Conditions. XIX IMEKO World Congr. Fundamental and Applied Metrology Sept. 6–11, 2009. Lisbon, Portugal. Lisbon, 2009. P. 876–881.

7. Application Notes. Power Electronic Measurements Ltd. Sept. 2002. URL: http://www.pemuk.com/.

8. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей: справ. кн. 3-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 488 с.: ил.

9. Анализ эффективности централизованной системы селективного контроля состояния изоляции 6–10 кВ в сетях с изолированной нейтралью / О. А. Глухов, Д. О. Глухов, Э. Н. Фоминич, А. В. Кильдияров, В. Д. Малинин // Технологии ЭМС. 2009. № 4. С. 26–31.

10. Глухов О. А., Глухов Д. О. Повышение достоверности обнаружения повреждений изоляции с большими переходными сопротивлениями в высоковольтных сетях с изолированной нейтралью // Изв. вузов. Сер. Проблемы энергетики. 2010. № 11–12. С. 56–83.

O. A. Glukhov, D. O. Glukhov
Volga State University of Technology

THE EXTERIOR MAGNETIC FIELDS INFLUENCE ON RESULTS OF CURRENT MEASUREMENTS BY ROGOWSKI COIL

The method of uncertainty estimation (assessment) of measuring current, associated with exterior conductor nearby the Rogowski coil are described. Relationships between the uncertainty and coil parameters and parameters of exterior conductor, are investigated. Results show that the measuring uncertainty increases with the decrease distance between conductors and essential, influence arise at the distance less than 5 diameters of measuring loop. Furthermore, it is found that the best form for Rogowski coil is wide plane strap (belt) as much as possible closely to conductor.

Rogowski coil, measuring ,current, magnetic field

УДК 621.314.263

И. А. Пименова, В. В. Глушаков, М. В. Пронин, А. Г. Воронцов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Разработка, моделирование и исследование транзисторного преобразователя для питания сети постоянного напряжения

Рассмотрено устройство с 12-пульсным выпрямителем и широтно-импульсным преобразователем (ШИП). Предложен алгоритм управления, позволяющий ограничить токи короткого замыкания для минимизации габаритов и стоимости оборудования. Разработаны модели преобразователя. Одна модель создана в Visual Studio по методологии расчета систем по взаимосвязанным подсистемам, другая – в MatLab-Simulink. Сравнение моделей по результатам расчетов и другим характеристикам показало существенное преимущество первой модели по затратам машинного времени.

Широтно-импульсный преобразователь, моделирование, система управления, аварийный режим работы, качество электроэнергии, затраты машинного времени

Мощные источники переменно-постоянного напряжения (ИПН) используются на электростанциях, электропоездах, судах, на предприятиях с непрерывным циклом производства и на других объектах. Они применяются в качестве основных, резервных и аварийных источников. Возможна реализация ИПН при использовании электромашинных или полупроводниковых преобразователей. Электромашинные агрегаты устойчивы к перегрузкам, имеют высокое качество выходных параметров и др. Однако они имеют низкий КПД, повышенные вибрации, их обслуживание трудоемко. В последнее время электромашинные агрегаты вытесняются статическими преобразовате-

лями [1]–[5]. Их применение позволяет улучшить массогабаритные характеристики оборудования, снизить трудоемкость обслуживания, но при этом возникают проблемы электромагнитной совместимости оборудования, обеспечения его устойчивости к коротким замыканиям.

В данной работе рассматривается ИПН с трехобмоточным трансформатором, 12-пульсным диодным выпрямителем и многотактным широтно-импульсный преобразователь (ШИП). Упрощенная схема ИПН представлена на рис. 1.

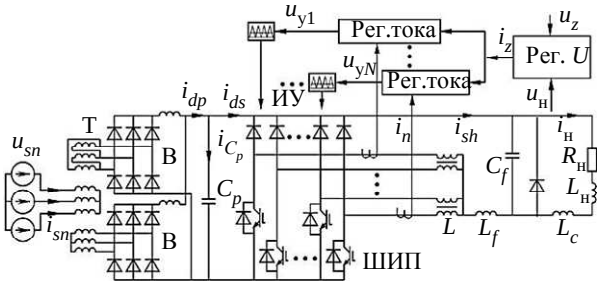


Рис. 1

Источник получает питание от трехфазной сети с напряжениями фаз u_{sn} (n = 1, 2, 3). В состав ИПН входит трансформатор Т, два трехфазных диодных выпрямителя В, *LC*-фильтр выпрямленного напряжения, транзисторный ШИП, выходной *LCL*-фильтр и система управления (СУ). Нагрузка представлена резистором $R_н$ и индуктивностью $L_н$. В СУ есть внешний контур регулирования напряжения нагрузки $u_н$, который формирует заданные токи ШИП i_z, и внутренние контуры регулирования токов, которые формируют напряжения управления транзисторами в ветвях ШИП u_{yN}. В соответствии с указанным построением системы регулирования для каждой параллельной ветви ШИП формируется одинаковое задание по току и при достаточно точном регулировании токов ветвей они распределяются между ветвями равномерно.

В ШИП импульсы управления транзисторами формируются в результате сравнения пилообразных опорных напряжений с напряжениями управления u_{yN}. Рассматриваемый ШИП является многотактным. В нем в параллельных ветвях, работающих с одним уравнительным дросселем, опорные напряжения взаимно сдвинуты по фазе на угол π. При этом указанные пары ветвей взаимно сдвинуты по фазе на угол, равный отношению π (на частоте ШИП) к количеству пар ветвей. В данном случае этот угол равен π/3. Рассматриваемая структура многотактного ШИП позволяет уменьшить пульсации выходного напряжения и обеспечить соответствие ИПН требованиям стандартов по качеству электроэнергии.

Для расчетов ИПН разработаны его компьютерные модели. Одна модель выполнена в среде Visual Studio по методологии расчета систем по взаимосвязанным подсистемам [6]. Согласно методологии, система разделяется на подсистемы, взаимосвязанные зависимыми источниками напряжения и тока. Подсистемы и их связи описываются алгебраическими и дифференциальными уравнениями, которые сводятся в единый алгоритм вычислений (рис. 2).

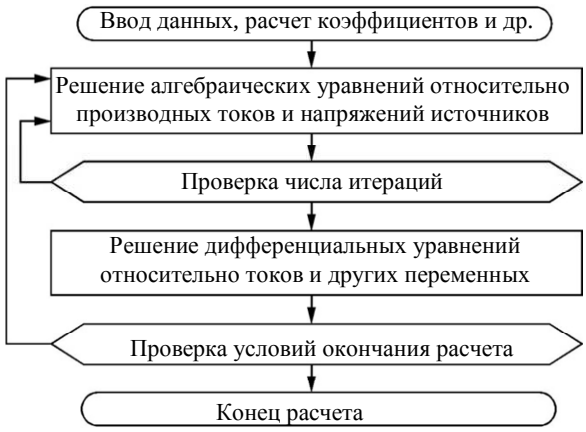


Рис. 2

В рассматриваемом случае первоначально СУ отделяется от силовой части и эти подсистемы связываются друг с другом сигналами датчиков и управляющих воздействий.

В СУ имеется внешний контур регулирования выходного напряжения. В нем на вход ПИ-регулятора поступает разница сигналов по заданному и фактическому выходному напряжению $u_z - u_н$. На выходе этого регулятора формируются заданные токи ветвей ШИП i_z, которые поступают в систему регулирования токов. В каждой ветви ШИП используется индивидуальный ПИ-регулятор. На входы этих регуляторов поступают сигналы разниц заданного и фактических токов $i_z - i_n$ (n – номер ветви ШИП). На выходах регуляторов тока формируются напряжения управления ветвей u_{yN}.

Далее преобразуется силовая схема установки рис. 1. В частности, напряжения первичной обмотки трансформатора приводятся ко вторичным обмоткам с учетом схем соединения фаз (индуктивности рассеяния отнесены ко вторичным обмоткам):

$$\left.\begin{aligned} u_{pt1n} &= u_{sn}/K_{tr}, \\ u_{pt21} &= \left(u_{pt11} - u_{pt13}\right)/\sqrt{3}, \\ u_{pt22} &= \left(u_{pt12} - u_{pt11}\right)/\sqrt{3}, \\ u_{pt23} &= \left(u_{pt13} - u_{pt12}\right)/\sqrt{3}, \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

где K_{tr} – коэффициент трансформации трансформатора Т.

При решении системы уравнений установки вычисляются производные токов вторичных обмоток трансформатора и токи. Токи приводятся к первичной обмотке по следующим формулам:

$$\left.\begin{aligned} i_{p1} &= \left[i_{pt11} + \left(i_{p21} - i_{p22}\right)/\sqrt{3}\right]/K_{tr}, \\ i_{p2} &= \left[i_{pt12} + \left(i_{p22} - i_{p23}\right)/\sqrt{3}\right]/K_{tr}, \\ i_{p3} &= \left[i_{pt13} + \left(i_{p23} - i_{p21}\right)/\sqrt{3}\right]/K_{tr}. \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

По формулам, аналогичным (2), к первичной обмотке приводятся и производные токов фаз.

Другое преобразование схемы – замена конденсатора C_p зависимым источником напряжения:

$$\left.\begin{aligned} u_{C_p} &= \frac{1}{C_p}\int i_{C_p}\,dt, \\ u_p &= u_{C_p} + R_{C_p} i_{C_p}, \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

где u_{C_p} – напряжение конденсатора C_p.

Далее источник u_p переносится в ветви схемы, которые сходятся в одном общем узле – в ветви с индуктивностями и в плечи ШИП. Это преобразование схемы отражено на рис. 3.

Выпрямленные токи диодных мостов и входной ток ШИП i_{ds} образуют источник i_{C_p}, воздействующий на фильтровой конденсатор в отдельной подсхеме, изображенной на рис. 3:

$$i_{C_p} = i_{dp} - i_{ds}, \quad (4)$$

где $i_{dp} = i_{dp1} + i_{dp2}$ – выпрямленный ток двухмостового диодного выпрямителя.

Следующее преобразование схемы – замена конденсатора C_f зависимым источником напряжения:

$$\left.\begin{aligned} u_{cf} &= \frac{1}{C_f}\int i_{C_f}\,dt, \\ u_{\text{н}} &= u_{C_f} + R_{C_f} i_{C_f}. \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

Далее источник напряжения $u_{\text{н}}$ переносится в ветви схемы, которые соединяются в общих узлах. При этом схема разделяется на подсхемы рис. 3.

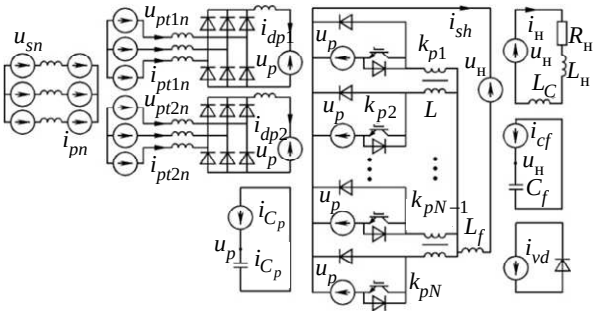


Рис. 3

Если напряжение конденсатора C_f положительно, то диод на выходе ШИП закрыт и подсхема с этим диодом отсутствует (рис. 3). Если напряжение конденсатора C_f достигает отрицательных значений, то диод на выходе ШИП открывается и в нем протекает разница токов нагрузки и ШИП $i_{\text{н}} - i_{sh}$. При этом ток и напряжение конденсатора C_f равны 0 и подсхема с диодом на выходе ШИП включается в комплекс подсхем, а подсхема с конденсатором C_f исключается (рис. 3).

Состояние диода определяется следующим условием:

$$\begin{aligned} &\text{если } u_{\text{н}} < 0, \text{ то } && kv = 1, \\ &\text{иначе} && kv = 0. \end{aligned} \quad (6)$$

В соответствии с условием (6) справедливо условие определения токов конденсатора C_f и диода:

$$\begin{aligned} &\text{если } kv = 1, \text{ то } i_{C_f} = 0, \quad i_{vd} = i_{\text{н}} - i_{sh}; \\ &\text{если } kv = 0, \text{ то } i_{vd} = 0, \quad i_{C_f} = i_{sh} - i_{\text{н}}. \end{aligned} \quad (7)$$

В подсхеме с ШИП состояния транзисторов и диодов определяются условиями вида

$$\left.\begin{aligned} &\text{если открыт транзистор, то } && k_{pN} = 1, \\ &\text{иначе} && k_{pN} = 0, \end{aligned}\right\} \quad (8)$$

где N – номер ветви ШИП.

Условие (8) позволяет заменить источники u_{C_p} и полупроводниковые элементы зависимыми источниками u_{pvN}:

$$u_{pvN} = k_{pN} u_p, \quad N = 1, 2, 3, \ldots . \quad (9)$$

При этом схема рис. 4, *а* преобразуется в схему рис. 4, *б*.

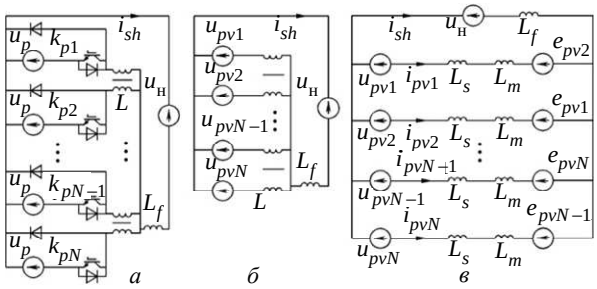
В рассматриваемых подсхемах используются уравнительные дроссели L, с помощью которых выравниваются токи в каждой паре ветвей ШИП. Каждый дроссель имеет две катушки, размещенные на одном сердечнике, то есть индуктивно

связанные. Каждая катушка имеет индуктивность рассеяния L_s и взаимную индуктивность L_m. Обмотки каждого дросселя включены в различные ветви ШИП. При этом токи, протекающие в одной ветви ШИП, наводят ЭДС в другой ветви. Эти ЭДС определяются формулами вида

$$e_{pvN} = -L_m \frac{di_{pvN\pm1}}{dt}, \quad n = 1,\ 2,\ 3,\ ..., \qquad (10)$$

где «+» – нечетные, «–» – четные ветви.

С учетом изложенного схема рис. 4, *б* преобразуется в схему рис. 4, *в*.



а *б* *в*

Рис. 4

Для схемы рис. 4, *в* справедливо уравнение для определения производных токов и токов в ветвях ШИП:

$$\frac{di_{pvN}}{dt} = \frac{1}{2(L_s + L_m)}\left(u_{pvN} - e_{pvN}\right). \qquad (11)$$

Токи ветвей ШИП распределяются между диодами и транзисторами:

$$\left.\begin{aligned} i_{pdN} &= k_{pN}\, i_{pvN}, \\ i_{ptN} &= (1 - kN)\, i_{pvN}. \end{aligned}\right\} \qquad (12)$$

Суммарный ток на выходе ШИП:

$$i_{sh} = \sum_{n=1}^{N} i_{pvN}. \qquad (13)$$

Для подсхем рис. 3 справедливо уравнение для определения производной тока и тока нагрузки:

$$\frac{di_н}{dt} = \frac{1}{(L_н + L_c)}\left(u_н - R_н i_н\right). \qquad (14)$$

Математическое описание диодного выпрямителя представлено в [6].

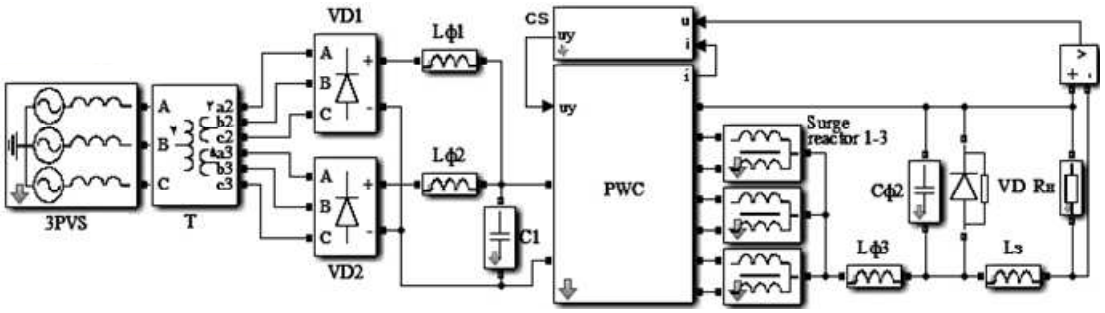


Рис. 5

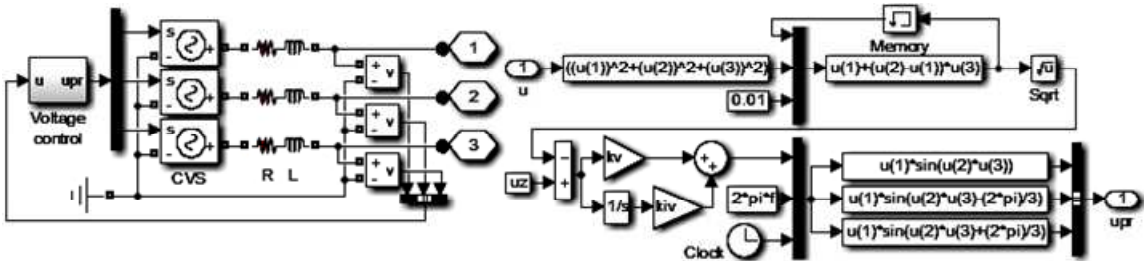
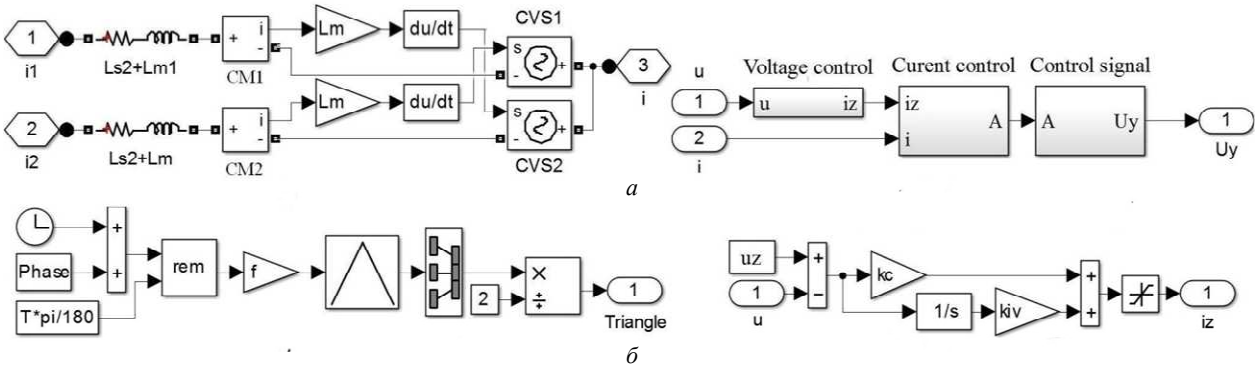


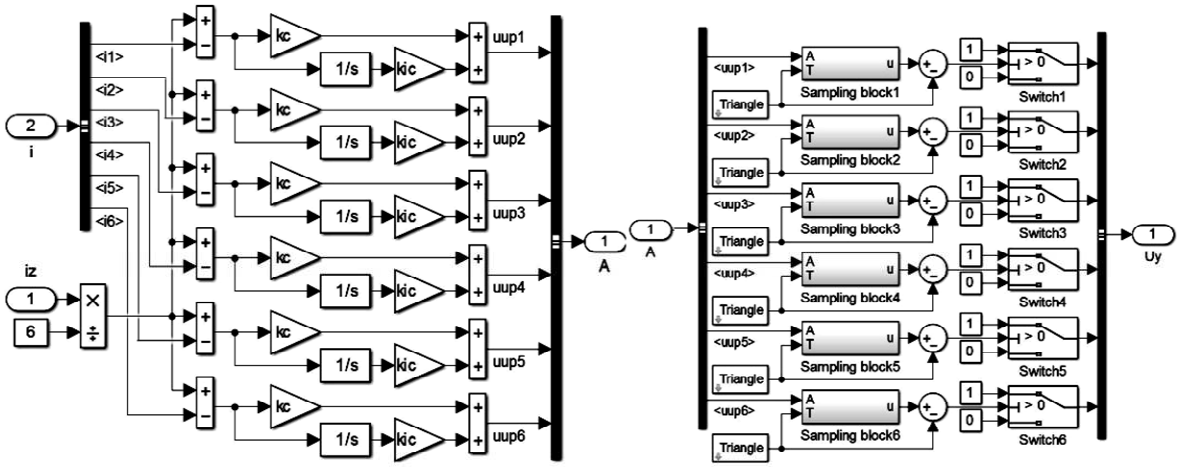
Рис. 6



а

б

Рис. 7



а *б*

Рис. 8

Также создана модель ИПН в MatLab-Simulink [7], [8], по схеме рис. 5. Модель содержит трехфазный источник напряжения (3PVS), трехобмоточный трансформатор (T), 2 диодных выпрямителя (VD_1 и VD_2), сглаживающий *LC*-фильтр выпрямленного напряжения ($L_{ф1}$, $L_{ф2}$ и C_1), ШИП (PWC) с уравнительными дросселями (Surge reactor 1–3), выходной *LC*-фильтр напряжения ($L_{ф3}$ и $C_{ф2}$) и защитные дроссель и диод ($L_з$ и VD), CS – СУ. Нагрузка представлена блоком $R_н$ (с заданием активного сопротивления и индуктивности). Параметры блока $R_н$ могут изменяться, что позволяет осуществлять анализ установившихся, переходных и аварийных режимов работы.

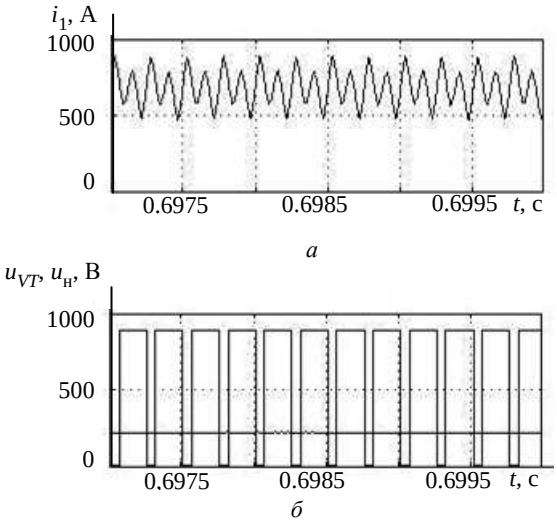
На рис. 6 представлены блок источника трехфазного синусоидального напряжения и его ПИ-регулятор напряжения.

На рис. 7, *а–г* представлены соответственно: модель уравнительного дросселя, блок системы управления, блок формирования опорного напряжения и регулятор выходного напряжения.

На рис. 8, *а*, *б* представлены: регуляторы токов (Current control) в ветвях ШИП и блок формирования импульсов управления транзисторами (Control signal).

Номинальный режим работы ИПН рассчитывался в двух рассматриваемых моделях при одних и тех же исходных данных: мощность трансформатора 1000 кВ · А, напряжение питающей сети 690 В, частота напряжения сети 200 Гц, мощность нагрузки 900 кВт, напряжение нагрузки 220 В, число плечей ШИП 6, частота ШИП 4000 Гц.

Результаты расчетов на двух моделях практически совпадают. Эти результаты приведены на рис. 9–12. В частности, на рис. 9, *а* показан ток одной ветви ШИП i_1, а на рис. *б* изображено напряжение транзистора u_{VT} и выходное напряжение ШИП $u_н$. Установившееся значение напряжения составляет 220 В. Установившееся значение тока диодного выпрямителя i_{VD} – 494,8 А, постоянная составляющая тока одной ветви ШИП i_1 – 685,1 А, выходного тока ШИП i_{sh} – 4091 А.



а

б

Рис. 9

На рис. 10 представлены результаты расчета процессов в ИПН при КЗ в нагрузке. В этом режиме СУ ограничивает выходной ток на уровне 120 %. По истечение заданного времени (на рис. 10 это время равно 30 мс, в реальном ИПН предполагается время порядка 10 с) нагрузка отключается путем блокировки импульсов управления транзисторов ШИП.

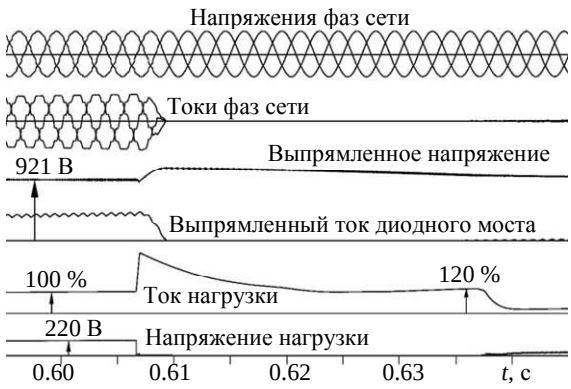


Рис. 10

Рассмотрены режимы работы ИПН при набросе 100 % нагрузки. Из рис. 11 видно, что при набросе такой нагрузки провал выходного напряжения ПЧ составляет 22 % и в течение некоторого времени устраняется системой управления.

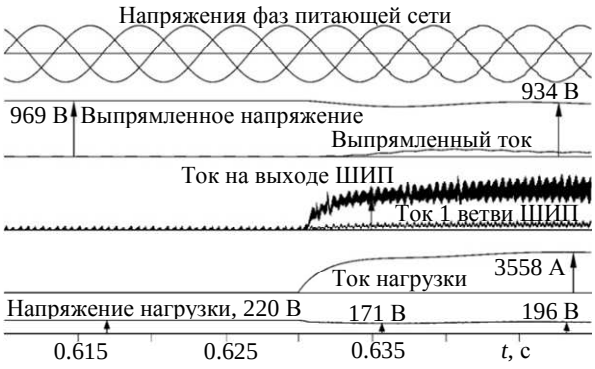


Рис. 11

Также рассмотрены режимы работы ИПН при сбросе 100 % нагрузки. Из рис. 12 видно, что при таком сбросе нагрузки бросок выходного напряжения составил 14 %.

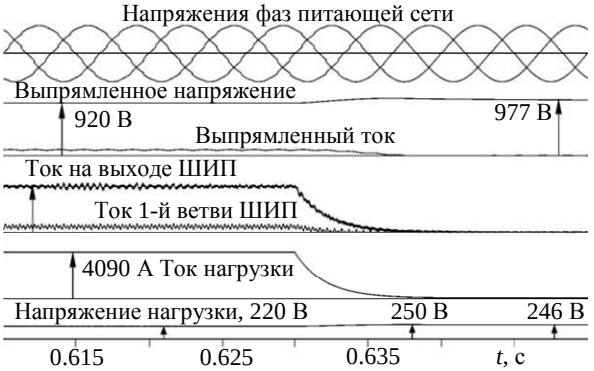


Рис. 12

В таблице приведены результаты расчетов ИПН на различных компьютерных моделях. В обеих моделях расчеты выполнены с одинаковым фиксированным шагом (Fixed-step) 0.2 мкс. Время расчета составило 0.7 с. Время компиляции не учитывалось. Расчеты выполнялись по откомпилированным программам (Release). В Simulink режим Accelerator не позволил сократить затраты машинного времени, поэтому не использовался. В модели, построенной по методологии расчетов по подсистемам, в файл результатов записывались напряжения и токи всех основных элементов схемы. В модели в среде MatLab-Simulink использовались 2 осциллографа и в файл результатов записывались переменные. Расчеты проводились на одном компьютере.

Параметры сравнения	MatLab-Simulink	Visual Studio
Напряжение фазы сети, В	398.3	398.3
Ток фазы питающей сети, А	795.8	779.3
Выпрямленное напряжение, В	919.5	921.4
Выходной ток ШИП, А	4091	4090.8
Напряжение в нагрузке, В	220	220
Размах пульсаций напряжения нагрузки, %	Менее 1	1.2
Мощность нагрузки, Вт	900	899.9
Машинное время расчета, с	455	21

Как видно из таблицы, результаты расчетов ИПН на различных моделях практически совпадают. Однако для расчета на модели в MatLab-Simulink требуется в 22 раза больше машинного времени, чем на модели, построенной по методологии моделирования систем по взаимосвязанным подсистемам. Полученный результат имеет следующее объяснение. При моделировании систем по взаимосвязанным подсистемам используется замена полупроводниковых элементов идеальными ключами. Это позволяет сократить количество уравнений, решаемых на каждом шаге расчета по времени. Использование идеальных ключей позволяет также снизить «жесткость» систем построения выполнять расчеты без дробления шага. Существенное влияние на результат имеет также то, что при математическом описании системы уравнений подсхем приводятся аналитически к явному виду относительно искомых переменных. Полученные соотношения затрат машинного времени при расчетах на различных моделях согласуются также с результатами исследований других авторов.

Расчеты и исследования ИПН выполнены и для других режимов работы (изменение тока нагрузки в широком диапазоне, пробой диода выпрямителя, КЗ на выходе диодного выпрямитель-

ного моста, КЗ в других цепях электрической схемы). Выполненные расчеты и исследования позволяют сделать вывод, что силовая схема ИПН соответствует основным предъявляемым требованиям. В ней обеспечивается гальваническая развязка цепей питания и нагрузки через трансформатор. Диодный 12-пульсный выпрямитель позволяет улучшить гармонический состав токов первичной обмотки трансформатора и уменьшить токовую нагрузку конденсатора в цепи выпрямленного напряжения. Многотактный ШИП обеспечивает высокое качество выходного напряжения (из таблицы видно, что размах пульсаций выходного напряжения незначителен). При этом в ШИП используется минимальное количество уравнительных дросселей (3 дросселя для 6-тактной схемы). Структура СУ позволяет ограничить токи КЗ на заданном уровне в течение заданного времени. Перечисленные мероприятия позволяют минимизировать габариты и стоимость оборудования ИПН.

Выводы:

1. На моделях выполнены расчеты и исследования различных режимов работы ИПН, которые подтверждают правильность технических решений по силовой схеме и алгоритму управления.

2. Предложенная структура системы управления ИПН позволяет ограничить токи короткого замыкания на выходе на заданном уровне, например 120 %, в течение заданного времени, например 10 с. Это позволяет минимизировать габариты оборудования и обеспечить селективную работу системы защиты питаемой сети постоянного напряжения.

3. Для расчета различных режимов работы разработаны его компьютерные модели по методологии моделирования систем по взаимосвязанным подсистемам, а также в MatLab-Simulink.

4. Выполнено сравнение разработанных моделей по точности вычислений и затратам машинного времени на расчеты. Модель, построенная в MatLab-Simulink, работает в 22 раза медленнее.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. De Kooning J. D. M. Online Estimation of the Power Coefficient versus Tip-Speed Ratio Curve of Wind Turbines // IECON-2013. Vienna, Austria, Nov. 10–13, 2013. P. 1790–1795.

2. Centralized Stabilizer for Marine DC Microgrid / M. K. Zadeh, B. Zahedi, M. Molinas, L. E. Norum // IECON-2013. Vienna, Austria, Nov. 10–13, 2013. P. 3357–3361.

3. Averaged Modeling and Control of a Single-Phase Grid-Connected Two-Stage Inverter for Battery Application / H. Dong-Yub, L. Chang-Soon, K. Rae-Young, H. Dong-Seok // IECON-2013. Vienna, Austria, Nov. 10–13, 2013. P. 487–492.

4. MPC Algorithms for Parallel MultiCell Converters / E. Solano, A. Llor, T. Meynard, M. Fadel, G. Gateau, M. Rivera // IECON-2013. Vienna, Austria, Nov. 10–13, 2013. P. 1047–1053.

5. Мамутов А. Р., Пронин М. В., Воронцов А. Г. Моделирование обратимого статического многотактного преобразователя переменно-постоянного напряжения // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2013. № 10. С. 55–58.

6. Пронин М. В. Электромеханотронные системы. Создание на основе комплекса уточненных быстродействующих моделей. LAP LAMBERT Academic Publishing, 2011. 224 с.

7. Черных И. В. Моделирование электротехнических устройств в Matlab, SimPowerSystems и Simulink. М.: ДМК Пресс, 2014. 288 с.

8. Кузин М. Е. Особенности моделирования электрических систем в SIMULINk и методами их расчета по взаимосвязанным подсистемам / Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2011. № 7. С. 88–96.

I. A. Pimenova, V. V. Glushakov, M. V. Pronin, A. G. Vorontsov
Saint Petersburg state electrotechnical university «LETI»

DEVELOPMENT, MODELING AND TEST TRANSISTOR CONVERTER FOR MAINS OF DC VOLTAGE

We examine the device with 12-pulses rectifier and the pulse-width DC-DC converter (PWC). This work proposes algorithm of control allowing to limit currents of short circuit in order to minimize dimensions and equipment costs. We developed computer models of frequency converter based on the methodology of modeling systems of interconnected subsystems and in MatLab-Simulink. The models are compared by the results of calculations and the expenses for computer calculations time.

Pulse-width converter, modeling, control system, power quality, emergency mode, expense of machine time