

УДК 622.62

ОДНОФАЗНЫЙ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

В. Г. Дрючин, Ю. П. Самчелев, Г. С. Белоха, И. С. Шевченко

Донбасский государственный технический университет

просп. Ленина, 16, г. Алчевск, 94204, Украина. E-mail: galin.1303@mail.ru

Рассматривается схемотехническое решение однофазной системы стабилизации тока, силовой активный фильтр и система управления которой упрощены по сравнению с известной. Силовой активный фильтр выполнен по схеме однофазного моста, два плеча которого выполнены на двух IGBT-транзисторах, другие два плеча – на двух конденсаторах. Проведено аналитическое исследование процессов в силовом активном фильтре, получены уравнения, показывающие связь величины пульсаций напряжения на конденсаторах с частотой сети, емкостью конденсаторов, напряжением сети и мощностью нагрузки. Получены выражения для расчета величины емкости конденсаторов фильтра и частоты релейного режима. Приведены зависимости частоты от тока нагрузки для различных значений ее сопротивления и индуктивности. Показана инвариантность системы стабилизации к действию возмущений. Приведены осциллограммы работы электропривода на базе предложенной системы стабилизации для двух вариантов: с регулированием по скорости и по положению. В обоих случаях электропривод электромагнитно совместим с сетью.

Ключевые слова: система стабилизации, электропривод, электромагнитная совместимость.

ОДНОФАЗНЕ ВИСОКОЕФЕКТИВНЕ ДЖЕРЕЛО ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

В. Г. Дрючин, Ю. П. Самчелев, Г. С. Белоха, И. С. Шевченко

Донбаський державний технічний університет

просп. Леніна, 16, г. Алчевськ, 94204, Україна. E-mail: galin.1303@mail.ru

Розглядається схемотехнічне рішення однофазної системи стабілізації струму, силовий активний фільтр і система управління якої спрощені порівняно з відомою. Силовий активний фільтр виконано за схемою однофазного моста, два плеча якого – на двох IGBT-транзисторах, інші два плеча – на двох конденсаторах. Проведено аналітичне дослідження процесів у силовому активному фільтрі, отримано рівняння, що показують зв'язок величини пульсацій напруги на конденсаторах із частотою мережі, ємністю конденсаторів, напругою мережі й потужністю навантаження. Отримано вирази для розрахунку величини ємності конденсаторів фільтра й частоти релейного режиму. Наведено залежності частоти від струму навантаження для різних значень його опору та індуктивності. Показано інваріантність системи стабілізації до дії збурень. Наведено осцилограми роботи електропривода на базі запропонованої системи стабілізації для двох варіантів: з регулюванням за швидкістю й положенням. В обох випадках електропривод електромагнітно сумісний із мережею.

Ключові слова: система стабілізації, електропривод, електромагнітна сумісність.

АКТУАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ. Отсутствие в ряде случаев трехфазной питающей сети не позволяет воспользоваться теми положительными эффектами, которые присущи трехфазному преобразователю, реализующему режим источника тока [1]. Возникает естественный вопрос: возможно ли реализовать однофазный преобразователь, реализующий режим источника тока, без потерь качественных показателей, присущих трехфазному источнику (предельное быстродействие, малая чувствительность к действию возмущений, непрерывность тока во всем диапазоне его регулирования, электромагнитная совместимость с сетью)?

В [2, 3] рассмотрены однофазные системы стабилизации тока (ССТ) с последовательным силовым активным фильтром (САФ), в которых был сохранен тот же, что и в трехфазном варианте, принцип объединения релейного управления с принудительным формированием синусоидального тока, потребляемого из сети, при отсутствии фазового сдвига между фазным током и напряжением. САФ представляет собой однофазный мостовой активный выпрямитель, выход которого соединен с

конденсатором. Напряжение с конденсатора через реверсор, выполненный на четырех IGBT-транзисторах, подается на нагрузку с последующим преобразованием его в стабилизированный ток, величина которого может регулироваться.

Целью работы является дальнейшее упрощение ССТ за счет упрощения схемы САФ с сохранением достигнутых ранее показателей, исследование электромагнитных процессов в САФ и демонстрация работы электропривода в целом.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ. Упрощение преобразователя достигается за счет выполнения силового активного фильтра по мостовой схеме, два плеча которой представлены последовательно соединенными IGBT-транзисторами, а два других плеча – в виде последовательно соединенных конденсаторов, причем выводами переменного тока являются средние точки соединения транзисторов и конденсаторов, а выводами постоянного тока – точки соединения транзисторов с конденсаторами.

Функциональная схема рассматриваемого преобразователя представлена на рис. 1.

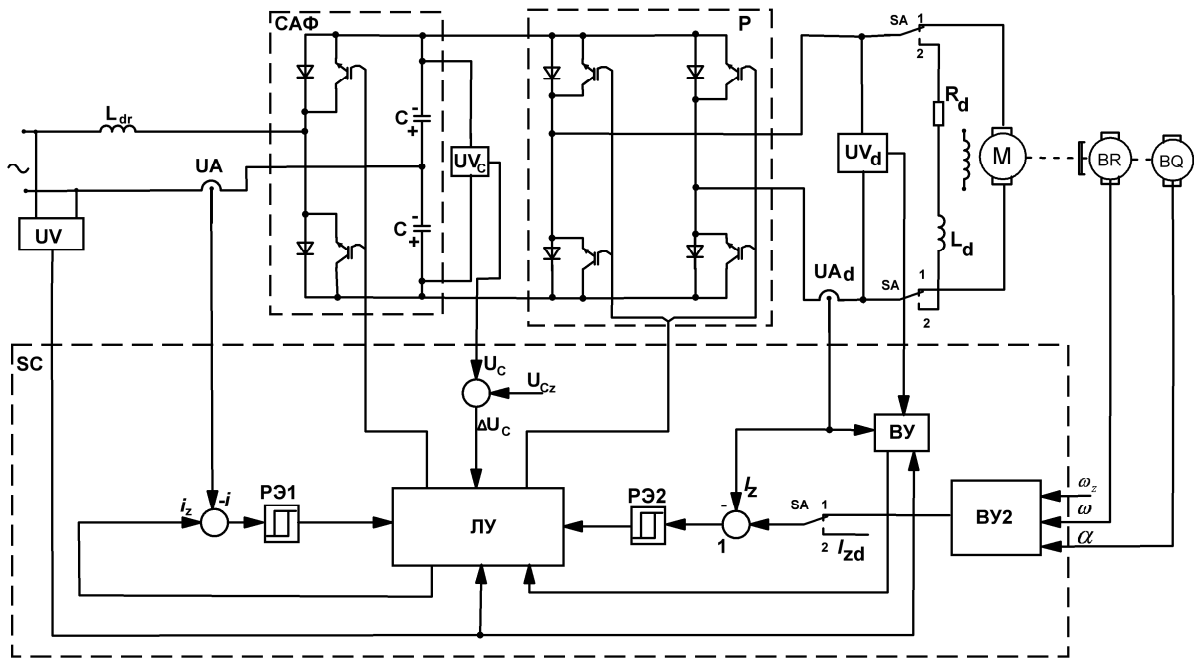


Рисунок 1 – Функциональная схема преобразователя:

UV – датчик фазного напряжений; UA – датчик фазного тока; UA – датчик тока;
 UV – датчик напряжения; SC – система управления; ЛУ – логическое устройство;
 ВУ – вычислительное устройство фазного тока; ВУ2 – вычислительное устройство тока нагрузки;
 САФ – силовой активный фильтр; P – реверсор;
 BR – датчик скорости; BQ – датчик положения

Рассматривая принцип действия однофазного преобразователя, можно выделить два замкнутых контура регулирования: контур, обеспечивающий отработку синусоидального тока, потребляемого из сети, т.е. контур отработки $i_z = I_m \sin \omega t$, и контур стабилизации тока, напряжения, мощности (в зависимости от режима работы преобразователя). В дальнейшем работа второго контура рассматривается в режиме источника тока.

Первый контур выполнен на базе силового активного фильтра, подключенного к сети через дроссель L_{dr} и датчик тока UA, контролирующей ток, потребляемый из сети. Второй контур выполнен на базе реверсора, питание которого осуществляется от силового активного фильтра. Следует отметить, что и в первом, и во втором контурах принцип управления релейный. Необходимая величина амплитуды тока i_{zd} вычисляется из условия сохранения баланса мощности $P = kP_d$ (P – активная мощность, потребляемая из сети, P_d – мощность нагрузки, k – коэффициент, учитывающий потери в преобразователе). Амплитуда тока i_z из условия баланса мощностей определяется

$$I_m = \frac{2kP_d}{U_m} \approx \frac{2I_{zd}^2 R_d}{U_m}, \quad (1)$$

где U_m – амплитуда напряжения сети.

В соответствии с принципом действия первый контур, обеспечивающий заданную величину и

синусоидальность потребляемого из сети тока, описывается следующими выражениями

$$\begin{aligned} i_z - i &= \Delta i; \\ L_{dr} \frac{di}{dt} + iR_{dr} &= u + U_{C2}; \\ (-a \leq \Delta i \leq a, \left| \frac{di}{dt} \right| > 0, i_z > 0); \\ L_{dr} \frac{di}{dt} + iR_{dr} &= u - U_{C1}; \\ (a \geq \Delta i \geq -a, \left| \frac{di}{dt} \right| < 0, i_z > 0); \\ L_{dr} \frac{di}{dt} + iR_{dr} &= u - U_{C1}; \\ (-a \leq \Delta i \leq a, \left| \frac{di}{dt} \right| > 0, i_z < 0); \\ L_{dr} \frac{di}{dt} + iR_{dr} &= u + U_{C2}; \\ (a \geq \Delta i \geq -a, \left| \frac{di}{dt} \right| < 0, i_z < 0), \end{aligned} \quad (2)$$

где u – мгновенное значение напряжения сети; U_{C1}, U_{C2} – напряжение на конденсаторах, соответственно, C_1 и C_2 силового активного фильтра; L_{dr}, R_{dr} – индуктивность и активное сопротивление дросселя, включенного на вход силового активного фильтра; $2a$ – ширина петли гистерезиса релейного регулятора.

Контур стабилизации тока нагрузки описывается уравнениями

$$\begin{aligned} I_{zd} - I_d &= \Delta I_d; \\ L_d \frac{di}{dt} + I_d R_d &= U_C; \\ (-b \leq \Delta I_d \leq b, \frac{dI_d}{dt} > 0); \\ L_d \frac{di}{dt} + I_d R_d &= -U_C; \\ (b \geq \Delta I_d \geq -b, \frac{dI_d}{dt} < 0), \end{aligned} \quad (3)$$

где L_d, R_d – индуктивность и сопротивление нагрузки, I_{zd}, I_d – ток задания и действительное значение тока нагрузки, $2b$ – ширина петли гистерезиса релейного регулятора контура стабилизации, $U_C = U_{C1} + U_{C2}$ – напряжение на входе силового активного фильтра.

Для анализа работы первого контура определим время τ_1 изменения тока от $(i_z - a)$ до $(i_z + a)$ и время τ_2 изменения тока от $(i_z + a)$ до $(i_z - a)$ при отработке положительной полуволны i_z , а при отработке отрицательной полуволны τ_1 характеризует изменение тока от $(i_z + a)$ до $(i_z - a)$, а τ_2 – от $(i_z - a)$ до $(i_z + a)$. В соответствии с выражениями (2), пренебрегая R_{dr} ($R_{dr} \approx 0$), получим

$$\tau_1 \approx \frac{2aL_{dr}}{U_{C2} + u}, \tau_2 \approx \frac{2aL_{dr}}{U_{C2} - u}, i_z > 0; \quad (4)$$

$$\tau_1 \approx \frac{2aL_{dr}}{U_{C2} - u}, \tau_2 \approx \frac{2aL_{dr}}{U_{C2} + u}, i_z < 0. \quad (5)$$

Выражения (4, 5) позволяют определить частоту релейного режима отработки синусоидального тока, потребляемого из сети:

$$f = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{(U_{C1} - u)(U_{C2} + u)}{2aL_{dr}(U_{C1} + U_{C2})}. \quad (6)$$

Или, учитывая, что в квазиустановившемся режиме $U_{C1} \approx U_{C2}$,

$$f = \frac{U_{C1}^2 - u^2}{2aL_{dr}U_C}. \quad (7)$$

Работа второго контура по стабилизации тока в нагрузке может быть охарактеризована временем t_1 (ток в нагрузке возрастает от $(I_{zd} - b)$ до $(I_{zd} + b)$) и временем t_2 (ток в нагрузке уменьшается от $(I_{zd} + b)$ до $(I_{zd} - b)$). Из (3) получим:

$$t_1 \approx \frac{2bL_d}{U_C - I_{zd}R_d}; \quad t_2 \approx \frac{2bL_d}{U_C + I_{zd}R_d}. \quad (8)$$

Частота релейного режима контура отработки задания I_{zd} в нагрузке при этом будет определяться:

$$f_d = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{U_C^2 - (I_{zd}R_d)^2}{4bL_dU_C}. \quad (9)$$

На рис. 2, 3 представлены зависимости частоты релейного режима от тока нагрузки $f_d = \varphi(I_d)$, соответствующие выражению (9).

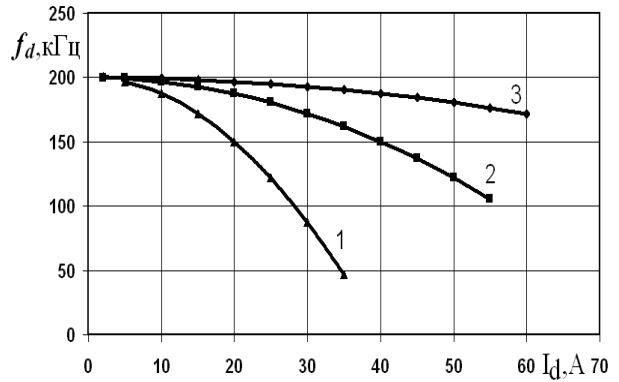


Рисунок 2 – Зависимости $f_d = \varphi(I_d)$;

$$R_d = var; L_d = const$$

(1 – $R_d=15 \text{ Ом}$; 2 – $R_d=10 \text{ Ом}$; 3 – $R_d=5 \text{ Ом}$)

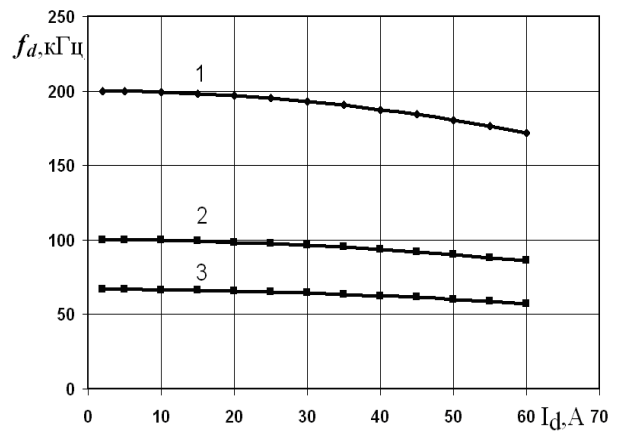


Рисунок 3 – Зависимости $f_d = \varphi(I_d)$;

$$L_d = var; R_d = const$$

(1 – $L_d=5 \text{ мГн}$; 2 – $L_d=10 \text{ мГн}$; 3 – $L_d=15 \text{ мГн}$)

Из кривых следует, что с ростом тока нагрузки частота релейного режима уменьшается, и эта зависимость сохраняется при любых значениях сопротивления и индуктивности нагрузки.

В соответствии с алгоритмами работы первого контура конденсатор $C1$ заряжается, а конденсатор $C2$ разряжается при отработке положительной полуволны синусоидального тока i_z и наоборот: $C1$ разряжается, а $C2$ заряжается, когда $i_z < 0$. Работа второго контура характеризуется тем, что в течение t_1 конденсаторы $C1$ и $C2$ разряжаются, а в

течение t_2 заряжаются. Учитывая это, получим, что при обработке положительной полуволны i_z ($i_z > 0$) напряжение на конденсаторе C1 будет увеличиваться в соответствии с

$$\begin{aligned} \Delta U'_{C1} &= \frac{1}{C1} \int (I_m \tau_2 f \sin \omega t - I_{dz}(t_1 - t_2) f_d) dt = \\ &= \frac{1}{C1} \left(\frac{I_m U_m}{2U_C} - \frac{I_{zd}^2 R_d}{U_C} \right) t + \frac{I_m U_{C2}}{\omega C_1 U_C} (1 - \cos \omega t) - \\ &\quad - \frac{I_m U_m}{4\omega C_1 U_C} \sin 2\omega t, \end{aligned} \quad (10)$$

а напряжение на конденсаторе C2 будет уменьшаться

$$\begin{aligned} \Delta U'_{C2} &= \frac{1}{C2} \int (I_m \tau_1 f \sin \omega t + I_{dz}(t_1 - t_2) f_d) dt = \\ &= \frac{1}{C2} \left(\frac{I_{zd}^2 R_d}{U_C} - \frac{I_m U_m}{2U_C} \right) t + \frac{I_m U_{C2}}{\omega C_2 U_C} (1 - \cos \omega t) + \\ &\quad + \frac{I_m U_m}{4\omega C_2 U_C} \sin 2\omega t. \end{aligned} \quad (11)$$

Аналогично определяются изменения напряжений на конденсаторах C1 и C2 при обработке отрицательной полуволны i_z . Напряжение на конденсаторе C1 будет уменьшаться в соответствии с

$$\begin{aligned} \Delta U''_{C1} &= \frac{1}{C1} \int (I_m \tau_2 f \sin \omega t + I_{dz}(t_1 - t_2) f_d) dt = \\ &= \frac{1}{C1} \left(\frac{I_{zd}^2 R_d}{U_C} - \frac{I_m U_m}{2U_C} \right) t + \frac{I_m U_{C2}}{\omega C_1 U_C} (1 - \cos \omega t) + \\ &\quad + \frac{I_m U_m}{4\omega C_1 U_C} \sin 2\omega t, \end{aligned} \quad (12)$$

а напряжение на конденсаторе C2 будет увеличиваться в соответствии с

$$\begin{aligned} \Delta U''_{C2} &= \frac{1}{C2} \int (I_m \tau_1 f \sin \omega t - I_{dz}(t_1 - t_2) f_d) dt = \\ &= \frac{1}{C2} \left(\frac{I_m U_m}{2U_C} - \frac{I_{zd}^2 R_d}{U_C} \right) t + \frac{I_m U_{C2}}{\omega C_2 U_C} (1 - \cos \omega t) + \\ &\quad + \frac{I_m U_m}{4\omega C_2 U_C} \sin 2\omega t. \end{aligned} \quad (13)$$

Учитывая в (10)–(13) выражение (1), получим:

$$\frac{I_m U_m}{2U_C} - \frac{I_{zd}^2 R_d}{U_C} = 0. \quad (14)$$

Тогда изменения напряжений на конденсаторах C1 и C2 будут определяться:

$$\Delta U'_{C1} = \frac{I_m U_{C2}}{\omega C_1 U_C} (1 - \cos \omega t) + \frac{I_m U_m}{4\omega C_1 U_C} \sin 2\omega t; \quad (15)$$

$$\Delta U'_{C2} = \frac{I_m U_{C1}}{\omega C_2 U_C} (1 - \cos \omega t) + \frac{I_m U_m}{4\omega C_2 U_C} \sin 2\omega t; \quad (16)$$

$$\Delta U''_{C1} = \frac{I_m U_{C2}}{\omega C_1 U_C} (1 - \cos \omega t) + \frac{I_m U_m}{4\omega C_1 U_C} \sin 2\omega t; \quad (17)$$

$$\Delta U''_{C2} = \frac{I_m U_{C1}}{\omega C_2 U_C} (1 - \cos \omega t) + \frac{I_m U_m}{4\omega C_2 U_C} \sin 2\omega t. \quad (18)$$

Выражения (15)–(18) позволяют определить изменения напряжения на выходе силового активного фильтра:

$$\begin{aligned} \Delta U'_C &= \Delta U'_{C1} - \Delta U'_{C2} = -\frac{I_m U_m}{2\omega C_1 U_C} \sin 2\omega t, \quad (19) \\ &\quad (i_z > 0, 0 \leq \omega t \leq \pi); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta U''_C &= \Delta U''_{C2} - \Delta U''_{C1} = -\frac{I_m U_m}{2\omega C_1 U_C} \sin 2\omega t, \quad (20) \\ &\quad (i_z < 0, \pi \leq \omega t \leq 2\pi). \end{aligned}$$

Анализ (15)–(18) показывает, что пределы колебаний напряжения на конденсаторах C1 и C2 определяются величиной (учитывая, что $C1=C2$, $U_{C1}=U_{C2}$):

$$\Delta U_{C1} = \Delta U_{C2} = \frac{I_m U_{C1}}{\omega C_1 U_C} = \frac{P_d}{\omega C_1 U_m}. \quad (21)$$

Выражение (21) позволяет определить величину емкости конденсаторов C1 и C2 из условия

$$\frac{U_{Cz}}{2} - \Delta U_{C1 \max} \approx \frac{U_{Cz}}{2} - \Delta U_{C2 \max} > U_m$$

($\Delta U_{C1 \max} = \Delta U_{C2 \max}$ – максимально допустимые значения колебаний напряжения конденсаторов) работоспособности контура отслеживания синусоидального тока, потребляемого из сети:

$$C1 \approx C2 \geq \frac{P_d}{\Delta U_{C1} \omega U_m}. \quad (22)$$

На рис. 4 представлены кривые напряжений на конденсаторах C1 и C2 и напряжение на выходе силового активного фильтра.

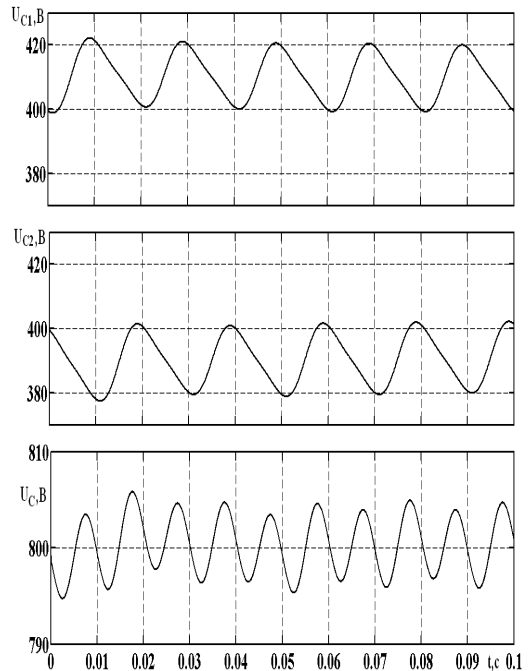


Рисунок 4 – Кривые напряжений на конденсаторах C1 и C2 и напряжение на выходе силового активного фильтра

На рис. 5 показан процесс формирования синусоидального, потребляемого из сети, тока и тока нагрузки (ключ SA в положении 2 на рис. 1) и реакция преобразователя на изменение напряжения

сети на 20 % (момент времени $t=0,076$ с) и сопротивления нагрузки (момент времени $t=0,176$ с).

Из рис. 5 следует, что источник тока инвариантен к действию указанных возмущений и остается электромагнитно совместимым с сетью.

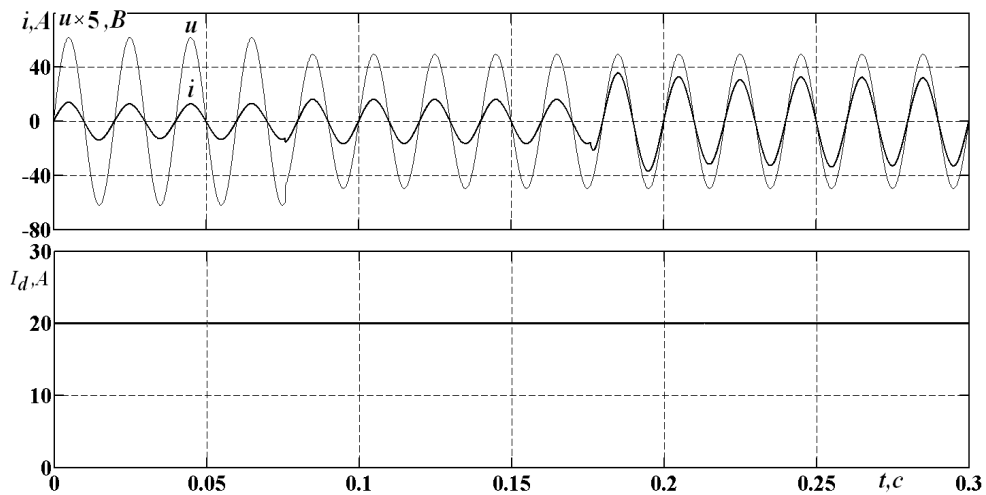


Рисунок 5 – Процесс формирования синусоидального, потребляемого из сети, тока и тока нагрузки и реакция преобразователя на изменение напряжения сети и сопротивления нагрузки

Качество формируемого тока, потребляемого из сети, т.е. уровень содержания гармоник в кривой тока, оценим коэффициентом гармонических составляющих THD и коэффициентом искажения тока v , зависимости которых от величины тока в нагрузке $THD=f(I_n)$ и $v=f(I_n)$ представлены на рис. 6.

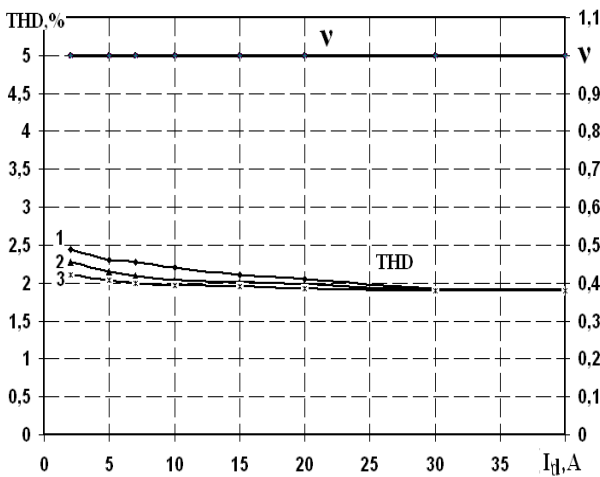


Рисунок 6 – Зависимости $THD=f(I_n)$; $v=f(I_n)$ (1 – $R_n=5$ Ом; 2 – $R_n=10$ Ом; 3 – $R_n=15$ Ом)

Как видно из рис. 6, THD во всем диапазоне изменения тока нагрузки не превышает 2,5 %

Рассмотрим электропривод постоянного тока на базе предложенной ССТ. ЭП состоит из ССТ, нагрузкой которой является двигатель постоянного тока М (ключ SA в положении 1 на рис. 1), датчика скорости, датчика положения и вычислительного устройства.

Качество работы электропривода для двух вариантов: с регулированием по скорости и по положению оценим по переходным процессам, представленным на рис. 7 и 8, соответственно. Как видно из рис. 7, 8, электропривод формирует рациональную динамику с предельным быстродействием без перерегулирования координат с регулированием скорости в широких пределах. Во всех режимах работы (разгон, стабилизация скорости, сброс-наброс нагрузки, реверс) электропривод потребляет или отдает в сеть синусоидальный ток при $\cos\phi=1$, т.е. остается электромагнитно совместимым с сетью.

На рис. 9 изображен спектр сетевого тока, соответствующий режиму работы электропривода, представленного на рис. 7. При этом коэффициент гармонических составляющих THD равен 2,8 %, коэффициент искажения тока $v=0,9995$ и, следовательно, коэффициент мощности электропривода, с учетом $\cos\phi=1$, практически равен единице ($\chi = v \cos\phi$).

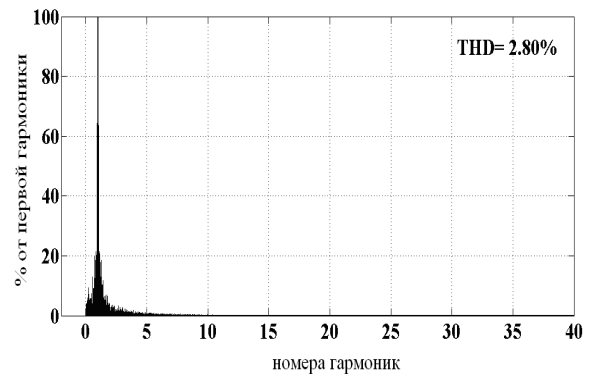


Рисунок 9 – Спектр сетевого тока

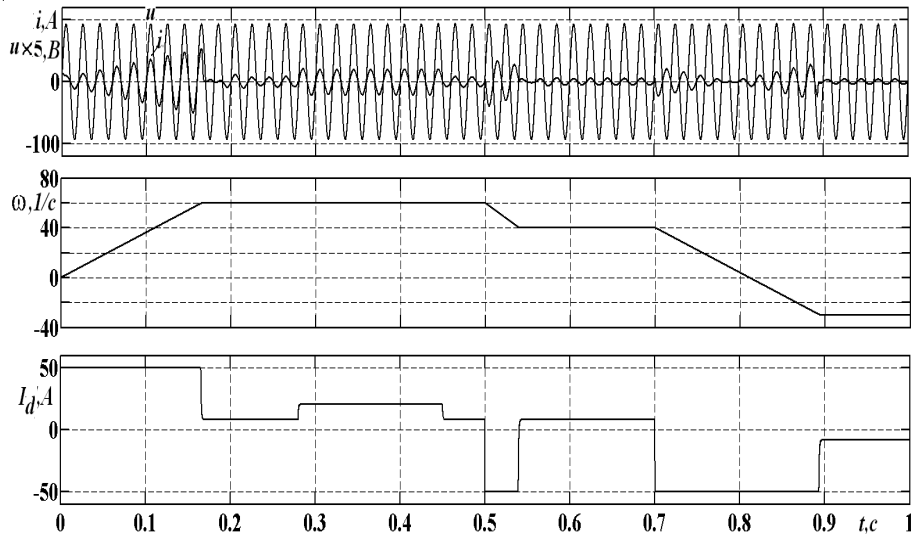


Рисунок 7 – Работа электропривода постоянного тока на базе системы стабилизации тока с регулированием по скорости

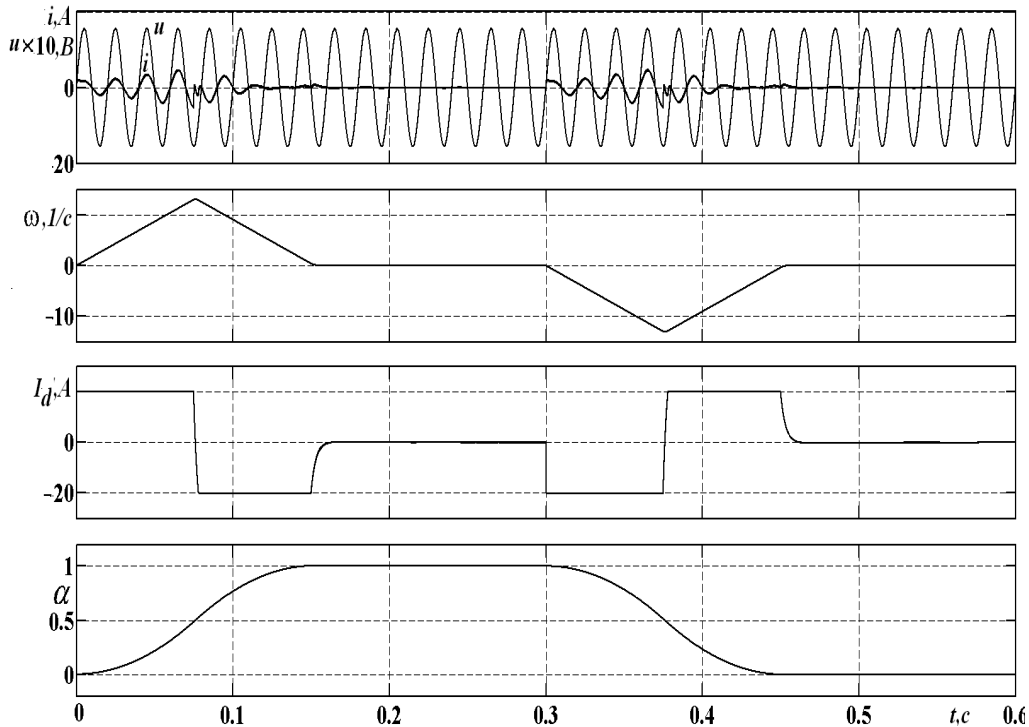


Рисунок 8 – Работа электропривода постоянного тока на базе системы стабилизации тока с регулированием по положению

ВЫВОДЫ. Предложенная однофазная ССТ обладает высокой степенью электромагнитной совместимости с сетью, а благодаря релейному принципу управления – малой чувствительностью к действию возмущений и предельным быстродействием в обработке задающих и возмущающих воздействий.

Для согласования параметров сети и двигателя не требуется силовой трансформатор. В цепи якоря двигателя отсутствует сглаживающий дроссель. Каждый из конденсаторов САФ выбирается на напряжение, равное $0,5 U_{САФ}$. Во всем диапазоне регулирования отсутствует прерывистый режим

тока. Благодаря малой инерционности ССТ, возможна реализация предельных динамических характеристик привода. Во всех режимах работы электропривод электромагнитно совместимый с сетью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пат. 63609, МПК H02M 7/12. Регульоване джерело живлення / Белоха Г.С., Дрючин В.Г., Самчелєєв Ю.П., Шевченко И.С.; заявник та патентовласник Донбаський державний технічний університет. – № U201103998; заявл. 04.04.2011; опубл. 10.10.2011, Бюл. № 19.

2. Однофазная электромагнитно совместимая с сетью система стабилизации тока / В.Г. Дрючин, Ю.П. Самчелеев, И.С. Шевченко, Д.И. Морозов // Проблемы энергосбережения в электротехнических системах. Наука, освіта і практика. Наукове видання. – Кременчук: КНУ, 2011. – Вип. 1/2011 (1). – 426 с.

3. . Электропривод постоянного тока на базе однофазной электромагнитно совместимой с сетью системы стабилизации тока / В.Г. Дрючин, Ю.П. Самчелеев, И.С. Шевченко, Д.И. Морозов // Научно-производственный журнал "Электромеханические системы и электросбережения". – Кременчук: КНУ, 2011. – Вип. 4/2011 (16). – С. 78–83.

SINGLE PHASE HIGH EFFICIENCY POWER SOURCE FOR DC ELECTRIC DRIVES

V. Dryuchin, Yu. Samcheleev, G. Beloha, I. Shevchenko

Donbass State Technical University

prosp. Lenina, 16, Alchevsk, 94024, Ukraine. E-mail: galin.1303@mail.ru

This paper presents the circuit realization single-phase stabilization system current, active power filter and control system is simplified in comparison with the known. Active power filter is made by a single-phase bridge circuit, the two lines of which are made in two IGBT - transistor, the other two lines - two capacitors. Presents analytical research of processes in the active power filter, to derive equations showing the relationship of magnitude ripple voltage on the capacitor to the network frequency, capacitance, voltage of the network and power of load. Expressions are obtained for calculating the value of the capacity of condensers the filter and frequency of relays mode. Shows the dependence of the frequency of the load current for different values of resistance and inductance. Invariance of the system to stabilize is shown to the action of disturbances. Shows oscillograms of the electric drive based on the proposed stabilization system for two versions: with speed control and position control. In both cases, the drive is electromagnetically compatible with the network.

Key words: stabilization system, electric drive, electromagnetic compatibility.

REFERENCES

1. Byeloha, G.S., Dryuchin, V.G., Samchelyeev, Yu.P. and Shevchenko, I.S., Pat. 63609, IPC H02M 7/12. *Adjustable power source*; applicant and patentee Donbass State Technical University, no. U201103998, appl. 04.04.2011, publ. 10.10.2011, Bull. no. 19. (in Ukrainian)

2. Dryuchin, V.G., Samcheleev, Yu.P., Shevchenko, I.S. and Morozov, D.I. (2011), «Single-phase of the electromagnetic compatibility with the network stabilization current», *Problemy enerzhoberezhennya v elektrotekhnichnykh systemakh. Nauka, osvita i praktyka*, Vol. 1, no. 1. (in Russian)

3. Samcheleev, Yu.P., Dryuchin, V.G., Shevchenko, I.S. and Morozov, D.I. (2011), «DC motor based on single-phase electromagnetic compatibility with the network of current stabilization», *Elektromekhanichni systemy i elektrozberzhennya*, Vol. 4, no. 16, pp. 78–83. (in Russian)

Стаття надійшла 2.04.2013.