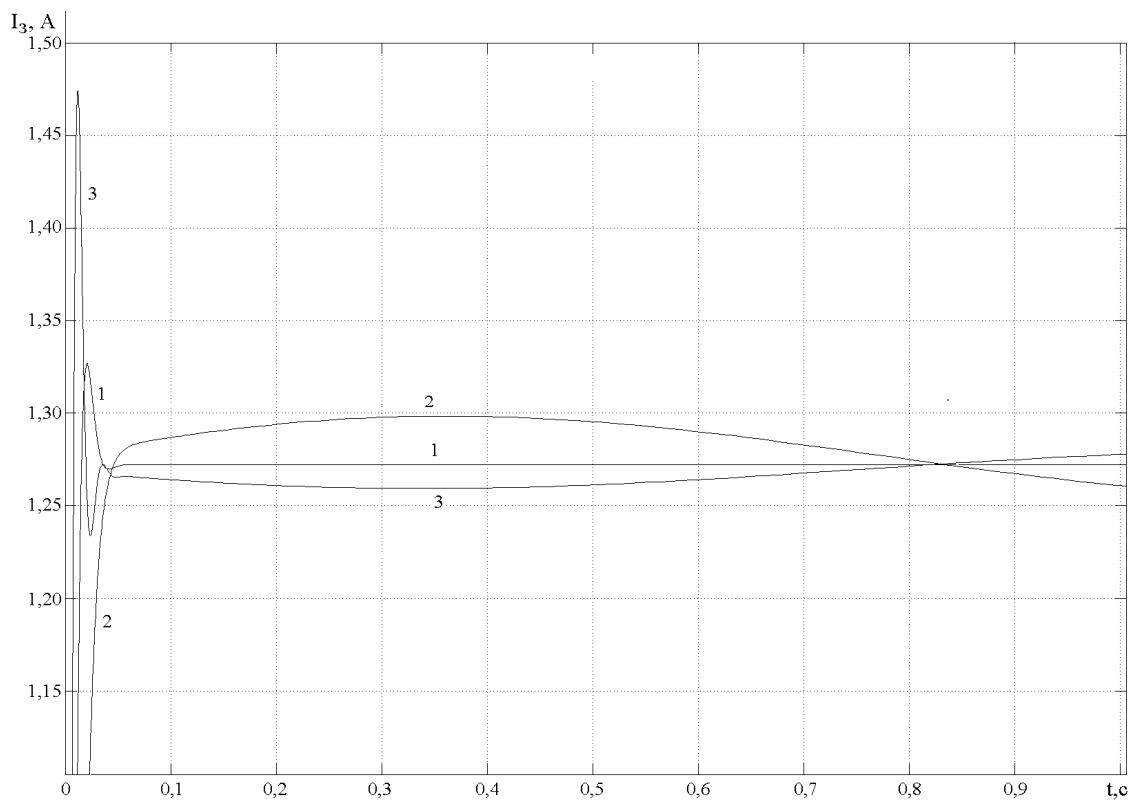


Рис. 7. Графики переходных процессов в КРТ при  $T_1(1)$ ,  $2T_1(2)$ ,  $0,5T_1(3)$  и  $a=2$

Подстановка в (11) – (13)  $a=4$  при идеальном соответствии параметров ОУ базовым значениям приводит к уменьшению частоты среза КРТ в 2 раза и к отсутствию перерегулирования. Если увеличить электромагнитную постоянную времени до  $2T_1$ , то перерегулирование возрастает до 1,9 %, и появляются слабозатухающие колебания с круговой частотой 3,57 рад/с, амплитуда которых не превышает 1,9 %. При уменьшении электромагнитной постоянной времени до  $0,5T_1$  перерегулирование увеличивается до 1,6 %, и, как и в предыдущем случае, появляются слабозатухающие колебания с круговой частотой 3,57 рад/с и амплитудой не более 0,87 %.

#### Выводы

1. Использование ПИИ<sup>2</sup>-РТ для компенсации влияния колебательного звена на процесс регулирования тока при отсутствии достоверной информации о значениях параметров этого звена или при изменении этих параметров в процессе работы КРТ может привести к появлению в этом контуре слабозатухающих колебаний тока. Вероятность проявления таких колебаний тем больше, чем меньше значение коэффициента демпфирования.

2. Нежелательно, чтобы реальные значения постоянных времени, входящих в ПФ колебательного звена, были меньше базовых, поскольку это приводит к увеличению перерегулирования по току.

3. В системе подчинённого управления наличие колебаний тока во внутреннем контуре может привести к недопустимому ухудшению работы внешнего контура.

4. Поскольку колебания тока возникают на резонансной частоте ОУ, соответствующей базовым значениям его параметров, то наиболее радикальным средством избавления от колебаний тока является увеличение значения коэффициента демпфирования. Для этого надо изменить параметры ОУ так, чтобы вместо колебательного звена оказалось апериодическое звено 2-го порядка.

#### Список использованной литературы

1. Вершинин Д. В. Система регулирования тока батареи конденсаторов бортового источника питания электротранспортного средства [Текст] / Д. В. Вершинин, В. А. Войтенко, Е. А. Смотров // *Электромашинобудовання та електрообладнання* – К. : Техніка. – 2009. – Вип. 73. – С. 43 – 49.

2. Войтенко В. А. Синтез системы стабилизации мощности генератора [Текст] / В. А. Войтенко // *Электротехнические и компьютерные системы* – К. : Техника. – 2012. – № 05 (81). – С. 62 – 69.

3. Шипилло В. П. Автоматизированный вентильный электропривод [Текст] / В. П. Шипилло – М. : Энергия, 1969. – 400 с.

4. Решмин Б. И. Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов [Текст] / Б. И. Решмин, Д. С. Ямпольский. – М. : Энергия, 1975. – 184 с.

5. Фишбейн В. Г. Расчёт систем подчинённого регулирования вентильного электропривода постоянного тока [Текст] / В. Г. Фишбейн. – М. : Энергия, 1972. – 136 с.

6. Коцегуб П. Х. Синтез вентильных приводів постійного струму [Текст] / П. Х. Коцегуб : навч. посібник. – К. : ІЗМН, 1997. – 122 с.

7. Герасимьяк Р. П. Повышение качества систем автоматического управления [Текст] / Р. П. Герасимьяк Учеб. пособие.– К. : УМК ВО, 1992. – 100 с.

8. Войтенко В. А. Пропорционально-интегральный регулятор с двойным интегрированием [Текст] / В. А. Войтенко // *Электротехнические и компьютерные системы* – К. : Техника. – 2011. – № 04 (80). – С. 19 – 24.

9. Sierociuk D. Comparison of variable fractional order PID controller for different types of variable order derivatives [Text] / D. Sierociuk, M. Macias // *Proceedings of the 2013 14-th International Carpathian Control Conference, ICCS – 2013*, art. no. 6560565. – P. 334 – 339.

10. Bucz S. A new robust PID controller design technique using bode-interpolation [Text] / S. Bucz, A. Kozakova, V. Vesely // *14-th International Carpathian Control Con-*

ference, ICCC – 2013, art. no. 6560504. – 2013. – P. 21 – 26.

11. Saidi B. Design of a robust fractional PID controller for a second order plus dead time system [Text] / [B. Saidi, S. Najar, M. Amairi and others] // 10-th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, SSD 2013, art. no. 6564102. – 2013. – P. 98 – 101.

12. Wei H. a. Commutation torque ripple reduction in brushless DC motor based on double current regulators [Text] / [H. a Wei, P. a Li, G. b Liu and others]. – Jiangsu Daxue Xuebao (Ziran Kexue Ban) // Journal of Jiangsu University (Natural Science Edition), 31 (6). – 2010. – P. 691 – 694.  
DOI : 10.3969/j.issn.1671-7775.2010.06.016.

13. Vitols K. PID regulator implementation for electric kart DC motor current stabilization [Text] / K. Vitols, N. Reinberg, I. Galkin // Elektronika ir Elektrotechnika. – 2012. – P. 7 – 10.  
DOI : 10.5755/j01.eee.119.3.1353.

14. Bernat J. Application of optimal current driver for the torque control of BLDC motor [Text] / J. Bernat, S. Stępień // Archives of Electrical Engineering, 60 (2). – 2011. – P. 149 – 158.  
DOI : 10.2478/v10171-011-0014-7.

15. Ozturk S. B. a. Direct torque and indirect flux control of brushless DC motor [Text] / S. B. a Ozturk, H. A. b Toliyat // IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 16 (2), art. no. 5438764. – 2011. P. 351 – 360.  
DOI : 10.1109/TMECH.2010.2043742

Получено 10.08.2013.

## References

1. Vershinin D. V. System of Adjusting of Current of Battery of Condensers of Side Source of feed of Elektromobile [Text] / D. V. Vershinin, V. A. Voytenko, E.A. Smotrov // Electrical Machine-building and Electrical Equipment – 2009. – № 73. – Kyiv : Technique. – P. 43 – 49 [in Russian].

2. Voytenko V. A. Synthesis System of Stabilization of Power of Generator [Text] / V. A. Voytenko // Electrical and Computer

Systems – 2012. – № 05 (81). – Kyiv : Technique. – P. 62 – 69 [in Russian].

3. Shypyllo V. P. Automatic Semiconductor's Electric Drive [Text] / V. P. Shypyllo – Moscow : Energy, 1969. – 400 p. [in Russian].

4. Reshmyn B. I. Projecting and Arranging of the Systems of the Inferior Regulation of Electric Drive [Text] / B. I. Reshmyn, D. S. Yampol'skiyy. – Moscow : Energy, 1975. – 184 p. [in Russian].

5. Fyshbeyn V. G. Projecting Systems of the Inferior Regulation of Direct Current's Electric Drive [Text] / V. G. Fyshbeyn. – Moscow : Energy, 1972. – 136 p. [in Russian].

6. Kotsegub P. H. Synthesis Semiconductor's Electric Drive of Direct Current [Text] / P. H. Kotsegub // Studies. manual. – 1997. – Kyiv : IZMN, 1997. – 122 p. [in Ukrainian].

7. Gerasymiak R. P. Upgrading Systems of Automatic [Text] / R. P. Gerasymiak // Studies. manual. – 1992. – Kyiv : UMK VO. – 100 p. [in Russian].

8. Voytenko V. A. Proportionally-integral Regulator with Double Integration [Text] / V. A. Voytenko // Electrical and Computer Systems. – 2011. – № 04 (80) – Kyiv : Technique. – P. 19 – 24 [in Russian].

9. Sierociuk D. Comparison of Variable Fractional order PID Controller for Different Types of Variable order Derivatives [Text] / D. Sierociuk, M. Macias // Proceedings of the 2013 14-th International Carpathian Control Conference, ICCC – 2013, art. no. 6560565. – 2013. – P. 334 – 339 [in English].

10. Bucz S. A new Robust PID Controller Design Technique using Bode-interpolation [Text] / S. Bucz, A. Kozakova, V. Vesely // Proceedings of the 2013 14-th International Carpathian Control Conference, ICCC – 2013, art. no. 6560504. – 2013. – P. 21 – 26 [in English].

11. Saidi B. Design of a Robust Fractional PID Controller for a Second Order Plus Dead Time System [Text] / [ B. Saidi, S. Najar, M. Amairi and others] // 10-th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, SSD 2013, art. no. 6564102. – 2013. – P. 98 – 101 [in English].

12. Wei H. a. Commutation Torque Ripple Reduction in Brushless DC Motor Based on Double Current Regulators [Text] / [H. a



Wei, P. a Li, G. b Liu and others] – Jiangsu Daxue Xuebao (Ziran Kexue Ban) // Journal of Jiangsu University (Natural Science Edition), 31 (6). – 2010. – P. 691 – 694 [in English].

DOI : 10.3969/j.issn.1671-7775.2010.06.016.

13. Vitols K. PID Regulator Implementation for Electric Kart DC Motor Current Stabilization [Text] / K. Vitols, N. Reinberg, I. Galkin // Elektronika ir Elektrotechnika. – 2012. – P. 7 – 10 [in English].

DOI : 10.5755/j01.eee.119.3.1353.

14. Bernat J. Application of Optimal Current Driver for the Torque Control of BLDC motor [Text] / J. Bernat, S. Stępień // Archives of Electrical Engineering, 60 (2). – 2011. – P. 149 – 158 [in English].

DOI : 10.2478/v10171-011-0014-7.

15. Ozturk S. B. a. Direct Torque and Indirect Flux Control of Brushless DC Motor [Text] / S. B. a Ozturk, H. A. b Toliyat //IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 16 (2), art. no. 5438764. – 2011.– P. 351 – 360 [in English].

DOI : 10.1109/TMECH.2010.2043742.



Войтенко  
Владимир Андреевич,  
канд.техн.наук, доцент  
каф. ЕМС КУ Одесского  
нац. политехн. ун-та,  
тел. 048-7-058-467