

Представлено опис двоканальної замкненої системи автоматичного регулювання для підвищення якості електричної енергії на виході тягової підстанції постійного струму

Ключові слова: випрямляч, активний силовий фільтр, електрична енергія

Представлено описание двухканальной замкнутой системы автоматического регулирования для повышения качества электрической энергии на выходе тяговой подстанции постоянного тока

Ключевые слова: выпрямитель, активный силовой фильтр, электрическая энергия

This article represents dual-channel closed system of automatic control to improve the quality of electric power at the output of DC traction substations

Key words: rectifier, active power filter, electrical energy

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ НА ВЫХОДЕ ТЯГОВОЙ ПОДСТАНЦИИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Я. В. Щербак

Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой*

Контактный тел.: (057) 730-10-73

E-mail: usartname@mail.ru

И. В. Слободчиков

Ассистент*

Контактный тел.: 095-026-42-76

E-mail: usartname@mail.ru

*Кафедра систем электрической тяги
Украинская государственная академия
железнодорожного транспорта
пл. Фейербаха, 7, г. Харьков, Украина, 61000

1. Введение

Системы тягового электроснабжения постоянного тока являются источником мешающих и, в некоторых случаях, опасных влияний на устройства связи, железнодорожной автоматики, телемеханики, сигнализации, централизации и блокировки (СЦБ), а также другие смежные электроустановки [1]. Причиной таких влияний выступают гармоники переменной составляющей напряжения и тока контактной сети и рельсовой цепи, источником которых являются выпрямительные установки тяговых подстанций, а также подвижной состав с импульсным потреблением электрической энергии.

В свою очередь, серьезной проблемой для тяговой подстанции являются отклонения и провалы выпрямленного напряжения, которые вызываются изменением режимов работы питающей сети и нагрузки. Таким образом, повышение качества электрической энергии на выходе тяговой подстанции постоянного тока является актуальной проблемой.

2. Анализ последних исследований и публикаций

Вопросам качества электрической энергии на выходе тяговой подстанции посвящено ряд работ [1-4]. Так в [1-3] рассматривается влияние гармоник напряжения и тока контактной сети на устройства связи и СЦБ. В [4] рассматривается проблема регулирования напряжения тяговой сети постоянного тока и предлагается для ее решения адаптивная система тягового

электроснабжения с управляемыми выпрямителями, которая характеризуется достаточно высокой степенью сложности и дороговизной реализации. В работах [1-3, 5] предлагаются схемы активного фильтра для подавления гармоник выпрямленного напряжения, в которых эффективность подавления зависит от режимов работы питающей выпрямитель сети и нагрузки. Таким образом, необходим поиск методов повышения качества электрической энергии на выходе тяговой подстанции постоянного тока, которые должны обеспечивать его высокие показатели независимо от изменения режимов работы питающей энергосистемы и тяговой нагрузки.

3. Цель работы

Целью данной статьи является описание предлагаемой двухканальной замкнутой системы автоматического регулирования для повышения качества электрической энергии на выходе тяговой подстанции постоянного тока, а также демонстрация результатов ее экспериментальных исследований.

4. Материал и результаты исследований

Повысить качество электрической энергии на выходе тяговой подстанции постоянного тока предлагается с помощью двухканальной замкнутой системы автоматического регулирования [6], структурная схема которой представлена на рис. 1.

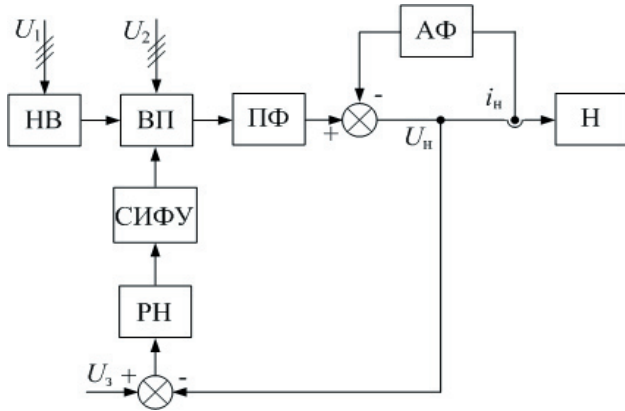


Рис. 1. Структурная схема двухканальной замкнутой системы автоматического регулирования

В такой системе основной поток мощности в нагрузку Н передается через Г-образный пассивный LC-фильтр ПФ по низкочастотному каналу, который выполняется на базе последовательного соединения основного неуправляемого выпрямителя НВ и управляемого вольтодобавочного преобразователя (ВДП) ВДП. ВДП рассчитывается на передачу мощности до 20% от мощности НВ. Управление ВДП осуществляется по каналу обратной связи по напряжению нагрузки Н через регулятор РН и систему импульсно-фазового управления СИФУ. Величина среднего значения выпрямленного напряжения на нагрузке определяется сигналом задания U_3 .

Высокочастотный канал рассматриваемой системы автоматического регулирования выполняется на базе широкополосного комбинированного активного фильтра параллельного типа АФ (см. рис. 1). Задачей активного фильтра является компенсация гармоник выходного напряжения выпрямителя и нагрузки в широком диапазоне частот.

Так как быстродействие низкочастотного и высокочастотного каналов регулирования и их полосы пропускания различны, становится возможным проведение их анализа и синтеза независимо друг от друга.

Как показано в [7], динамические свойства выпрямительной установки с ВДП определяются только управляемым выпрямителем, который при малых отклонениях управляющего воздействия можно представить как амплитудно-импульсный модулятор. Такое представление позволяет предположить о возможности реализации в низкочастотном канале процессов конечной длительности. При этом к нему предъявляется требование обеспечения нулевой ошибки регулирования в установившемся режиме, что достигается введением интегральной части в регулятор РН. Полученная в ходе исследований структурная схема замкнутой системы автоматического регулирования низкочастотного канала представлена на рис. 2 [8].

Внутренний контур регулирования предназначен для динамического демпфирования LC-фильтра ПФ (см. рис. 1) по току конденсатора i_c и содержит звено

$$H(p) = \frac{T_m \cdot p}{T_\phi^2 \cdot (p - p_1) \cdot (p - p_2)} \quad (1)$$

где $T_m = C \cdot R_m$;
 R_m – сопротивление шунта, включенного последовательно с конденсатором С для измерения тока i_c ;
 T_ϕ – постоянная времени LC-фильтра.

Внешний контур регулирования содержит звенья

$$G(p) = \frac{T_3 p + 1}{T_4 p} \quad (2)$$

$$G_1(p) = \frac{T_\phi \cdot p + 1}{T_m \cdot p} \quad (3)$$

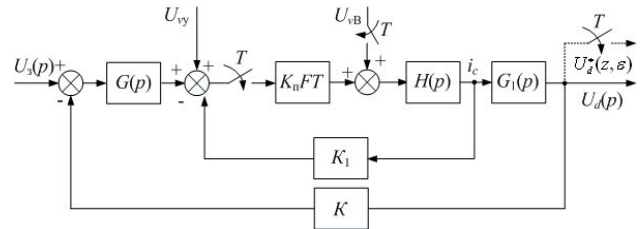


Рис. 2. Структурная схема замкнутой системы автоматического регулирования низкочастотного канала

Собственная несимметрия выпрямительной установки, несимметрия управления и гармоники, поступающие на ее вход по внешнему контуру обратной связи, учитываются в виде эквивалентного периодического воздействия U_{vy} , а несимметрия напряжений питающей сети – в виде эквивалентного периодического воздействия U_{vB} .

Условия процесса конечной длительности для данной системы [8], которые обеспечивают предельное быстродействие низкочастотного канала, определяются системой уравнений

$$\left\{ \begin{aligned} T_4 &= K_0 T \cdot \left(1 - e^{-\frac{\xi T}{T_\phi}} \cdot \left(e^{-\frac{\xi T}{T_\phi}} + 2 \cos\left(a \cdot \frac{T}{T_\phi}\right) \right) \right) \\ K_1 &= \frac{T}{T_\phi} \cdot \left[\frac{T_\phi}{K_0 T_m} + \frac{T}{T_4 \cdot \sin\left(a \cdot \frac{T}{T_\phi}\right)} \cdot \left(\left(\frac{T}{T_\phi} - 2\xi \right) \cdot \sin\left(a \cdot \frac{T}{T_\phi}\right) \right) \right] - \\ &- e^{-\frac{\xi T}{T_\phi}} \cdot \left(a - \left(2 \cos\left(a \cdot \frac{T}{T_\phi}\right) - e^{-\frac{\xi T}{T_\phi}} \right) \cdot \left(a \cdot \cos\left(a \cdot \frac{T}{T_\phi}\right) + \xi \sin\left(a \cdot \frac{T}{T_\phi}\right) \right) \right) \\ T_3 &= T_4 \cdot \left(\frac{T_\phi^2}{K_0 \cdot T \cdot T_m} - K_1 \right) \end{aligned} \right. \quad (4)$$

где $a = \sqrt{1 - \xi^2}$, $K_0 = K K_n F$;

K_n – коэффициент передачи вольтодобавочного преобразователя;
 ξ – коэффициент демпфирования LC-фильтра;
 T – период дискретности вольтодобавочного преобразователя;

F – фактор пульсаций.

В оптимизированной по условию предельного быстродействия замкнутой структуре низкочастотного

канала становится возможным подавление низкочастотных гармоник без применения дополнительных обратных связей с селективными звеньями. Преобразовав структурную схему на рис. 2 относительно сигнала U_{vy} , можно получить выражение для определения модуля коэффициента подавления гармоник, вызываемых воздействием на выпрямительную установку собственной несимметрии и несимметрии ее управления, а также биением частот в контактной сети

$$K_{ny}(\omega) = \frac{1}{F} \cdot [1 + K_{пFT} \cdot \sqrt{(M(\omega))^2 + (N(\omega))^2}] \quad (5)$$

где

$$M(\omega) = \frac{B_1}{2} \frac{V_2 e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \left(e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \sin(T\omega) - \sin\left(\frac{Ta}{T_\Phi}\right) \right) - U_2 e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \left(e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \cos(T\omega) - \cos\left(\frac{Ta}{T_\Phi}\right) \right)}{e^{\frac{2T\xi}{T_\Phi}} - 2 \cdot e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \cdot \cos\left(\frac{Ta - TT_\Phi \omega}{T_\Phi}\right) + 1} - \frac{V_2 e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \left(e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \sin(T\omega) - \sin\left(\frac{Ta}{T_\Phi}\right) \right) - U_2 e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \left(e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \cos(T\omega) - \cos\left(\frac{Ta}{T_\Phi}\right) \right)}{e^{\frac{2T\xi}{T_D}} - 2 \cdot e^{\frac{T\xi}{T_D}} \cdot \cos\left(\frac{Ta + TT_\Phi \omega}{T_\Phi}\right) + 1}, \quad (6)$$

$$N(\omega) = -\frac{B_1}{2} \cot\left(\frac{T\omega}{2}\right) + \frac{V_2 e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \left(e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \cos(T\omega) - \cos\left(\frac{Ta}{T_\Phi}\right) \right) - U_2 e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \left(e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \sin(T\omega) - \sin\left(\frac{Ta}{T_\Phi}\right) \right)}{e^{\frac{2T\xi}{T_\Phi}} - 2 \cdot e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \cdot \cos\left(\frac{Ta - TT_\Phi \omega}{T_\Phi}\right) + 1}$$

$$\frac{V_2 e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \left(e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \cos(T\omega) - \cos\left(\frac{Ta}{T_\Phi}\right) \right) + U_2 e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \left(e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \sin(T\omega) + \sin\left(\frac{Ta}{T_\Phi}\right) \right)}{e^{\frac{2T\xi}{T_\Phi}} - 2 \cdot e^{\frac{T\xi}{T_\Phi}} \cdot \cos\left(\frac{Ta + TT_\Phi \omega}{T_\Phi}\right) + 1}. \quad (7)$$

$$B_1 = \frac{K \cdot T_\Phi^2}{KT_3 T_\Phi + K_1 T_4 T_m} \quad (8)$$

$$U_2 = \frac{K_1 T_4 T_m + KT_3 T_\Phi - KT_\Phi^2}{2 \cdot (KT_3 T_\Phi + K_1 T_4 T_m)} \quad (9)$$

$$V_2 = \frac{(\xi - 1) \cdot K \cdot T_\Phi^2 + (a^2 \cdot \xi + \xi^3 - 1) \cdot KT_3 T_\Phi + \xi \cdot K_1 T_4 T_m}{2 \cdot a \cdot (KT_3 T_\Phi + K_1 T_4 T_m)} \quad (10)$$

Аналогичным образом для определения коэффициента подавления неканонических гармоник, вызываемых несимметрией питающей сети, «заморозив» все внешние воздействия в обобщенной структурной схеме (рис. 2) за исключением U_{vB} , получим

$$K_{пв}(\omega) = 1 + K_{твFT} \cdot \sqrt{(M(\omega))^2 + (N(\omega))^2} \quad (11)$$

где $M(\omega)$ и $N(\omega)$ – коэффициенты, рассчитываемые по выражениям (6) и (7) соответственно.

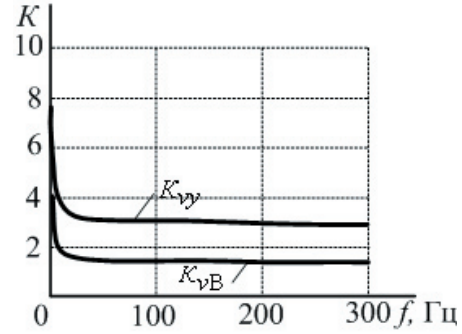


Рис. 3. Зависимости коэффициентов подавления $K_{пв}$ и $K_{пу}$ от частоты подавляемой гармоники

На рис. 3 представлены зависимости коэффициентов $K_{пв}$ и $K_{пу}$ от частоты подавляемой гармоники для двенадцатипульсовой выпрямительной установки с вольтодобавочным преобразователем.

В качестве высокочастотного канала регулирования на тяговых подстанциях целесообразно применение комбинированного активного фильтра параллельного типа, предлагаемая схемная реализация которого приведена на рис. 4. Разделительный трансформатор T включается в рассечку параллельной цепи Γ -образного LC-фильтра, который служит для предварительного подавления пульсаций выпрямленного напряжения. Обратная связь активного фильтра может быть сформирована, как по току, так и по напряжению нагрузки.

В данной статье рассматривается комбинированный активный фильтр параллельного типа с обратной связью по току нагрузки.

Переменная составляющая тока нагрузки с шунта $R_{ш}$ поступает на вход звена, отвечающего за фильтрацию постоянной составляющей и имеющего передаточную функцию вида

$$G_2(p) = \frac{T_2 p}{T_2 p + 1} \quad (12)$$

С выхода звена $G_2(p)$ сигнал о переменной составляющей тока нагрузки усиливается звеном K и поступает на вход однофазного инвертора I , который используется в качестве усилителя [5]. Так как период дискретности инвертора значительно меньше постоянных времени приведенной непрерывной части активного фильтра, его можно рассматривать как пропорциональное звено с некоторым коэффициентом усиления $K_{и}$. Известные аналоги предлагаемого активного фильтра [1, 3, 5] характеризуются постоянством контурного коэффициента усиления, что приводит к зависимости эффекта подавления гармоник от изменения режимов работы источника питания (питающая сеть, выпрямитель) и нагрузки.

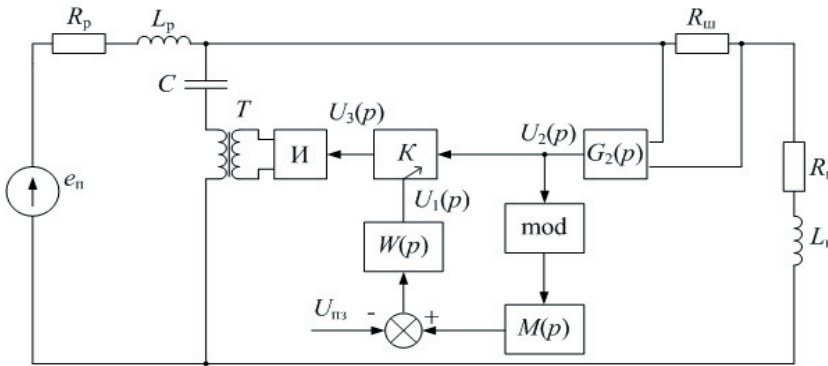


Рис. 4. Структурная схема комбинированного активного фильтра параллельного типа с адаптивной обратной связью по току нагрузки

Для решения данной проблемы предлагаемая на рис. 4 схема дополняется контуром самонастройки по контурному коэффициенту усиления. В таком случае сигнал о переменной составляющей тока нагрузки с выхода звена $G(p)$ (см. рис. 4) подается через элемент выделения модуля mod на вход фильтра $M(p)$, в качестве которого может быть использован аperiodический фильтр с передаточной функцией

$$M(p) = \frac{1}{T_3 p + 1}, \tag{13}$$

после чего сравнивается с напряжением задания $U_{нз}$ и поступает на вход интегратора

$$W(p) = \frac{1}{T_4 p}. \tag{14}$$

Интегратор $W(p)$ обеспечивает нулевую ошибку регулирования активного фильтра в установившемся режиме.

Выходной сигнал звена $W(p)$ подается на вход звена K , изменяя его коэффициент передачи таким образом, чтобы обеспечить заданную сигналом задания $U_{нз}$ величину переменной составляющей напряжения нагрузки.

Компенсирующее напряжение обратной связи активного фильтра определяется как результат произведения входных сигналов U_1 и U_2 (см. рис. 4)

$$U_3(t) = U_1(t) \cdot U_2(t) \tag{15}$$

Для малых приращений сигналов U_1 и U_2 относительно установившегося положения системы аппроксимация выражения (15) линейными членами ряда Тейлора позволяет определить связь между приращениями входных сигналов ΔU_1 , ΔU_2 и приращением ΔU_3

$$\Delta U_3 = \frac{\partial U_3(t_0)}{\partial U_1(t_0)} \Delta U_1 + \frac{\partial U_3(t_0)}{\partial U_2(t_0)} \Delta U_2 \tag{16}$$

Приняв в (16) обозначение

$$K_1 = \frac{\partial U_3(t_0)}{\partial U_1(t_0)}, K_2 = \frac{\partial U_3(t_0)}{\partial U_2(t_0)} \tag{17}$$

получаем линеаризованную модель звена K . В этом случае модель активного фильтра будет характеризоваться двумя каналами передачи информации о приращениях входных сигналов с коэффициентами K_1 и K_2 . Так как элемент выделения модуля превращает выходное переменное напряжение звена $G_2(p)$ в однополярный сигнал, то его коэффициент передачи аналогично [8] равен

$$K_3 = \frac{2}{\pi} \tag{18}$$

На основании проведенных исследований получена линеаризованная модель адаптивной системы автоматического регулирования активного фильтра, которая представлена на рис. 5.

Динамические звенья $N(p)$ и $K(p)$ согласно рис. 4 имеют передаточные функции

$$N(p) = \frac{1}{T_\phi^2 \cdot p^2}, \tag{19}$$

$$K(p) = \frac{T_\phi^2 p^2 \cdot (T_n p + 1)}{T_\phi^2 T_n \cdot p^3 + T_\phi^2 \cdot p^2 + T_1 p + 1}, \tag{20}$$

где T_n – постоянная времени нагрузки;

$$T_1 = (L_p + L_n) / R_n.$$

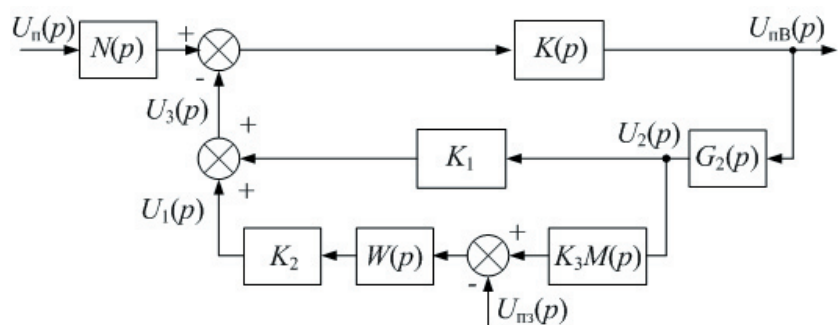


Рис. 5. Линеаризованная модель адаптивной системы автоматического регулирования активного фильтра

Быстродействие контура автоматической подстройки зависит от постоянных времени фильтра $M(p)$ и интегратора $W(p)$. По результатам проведенного исследования активного фильтра с адаптивной обратной связью получено положительное решение по патенту [9].

Выражение для коэффициента подавления, которое характеризует эффект подавления гармоник напряжения нагрузки активным фильтром, без учета контура самонастройки имеет вид

$$K_n(\omega) = \sqrt{\frac{[T_2 T_\phi^2 T_n \omega^4 - (T_\phi^2 + T_1 T_2) \omega^2 + 1]^2 + [(T_1 + T_2) \omega - T_\phi \omega^3 (T_2 + T_n + K K_\text{ш} T_2)]^2}{(T_2^2 \omega^2 + 1) \cdot (T_n^2 \omega^2 + 1)}} \quad (21)$$

где $K_\text{ш} = R_\text{ш} / (R_\text{ш} + R_n)$.

На рис. 6 представлены зависимости коэффициента подавления гармоник от их частоты при некоторых значениях нагрузки.

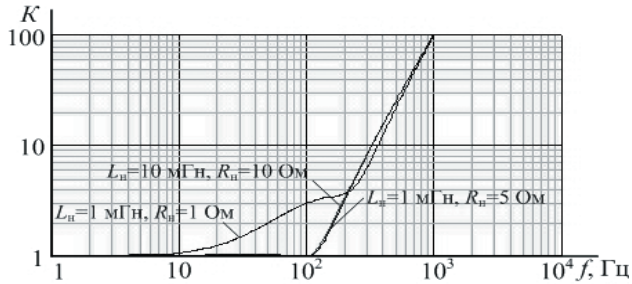


Рис. 6. Зависимости коэффициента подавления гармоник от их частоты

Как видно из представленных зависимостей на рис. 6, изменение нагрузки в принятом диапазоне оказывает неоднозначное воздействие на компенсирующие свойства активного фильтра. В то же время, с уменьшением величины нагрузки происходит улучшение подавления гармоник в области низких частот.

Для экспериментального подтверждения результатов проведенных исследований разработана имитационная компьютерная модель двухканальной замкнутой системы автоматического регулирования выходного напряжения тяговой подстанции в программе MATLAB, которая представлена на рис. 7.

В данной модели блок 12-pulse Rectifier with VDP представляет собой двенадцатипульсную выпрямительную установку с ВДП, выполненным на базе двенадцатипульсного тиристорного выпрямителя.

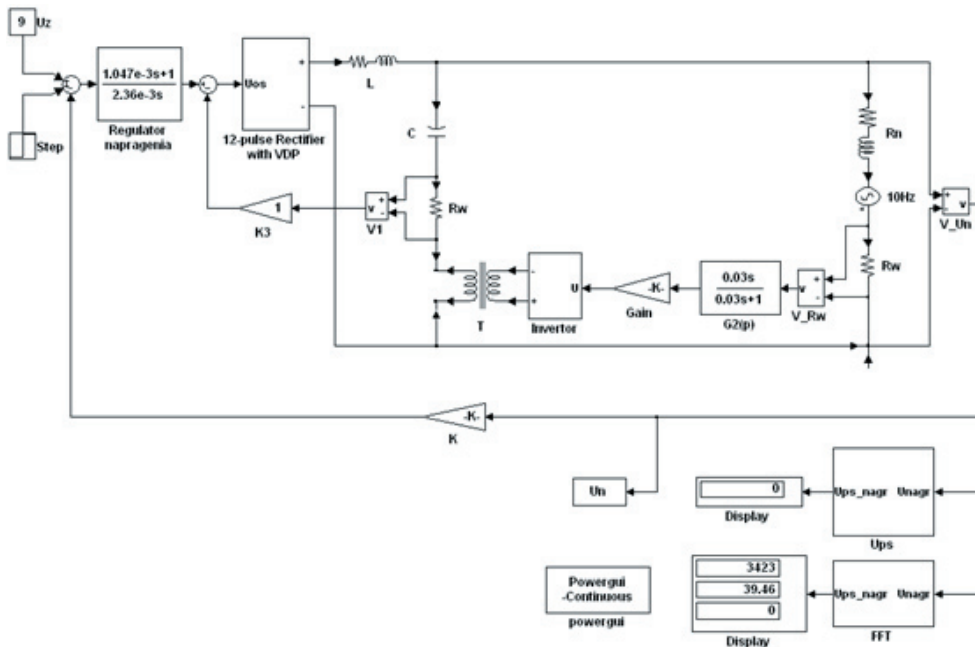


Рис. 7. Компьютерная модель двухканальной замкнутой системы автоматического регулирования

Сигнал о токе нагрузки R_n снимается с шунта R_w измерительным блоком V_{Rw} , и через блок $G2(p)$ с переда-

точной функцией вида (12) и усилитель $Gain$, поступает на вход инвертора Invertor, период дискретности которого равен $0,00005$ с. Разделительный трансформатор T служит для гальванической развязки силовой части схемы и инвертора. Сглаживающий реактор представлен элементом L . Последовательно с конденсатором C включен шунт R_w , с которого сигнал о токе конденсатора через измеритель $V1$ и усилитель $K3$ поступает на вход сумматора. Данный внутренний контур обратной связи отвечает за динамическое демпфирование LC-фильтра по току конденсатора. Блок Regulator Napragnia представляет собой регулятор напряжения согласно выражению (2). Напряжение задания выпрямительной установки задается блоком Uz , а блоком Step формируется шаговое напряжение заданной амплитуды для исследования переходного режима системы автоматического регулирования. Блоки Ups и FFT служат для определения эквивалентного мешающего напряжения на нагрузке и проведения быстрого преобразования Фурье для определения величин гармоник заданных частот. Элементы Display отображают выходные сигналы блоков Ups и FFT. Напряжение нагрузки R_n измеряется блоком V_{Un} . Элемент powergui позволяет проводить дополнительный анализ напряжения нагрузки, которое записывается в рабочее пространство программы блоком To Workspace.

Экспериментальные исследования двухканальной замкнутой системы автоматического регулирования проводились для различных режимов работы питающей выпрямитель сети и нагрузки. В данной статье для демонстрации на рис. 8 представлены результаты моделирования при воздействии на выпрямительную установку несимметрии питающих трехфазных напряжений.

В интервале времени $0 \leq t < t_1$ (см. рис. 8, а) на выпрямитель воздействуют симметричные трехфазные напряжения, а в интервале $t_1 \leq t < t_2$ снижается напряжение одной из фаз на 100 В. Обратная связь активного фильтра при этом разомкнута, а с момента времени t_2 она замыкается.

Интервалу времени $0 \leq t < t_1$ (см. рис. 8, а) соответствует диаграмма спектрального состава напряжения на нагрузке рис. 8, б, интервалу времени $t_1 \leq t < t_2$ – диаграмма на нагрузке рис. 8, в, а интервалу времени $t_2 \leq \infty$ – диаграмма на рис. 8, г.

Анализ представленных на рис. 8 диаграмм спектрального состава показывает, что двухканальная замкнутая система автоматического регулирования обеспечивает стабилизацию выходного напряжения тяговой подстанции, а также с высокой эффективностью подавляет его гармоники в широком диапазоне частот.

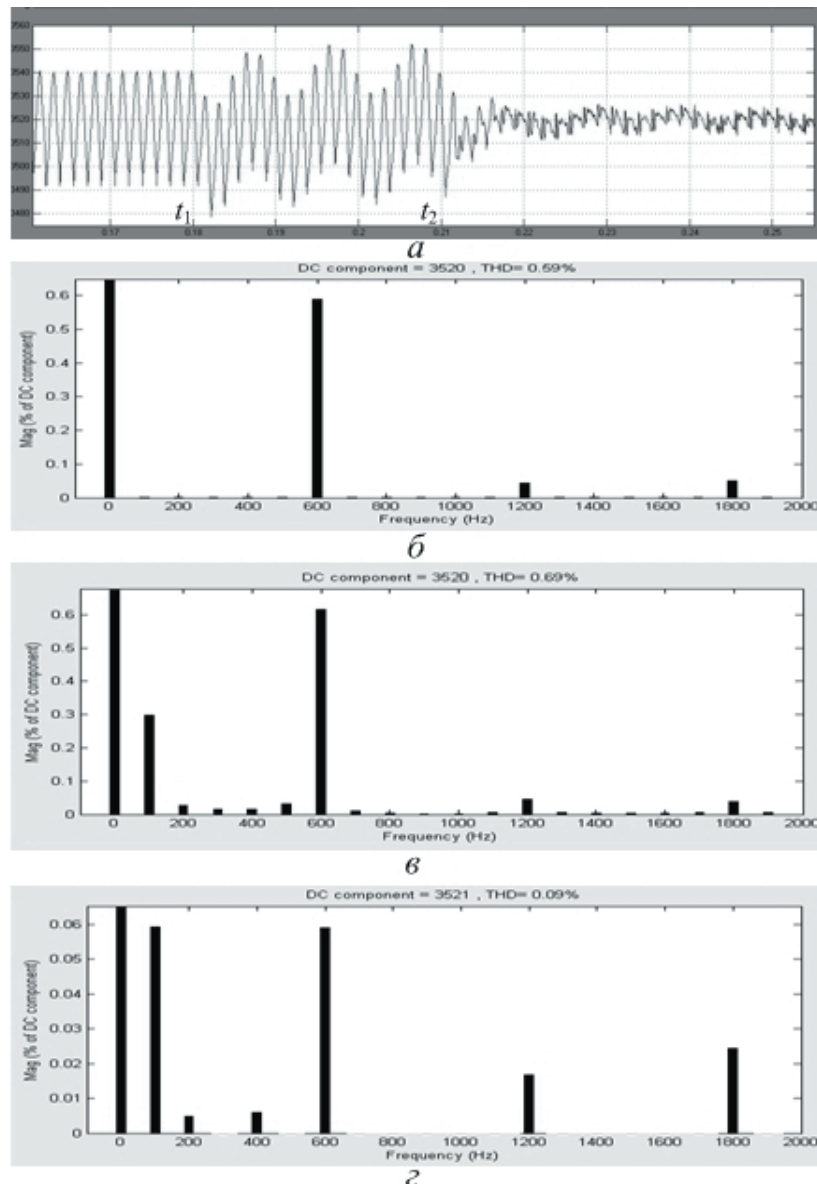


Рис. 8. Результаты компьютерного моделирования двухканальной замкнутой системы автоматического регулирования

5. Выводы

Применение двухканальной замкнутой системы автоматического регулирования, описанной в данной статье, позволит повысить качество электрической энергии на выходе тяговой подстанции постоянного тока. Эта задача осуществляется за счет решения проблемы отклонений и колебаний выходного напряжения тяговой подстанции, а также за счет компенсации гармоник напряжения и тока контактной сети в широком диапазоне частот. Следующим этапом исследований в данном направлении является разработка системы управления комбинированным

активным фильтром с адаптивной обратной связью по контурному коэффициенту усиления средствами микропроцессорной техники.

Литература

1. Бадер, М.П. Электромагнитная совместимость [Текст] / М.П. Бадер. – М.: Высшее профессиональное образование, 2002. – 637 с.
2. Анохов, І.В. Про електромагнітну сумісність електрифікованих ліній постійного струму [Текст] / І.В. Анохов, М.П. Бадьор, В.І. Гаврилюк, В.Г. Сиченко // Залізничний транспорт України. – 2000. – №2 – С. 10 – 12.
3. Сиченко, В.Г. До питання розробки активного фільтра тягової підстанції постійного струму [Текст] / В.Г. Сиченко, В.А. Зубенко, М.П. Бадьор // Залізничний транспорт України. – 2006. – №5 – С.39 – 41.
4. Марикин, А.Н. Стабилизация напряжения на токоприемниках подвижного состава электрифицированных железных дорог постоянного тока: автореф. дис. на соискание учен. степени д-ра техн. наук : спец. 05.22.07 «Подвижной состав железных дорог, тяга поездов и электрификация» / А.Н. Марикин. – СПб., 2008. – 36 с.
5. Active Filters in HVDC Transmission [Электронный ресурс] / S. Gunnarsson, L. Jiang, A. Petersson // FACTS and Emerging Technologies in Evolving Power Systems. – 2005. – P.13. – Режим доступа: [http://www05.abb.com/global/scot/scot221.nsf/veritydisplay/6c9b4a9ad68589f4c125708a002ec4f0/\\$file/active%20filters%20in%20hvac%20transmission.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot221.nsf/veritydisplay/6c9b4a9ad68589f4c125708a002ec4f0/$file/active%20filters%20in%20hvac%20transmission.pdf).
6. Щербак, Я.В. До питання підвищення якості напруги в контактній мережі постійного струму [Текст] / Я.В. Щербак, І.В. Слободчиков // Збірник наукових праць УкрДАЗТ. – 2010. – №113 – С.135-138.
7. Щербак, Я.В. Динамические свойства вольтодобавочного преобразователя тяговой подстанции в режиме непрерывного тока [Текст] / Я.В. Щербак, И.В. Слободчиков // Вісник Кременчуцького державного університету ім. М.Остроградського.– 2010. – №3(62) – С.63–66.
8. Щербак, Я.В. Теоретические основы и методы регулирования субгармоник полупроводниковых преобразователей электроэнергии: дис. ... доктора техн. наук: 05.09.12 / Щербак Яков Васильевич.– Харьков, 2001.– 409 с.
9. Пат. 94338 Україна, МПК⁷ Н 02 М 1/14. Пристрій для компенсації пульсацій напруги / Щербак Я.В., Слободчиков І.В., Івакіна К.Я.; заявник і власник патенту Укр. держ. академія залізничного транспорту. – № а201001641; заявл. 16.02.2010; опубл. 26.04.11, Бюл. № 8.