

УДК 62-83

DOI: 10.25206/1813-8225-2018-162-25-30

А. В. БУБНОВ¹
А. В. НИКОНОВ¹
А. Н. ЧЕТВЕРИК¹
Ю. В. КРЕЙДУНОВА²

¹Омский государственный
технический университет,
г. Омск

²НИПИ «Нефтегазпроект»,
г. Тюмень

УЛУЧШЕНИЕ ДИНАМИКИ СИНХРОННО-СИНФАЗНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ СИНХРОНИЗАЦИИ И ФАЗИРОВАНИЯ

Синхронно-синфазный электропривод, построенный на основе электропривода с фазовой синхронизацией, широко используются в тепловизионных и лазерных сканирующих системах благодаря высоким точностным и динамическим характеристикам в широком диапазоне регулирования угловой скорости. Целью статьи является разработка способов регулирования синхронно-синфазного электропривода в режимах синхронизации и фазирования, позволяющих улучшить динамические показатели электропривода. Усовершенствован способ фазирования электропривода, квазиоптимальный по быстродействию. Сформулированы рекомендации по организации переходных процессов при скачкообразном изменении сигнала задания. Предложены схемные реализации импульсного частотно-фазового дискриминатора с расширенной линейной зоной в режиме фазового сравнения, позволяющие улучшить динамику электропривода в режиме синхронизации.

Ключевые слова: синхронно-синфазный электропривод, импульсный частотно-фазовый дискриминатор, логическое устройство сравнения, дискриминатор, линейная зона.

Работа выполнена в рамках гранта Российского фонда фундаментальных исследований. Проект № 16-08-00325а «Разработка и исследование способов управления синхронно-синфазным электроприводом, реализованных на основе комплексного подхода к обеспечению высоких показателей качества регулирования в широком диапазоне угловых скоростей в режимах стабилизации и слежения».

Введение. В тепловизионных и лазерных сканирующих системах при построении узла оптико-механической развертки используется синхронно-синфазный электропривод (ССЭ), к которому предъявляются высокие требования к показателям качества регулирования. Функциональная схема ССЭ приведена на рис. 1, где БЗЧ — блок зада-

ния частоты вращения, БОФР — блок определения фазового рассогласования импульсов частот угловой привязки F_{on} и обратной связи F_{oc} , БР — блок регулирования, ЛУС — логическое устройство сравнения, реализуемое на основе импульсного частотно-фазового дискриминатора (ИЧФД), КУ — корректирующее устройство, СП — силовой преоб-

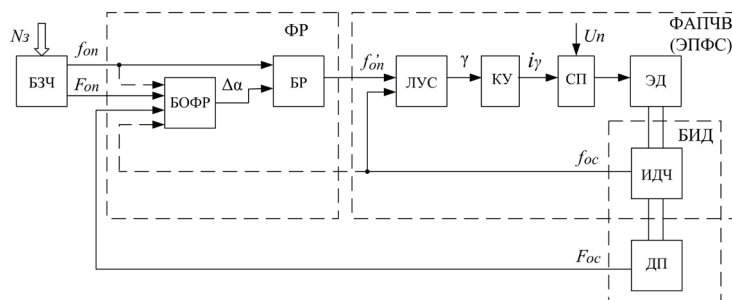


Рис. 1. Функциональная схема ССЭ

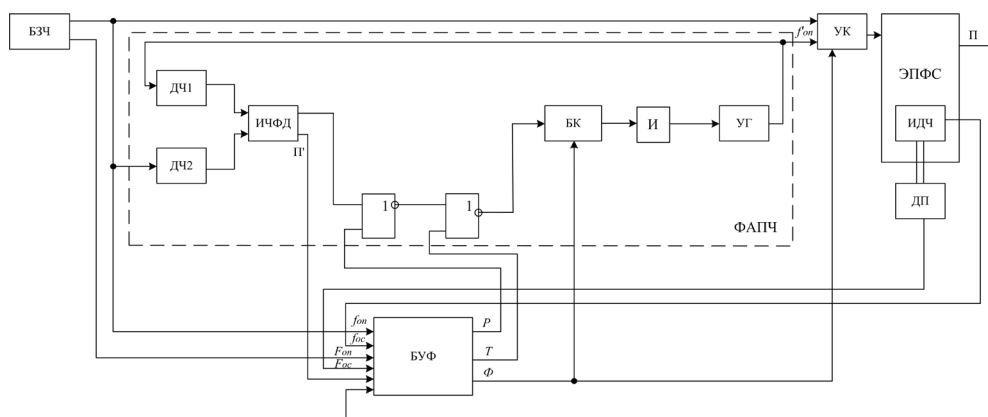


Рис. 2. Функциональная схема ССЭ с квазиоптимальным по быстродействию фазированием после синхронизации ЭПФС

разователь, ЭД — электродвигатель, ФАПЧВ — фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ) вращения, ЭПФС — электропривод с фазовой синхронизацией, ИДЧ — импульсный датчик частоты вращения, ДП — датчик положения, БИД — блок импульсных датчиков.

Внутренний контур регулирования ССЭ реализуется в виде ЭПФС, реализованного на основе принципа ФАПЧ [1], который позволяет обеспечить высокие точностные и динамические показатели электропривода в широком диапазоне регулирования угловой скорости [2–11]. В ЭПФС в качестве сигнала задания угловой скорости используется частотный сигнал f_{on} , формируемый с помощью прецизионного генератора в БЗЧ; в качестве сигнала обратной связи — частотный сигнал f_{oc} , формируемый на выходе ИДЧ; а в качестве сравнивающего элемента — ЛУС.

Внешний контур регулирования ССЭ представляет собой фазированный регулятор (ФР), включающий в себя ДП, БОФР и БР. В БОФР определяется угловое рассогласование ССЭ в виде пропорционального ему фазового рассогласования импульсов угловой привязки F_{on} , формируемых в БЗЧ, и импульсов углового положения вала электродвигателя F_{oc} , формируемых на выходе ДП. В БР реализуется требуемый закон управления ССЭ в режиме фазирования.

Постановка задачи. Целью статьи является разработка способов регулирования ССЭ в режимах синхронизации и фазирования, позволяющих улучшить динамические показатели электропривода.

Теория. В известных системах управления ЭПФС и ССЭ при перестройке задающей частоты происходит рассинхронизация контура ФАПЧ, и ЭПФС переходит в режим разгона или тормо-

жения. В результате при выходе электропривода на новую заданную частоту вращения требуется повторная синхронизация и фазирование [1], что значительно снижает быстродействие ССЭ. В этом случае сокращение времени переходного процесса может быть достигнуто путем организации переходных режимов без размыкания контура ФАПЧ [12].

Управление ССЭ без размыкания системы автоматического управления (САУ) в переходных режимах работы первоначально было организовано при реализации способа квазиоптимального по быстродействию фазирования [12]. Фазирование при реализации данного способа происходит без размыкания контура ФАПЧ благодаря использованию дополнительного контура ФАПЧ, формирующего в режиме фазирования линейно нарастающий или убывающий сигнал задания для ЭПФС, обеспечивающий в электроприводе режим разгона или торможения с ускорением, несколько меньшим максимального ускорения ϵ_m . Обработка данного сигнала задания может происходить без размыкания САУ, что позволяет завершить переходный процесс без дополнительных режимов синхронизации и фазирования.

Техническая реализация данного способа была усовершенствована путем организации дополнительного управления контуром ФАПЧ [13] в различных режимах работы электропривода (рис. 2, где ДЧ — делитель частоты, БК — блок коррекции, И — интегратор, УГ — управляемый генератор, УК — управляемый ключ, БУФ — блок управления фазированием).

В данной схеме сигнал Φ (индикация режима фазирования) дополнительно используется для управления коэффициентом усиления в БК, что позволяет реализовать различные темпы измене-

ния частоты f'_{on} в режимах разгона (торможения) и фазирования. В результате в режиме фазирования ССЭ темп изменения выходной частоты контура ФАПЧ меньше ε_m' , а в режимах разгона и торможения электропривода превышает ε_m . Благодаря данной реализации к моменту начала режима фазирования выходная частота контура ФАПЧ с опережением становится равной частоте задания f_{on}' , что позволяет исключить потери времени на подготовку электропривода к режиму фазирования и в результате повысить быстродействие ССЭ.

Данный принцип регулирования с использованием дополнительного контура ФАПЧ может быть использован для организации управления ЭПФС при отработке скачкообразного изменения сигнала задания [12]. В этом случае линейно изменяющийся выходной сигнал контура ФАПЧ используется в качестве опорного сигнала для ЭПФС, что позволяет осуществить переход электропривода с одной заданной частоты вращения на другую при меньшем значении ускорения, но без размыкания САУ. В результате исключается необходимость в повторных режимах синхронизации и фазирования, что повышает быстродействие ССЭ в переходных режимах работы и снижает потери информации в сканирующей системе.

Предлагается повысить быстродействие рассмотренных способов регулирования ССЭ путем использования ИЧФД с расширенной линейной зоной в режиме фазового сравнения входных импульсных последовательностей f_{on} и f_{oc} . Расширение линейной зоны дискриминатора в режиме работы замкнутой САУ позволит повысить величину темпа изменения выходного сигнала контура ФАПЧ и, соответственно, сократить время переходных процессов в ССЭ.

Передачная характеристика ИЧФД представляется в виде многозначной статической нелинейности (рис. 3), отражающей возможность синхронизации ЭПФС на любом из z -участков, соответствующих угловому расстоянию между z метками ИДЧ. Многозначность нелинейности проявляется в том, что на любом из этих участков ИЧФД может находиться в любом из трех состояний:

- насыщение при разгоне ЭПФС ($\gamma = \varphi_0/2$);
- режим фазового сравнения ($\gamma = \Delta\varphi$);
- насыщение при торможении ЭПФС ($\gamma = -\varphi_0/2$).

Функциональная схема ИЧФД на основе фазового дискриминатора (ФД) [14], реализующего представленную передачную характеристику дискриминатора, приведена на рис. 4, где ОВ — одновибратор, ЭЗ — элемент задержки, СЛБ — схема логической блокировки).

Схема ИЧФД реализует дополнительные функциональные возможности [15]:

- формирование сигнала фазовой ошибки $\Delta\varphi$ в режимах насыщения дискриминатора;
- формирование сигналов индикации режимов работы электропривода (Р — разгон, Т — торможение, П — пропорциональный или режим замкнутого управления);
- формирование сигналов индикации моментов времени изменения режима работы ЭПФС (0/2 — ситуация отсутствия импульсов частоты f_{oc} между двумя соседними импульсами частоты f_{on} , 2/2 — ситуация прохождения двух или более импульсов частоты f_{oc} между двумя соседними импульсами частоты f_{on}).

Реализованные в ИЧФД функциональные возможности были использованы для построения дис-

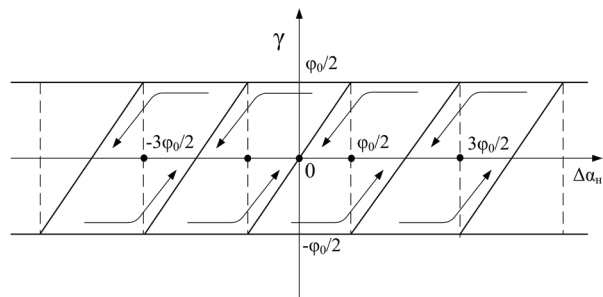


Рис. 3. Передачная характеристика ИЧФД

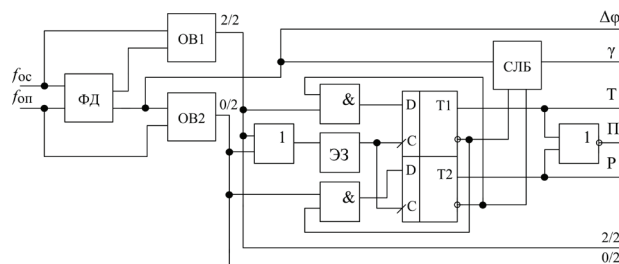


Рис. 4. Функциональная схема ИЧФД с дополнительными функциональными возможностями

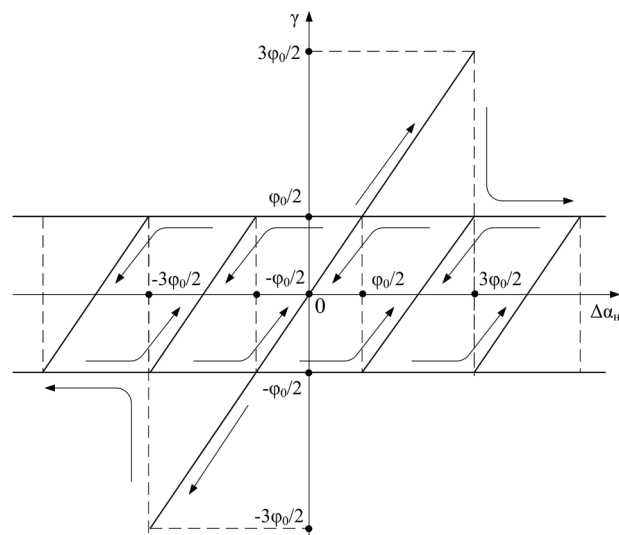


Рис. 5. Передачная характеристика ИЧФД с расширенной линейной зоной

криминатора с расширенной линейной зоной в режиме фазового сравнения, реализующего передачную характеристику, представленную на рис. 5. В данной характеристике отражено расширение линейной зоны ИЧФД до $\pm 3\varphi_0/2$ на участке синхронизации ЭПФС.

Предлагается функциональная схема ИЧФД с расширенной линейной зоной в режиме фазового сравнения [16] (рис. 6).

При превышении частоты опорного сигнала f_{on} над сигналом обратной связи f_{oc} обязательно возникает состояние, при котором в промежутке между поступлением на вход двух импульсов частоты f_{oc} на вход приходят два импульса опорной частоты f_{on} . По первому импульсу происходит установка инверсного выхода фазового RS-триггера в состояние логической «1», при приходе второго импульса второй D-триггер устанавливается в состояние логической «1». На выходе второго одновибратора фор-

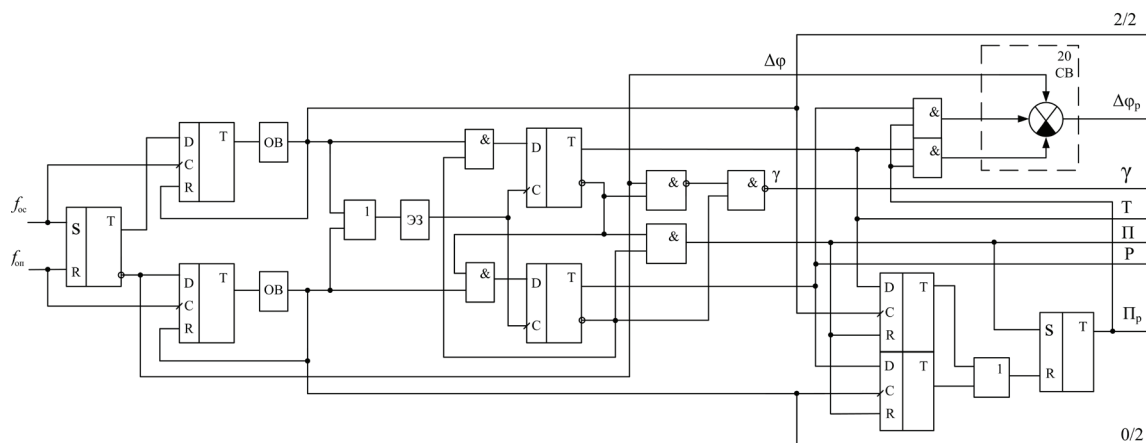


Рис. 6. Функциональная схема ИЧФД с расширенной линейной зоной

мируется импульс 0/2 при поступлении на его вход импульса с выхода второго D-триггера.

Импульс 0/2 с выхода второго одновибратора одновременно поступает на R-вход второго D-триггера, устанавливая его в состояние логического «0», на первый вход второго логического элемента И и с задержкой τ , равной времени срабатывания логических элементов И, через логический элемент ИЛИ и элемент задержки ЭЗ — на синхровходы блокирующих D-триггеров.

Если первый блокирующий триггер установлен в состояние логического «0», то при приходе импульса на установочный вход второго блокирующего триггера на его информационном входе присутствует сигнал логической «1».

В результате второй блокирующий D-триггер перейдет в состояние логической «1», формируя сигнал ($P=1, f_{on} > f_{oc}$) о превышении опорной частоты над контролируемой. Инверсный выход второго блокирующего D-триггера блокирует работу второго логического элемента И-НЕ и на выходе γ ИЧФД устанавливается состояние логической «1».

Если в предшествующий момент времени первый блокирующий D-триггер был включен ($T=1$), то в момент прихода импульса на синхровход второго блокирующего D-триггера его D-вход будет находиться в состоянии логического «0», т.к. импульс со второго одновибратора не пройдет через заблокированный инверсным выходом первого блокирующего D-триггера второй логический элемент И. В результате на прямом выходе второго блокирующего D-триггера установится сигнал логического «0» ($P=0$), а инверсный выход устанавливается в состояние логической «1» и тем самым разблокирует работу второго логического элемента И-НЕ. Первый блокирующий триггер устанавливается в состояние логического «0». Дискриминатор переходит от режима сравнения частот к режиму сравнения фаз. Поскольку при этом на логические элементы И-НЕ с инверсных выходов блокирующих D-триггеров поданы «разрешающие» сигналы логической «1», то на выход дискриминатора проходит сигнал, пропорциональный фазовой ошибке $\gamma = \Delta\phi$, с инверсного выхода фазового RS-триггера, длительность выходных импульсов которого пропорциональна фазовому сдвигу импульсов сравниваемых частот. С помощью третьего логического элемента И формируется сигнал П, соответствующий режиму фазового сравнения дискриминатора.

При превышении частоты контролируемого сигнала над опорным формирование выходного сигнала дискриминатора γ осуществляется аналогично (вследствие симметрии схемы компаратора), начиная с установки прямого выхода фазового RS-триггера в состояние логической «1».

При переходе дискриминатора в режим фазового сравнения на выходе третьего логического элемента И появляется сигнал $P=1$, по которому происходит установка RS-триггера в состояние логической «1» и формирование выходного сигнала P_p дискриминатора, являющегося индикатором режима фазового сравнения с расширенной в 3 раза линейной зоной пропускания сигнала фазовой ошибки. При появлении сигнала $P_p=1$ открываются цифровые ключи, выполненные на четвертом и пятом логических элементах И, разрешая прохождения сигналов Р и Т соответственно на входы суммирующий и вычитающий сумматора-вычитателя, на выходе которого появляется сигнал фазовой ошибки $\Delta\phi_p$ с расширенной в 3 раза линейной зоной пропускания. Прибавление сигнала $P=1$ к сигналу $\Delta\phi$ позволяет расширить линейную зону определения фазовой ошибки до 3π , а вычитание сигнала $T=1$ — расширить линейную зону определения фазовой ошибки до минус 3π . Трехкратное расширение линейной зоны определения фазовой ошибки позволяет исключить в режиме синхронизации контура фазовой автоподстройки частоты ситуации повторного выхода дискриминатора в режимы насыщения, которые могут происходить при больших начальных условиях по ошибке по частоте при входе в режим синхронизации и в результате повысить быстродействие контура фазовой автоподстройки частоты в переходных режимах работы.

Сброс RS-триггера в состояние логического «0» ($P_p=0$) и, соответственно, сужение линейной зоны в 3 раза до исходного состояния происходит в случае повторного формирования сигналов 0/2 или 2/2, что соответствует скачкообразному изменению задающей (опорной) частоты f_{on} . Определение ситуации повторного прохождения импульсов 2/2 осуществляется с помощью третьего D-триггера, на информационный D-вход которого подается сигнал Т (соответствующий первому появлению импульса 2/2), а на тактовый С-вход — сигнал 2/2. Определение ситуации повторного прохождения импульсов 0/2 осуществляется с помощью чет-

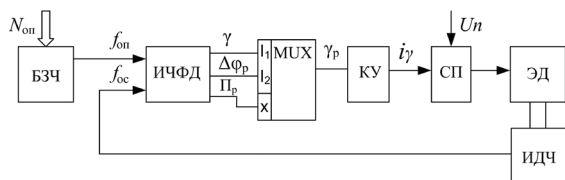


Рис. 7. Функциональная схема ЭПФС на основе ИЧФД с расширенной линейной зоной

вертого D-триггера, на информационный D-вход которого подается сигнал Р (соответствующий первому появлению импульса 0/2), а на тактовый С-вход — сигнал 0/2. Сброс третьего и четвертого D-триггеров осуществляется по сигналу П, соответствующему работе дискриминатора в режиме фазового сравнения. При появлении сигнала логической «1» на выходе третьего или четвертого D-триггеров на R-вход RS-триггера через второй логический элемент ИЛИ проходит сигнал логической «1», сбрасывая RS-триггер в состояние логического «0», что соответствует окончанию режима работы дискриминатора в расширенной линейной зоне ($\Pi_p = 0$).

Рассмотренная функциональная схема ИЧФД с расширенной линейной зоной в режиме фазового сравнения может быть использована в ЭПФС (рис. 7), являющегося основой для построения ССЭ с организацией переходных процессов синхронизации и фазирования без размыкания САУ.

В данной схеме сигнал Π_p , формируемый на третьем выходе ИЧФД, используется для управления мультиплексором, при этом выходной сигнал мультиплексора $\gamma_p = \gamma$ при отсутствии сигнала Π_p , и $\gamma_p = \Delta\varphi_p$ при $\Pi_p = 1$.

Выводы и заключение. В статье предложены алгоритм работы и схемная реализация ИЧФД с расширенной линейной зоной в режиме фазового сравнения входных импульсных последовательностей, на основе которой реализуется ЭПФС с расширенной областью работы в режиме замкнутого управления при синхронизации электропривода. Разработанная схема ЭПФС может служить основой для построения ССЭ, функционирующего в переходных режимах синхронизации и фазирования без размыкания САУ, что позволит улучшить динамические характеристики электропривода, в первую очередь быстродействие, и уменьшить потери информации в сканирующей системе.

Библиографический список

1. Трахтенберг Р. М. Импульсные астатические системы электропривода с дискретным управлением. М.: Энергоиздат, 1982. 168 с.
2. Hsieh G. C., Hung J. C. Phase-locked loop techniques. A survey // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 1996. Vol. 43, Issue 6. P. 609–615. DOI: 10.1109/41.544547.
3. Best R. E. Phase-Locked Loop: Design, Simulation and Applications. 6th ed. Taiwan: McGraw-Hill Education, 2003. P. 109–114. ISBN 9780071493758.
4. Wu Y., Zhao H., Zhao N. PLL control system based on FPGA for brushless DC motor // Proc. of the 33rd Chinese Control Conf., July 28–30, 2014. Nanjing, China, 2014. P. 7897–7902. DOI: 10.1109/ChiCC.2014.6896319.
5. Pan C.-T., Fang E. A Phase-Locked-Loop-Assisted Internal Model Adjustable-Speed Controller for BLDC Motors // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2008. Vol. 55, Issue 9. P. 3415–3425. DOI: 10.1109/TIE.2008.922600.

6. Zhang J., Zhao H., Ma K. Phase-Locked Loop in Constant Speed Control for the Flywheel Motor // Recent Advances in Computer Science and Information Engineering. 2012. Vol. 6. P. 323–330. DOI: 10.1007/978-3-642-25778-0_45.

7. Lanza P. T., Shtessel Y. B., Stensby J. L. Improved acquisition in a phase-locked loop using sliding mode control techniques // Journal of the Franklin Institute. 2015. Vol. 352, Issue 10. P. 4188–4204. DOI: 10.1016/j.franklin.2015.06.001.

8. Nondahl T., Liu J., Schmidt P. [et al.]. Transition scheme for position sensorless control of AC motor drives. US patent 9374028B2; filed December 10th, 2014; published February 25th, 2016.

9. Xue F., Yang J., Wu J. [et al.]. Passivity-based control for phase-locked loop induction motor drive // ISIE 2001. IEEE Int. Symp. on Ind. Electron. Proc., June 12–16, 2001. Pusan, Korea, 2001. P. 1130–1134. DOI: 10.1109/ISIE.2001.931636.

10. Yu W., Luo Y., Chen Y.-Q. [et al.]. Frequency domain modelling and control of fractional-order system for permanent magnet synchronous motor velocity servo system // IET Control Theory & Applications. 2016. Vol. 10, Issue 2. P. 136–143. DOI: 10.1049/iet-cta.2014.1296.

11. Аристов А. В., Аристова Л. И. Предельные характеристики оптико-механических систем со сканированием // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия «Энергетика». 2015. Т. 15, № 1. С. 41–46. DOI: 10.14529/power150105.

12. Бубнов А. В., Бубнова Т. А., Федоров В. А. Современное состояние и перспективы развития теории синхронно-синфазного электропривода: моногр. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2010. 101 с. ISBN 978-5-8149-0988-6.

13. Пат. 178108 Российская Федерация, МПК Н 02 Р 5/52. Устройство для согласования углового положения синхронно вращающихся валов электродвигателей постоянного тока / Бубнов А. В., Четверик А. Н., Чудинов А. Н. № 2017139810; заявл. 15.11.17; опубл. 23.03.18, Бюл. № 9.

14. Bubnov A. V., Gokova M. V., Chetverik A. N. Features of Constructing a Logical Device for Comparing Systems with a Frequency Phase-Locked Loop // Measurement Techniques. 2016. Vol. 59, Issue 9. P. 985–989.

15. Бубнов А. В., Бирюков С. В., Четверик А. Н. Особенности построения синхронно-синфазного электропривода на основе многофункционального логического устройства сравнения с косвенным определением ошибки по угловой скорости // Омский научный вестник. 2017. № 4 (154). С. 31–36.

16. Пат. 2647678 Российская Федерация, МПК Н 03 К 19/00, Н 02 Р 7/00. Частотно-фазовый компаратор / Бубнов А. В., Четверик А. Н. № 2017120667; заявл. 13.06.17; опубл. 16.03.18, Бюл. № 8.

БУБНОВ Алексей Владимирович, доктор технических наук, профессор (Россия), заведующий кафедрой «Электрическая техника».

SPIN-код: 5358-0661

AuthorID (РИНЦ): 250020

ORCID: 0000-0002-0604-3795

AuthorID (SCOPUS): 7004195241

ResearcherID: A-6669-2015

Адрес для переписки: bubnov-av@bk.ru

НИКОНОВ Александр Васильевич, доктор технических наук, профессор (Россия), заведующий кафедрой «Автоматизированные системы обработки информации и управления».

SPIN-код: 9722-8373

AuthorID (РИНЦ): 124080

ORCID: 0000-0002-9079-7038

AuthorID (SCOPUS): 7101714232

ResearcherID: B-3078-2016

ЧЕТВЕРИК Алина Наилевна, старший преподаватель кафедры «Электрическая техника».

SPIN-код: 2930-8935

AuthorID (РИНЦ): 688459

ORCID: 0000-0001-8470-9823

ResearcherID: O-4913-2017

Адрес для переписки: alina.an@mail.ru

КРЕЙДУНОВА Юлия Васильевна, инженер НИПИ «Нефтегазпроект», г. Тюмень.

Адрес для переписки: kreydunovay@gmail.com

Для цитирования

Бубнов А. В., Никонов А. В., Четверик А. Н., Крейдунова Ю. В. Улучшение динамики синхронно-синфазного электропривода в переходных режимах синхронизации и фазирования // Омский научный вестник. 2018. № 6 (162). С. 25–30. DOI: 10.25206/1813-8225-2018-162-25-30.

Статья поступила в редакцию 30.10.2018 г.

© А. В. Бубнов, А. В. Никонов, А. Н. Четверик, Ю. В. Крейдунова

УДК 621.311

DOI: 10.25206/1813-8225-2018-162-30-35

В. Н. ГОРЮНОВ
А. В. ДЕД
Е. П. ЖИЛЕНКО
Ю. П. ЛАВРИКОВ
П. С. СМИРНОВ

Омский государственный
 технический университет,
 г. Омск

АНАЛИЗ СВЕДЕНИЙ О ПОТЕРЯХ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В ФИЛИАЛАХ ПАО «МРСК СИБИРИ» ЗА ПЕРИОД С 2010 ПО 2017 ГОД

В статье представлены результаты анализа данных об отпуске электрической энергии в сеть и отпуске электрической энергии из сети основных филиалов сетевой компании ПАО «МРСК Сибири» по всем уровням напряжений. Определены средние значения показателей фактических потерь и сделана оценка уровня потерь электроэнергии основных филиалов ПАО «МРСК Сибири» на соответствие целевых показателей энергетической стратегии развития России до 2030 года.

Ключевые слова: потери электрической энергии, контроль качества электрической энергии, стратегия развития, отпуск электроэнергии.

В настоящее время состояние электрических сетей в России, по мнению значительного числа экспертов, приближается к критической степени износа. По результатам анализа состояния энергетического оборудования на объектах энергетики специалистами отмечается, что работоспособность и прочность энергосистем практически исчерпали свой запас, а электросетевой комплекс на 60–70 % основных фондов выработал свой срок службы [1]. Значительное изменение общего объема энергопотребления, а также появление в общей структуре нагрузок новых, мощных, с переменным графиком работы потребителей может приводить, при определенных условиях, к соответствующим техническим последствиям и, следовательно, убыткам для энергетических компаний. В связи с этим вопросы экономичности работы электрических сетей являются актуальными [2–9].

Уровень потерь электроэнергии в электрических сетях является одним из важнейших показа-

телей деятельности электросетевых компаний [10]. Рост данного показателя в перспективе может оказать непосредственное влияние на развитие экономики России, стран участников Таможенного союза и СНГ и других стран, где осуществлён переход методов управления экономик от централизованных к рыночным [11].

Энергетической стратегией России на период до 2030 года в сфере развития электросетевого комплекса ставится задача на повышение эффективности транспортировки электрической энергии путем снижения потерь электроэнергии в электрических сетях до уровня 8 % отпуска в сеть [12]:

- 2010–2015 гг. — не более 12 %;
- 2016–2020 гг. — не более 10 %;
- 2021–2030 гг. — не более 8 %.

В рамках выполнения необходимого и обязательного не реже одного раза в пять лет обновления действующей энергетической стратегии Правительством Российской Федерации было при-