

5. Абдулхаков И. Ю. Повышение помехоустойчивости транзисторных генераторов с инверторами напряжения при сильной магнитной связи индукционных систем // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2018. № 1. С. 55–62.

6. Основы теоретической электротехники: учеб. пособие для вузов / Ю. А. Бычков, В. М. Золотницкий, Э. П. Чернышев, А. Н. Белянин. СПб.: Лань, 2009. 592 с.

7. Бердников Д. Измерение индуктивности рассеяния в трансформаторах импульсных преобразователей с помощью LRC-метра // Совр. электроника. 2008. № 8. С. 58–61.

8. Слухоцкий А. Е., Рыскин С. Е. Индукторы для индукционного нагрева. Л.: Энергия, 1974. 264 с.

I. Yu. Abdulkhakov, S. V. Dzljev
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

STUDY OF THE MAGNETIC COUPLING OF TWO CLOSELY LOCATED INDUCTORS DURING HEATING OF STEEL BILLETS

The advantages of modular induction systems in problems of group heating with individual power posts are given. The magnetic coupling of two closely spaced spiral inductors is considered when heating a cylindrical part. A computer model has been developed that makes it possible to evaluate the magnetic coupling of inductors at their different locations, both relative to each other and relative to the workpiece itself. To quantify the degree of magnetic coupling, a dimensionless coupling coefficient is used. A comparison of the magnetic coupling of inductors with magnetic and nonmagnetic blanks is given. A direct dependence of the coupling coefficient on the scattering flux between the inductors and the workpiece is shown. The article describes several ways to reduce the magnetic coupling of inductors, which consist in using a counterthread, a short-circuited coil and magnetic circuits of various geometries. Quantitative assessment of the decrease in magnetic coupling in the application of each of the above methods.

Group high-frequency heating, magnetically coupled inductors, interference to the power supply from the load side, modular induction systems

УДК 621.314.263

М. В. Пронин, А. С. Григорян
ПАО «Силовые машины»

А. Г. Воронцов
ООО «НПЦ СЭС»

Г. И. Прокофьев
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Анализ структур источника напряжения с мощным многотактным ШИП на модулях IGBT

Рассмотрены структуры низковольтных источников напряжения с многотактными ШИП на модулях IGBT, дросселями и фильтрами на входе и выходе. Построены модели систем, выполнен анализ режимов работы. Отмечены особенности этих установок при работе в установившихся режимах холостого хода и нагрузки, а также в переходных режимах при набросе и сбросе нагрузки. Для обеспечения требуемых характеристик источника при работе на холостом ходу и ограничения перенапряжений в переходных режимах работы рекомендована структура ШИП, в которой передача энергии осуществляется не только от входа к выходу ШИП, но и в обратном направлении, рекомендовано применение защитных цепей с чопперами и резисторами на входе и выходе ШИП. Указана возможность снижения стоимости оборудования при выполнении только части параллельно включенных ветвей ШИП двунаправленными. Рекомендовано также повышение частоты опорных напряжений ШИП с одновременным уменьшением индуктивностей дросселей.

Широтно-импульсный преобразователь, многотактный, перенапряжение, рекуперация энергии, моделирование, расчет, затраты машинного времени

Источники напряжения с широтно-импульсными преобразователями (ШИП) используются

во многих областях техники – в системах возбуждения электрических машин [1]–[5], в обратимых

преобразователях [6], в сверхпроводящих индуктивных накопителях энергии [7], в качестве устройств питания электросетей постоянного напряжения [8], в солнечной энергетике, в ветро-электрических установках. При большой мощности источника и низком напряжении необходимо использовать параллельное соединение полупроводниковых приборов. Распределение нагрузки между параллельно включенными приборами и ограничение уравнивающих токов обеспечивается дросселями, повышением частоты переключения транзисторов, а также средствами регулирования. Использование дросселей приводит к значительному ухудшению массогабаритных характеристик преобразователей. Повышение частоты переключения транзисторов приводит к увеличению потерь энергии в IGBT-модулях. Существуют также другие особенности систем, влияющие на структуру, параметры и характеристики установок (требования по качеству напряжения в установившихся режимах работы, по провалам и всплескам напряжения при скачкообразных изменениях нагрузки, и др.).

При разработке преобразователей с многотактными ШИМ для выбора эффективных технических решений необходим анализ систем, оптимизация структуры и параметров преобразователей по многим критериям (габариты, масса, КПД, качество электроэнергии, стоимость, доступность комплектующих, возможности производства, наличие опыта, заказчиков, конкурентов и др.). В данной статье анализируется преобразователь, схема которого представлена на рис. 1. Преобразователь содержит многотактный ШИП и предназначен для питания электросети постоянного напряжения.

Рассматриваемая установка содержит диодный выпрямитель, который питается от трехфазного источника напряжения $\approx u$. В фазах выпрямителя имеются дроссели L_k . В цепи выпрямленного тока имеется дроссель L_d . Для преобразования постоянного напряжения используется многотактный ШИП, в ветвях которого установлены чопперы. На входе ШИП используется конденсатор C_1 . На выходе ШИП в ветвях использованы три уравнивающих

дросселя L_y . Каждая пара ветвей ШИП электромагнитно связана указанными дросселями. На выходе ШИП использован LCL -фильтр (содержащий дроссели L_1 и L_2 и конденсатор C_2 , зашунтированный диодом D) для обеспечения требуемого качества напряжения нагрузки. К выходу ШИП подключен резистор R . Нагрузка с индуктивностью L_n и активным сопротивлением R_n подключается к источнику коммутационным аппаратом K_n .

В схеме рис. 1 импульсы управления транзисторами формируются в результате сравнения однополярных опорных пилообразных напряжений с напряжениями управления в каждой ветви ШИП. При этом для минимизации искажений напряжений и токов на входе и выходе ШИП обеспечивается многотактный режим работы транзисторного преобразователя. Эта задача решается формированием пилообразных опорных напряжений со сдвигом по фазе на угол, равный отношению 2π к количеству параллельно работающих ветвей ШИП. При этом ветви ШИП, подключенные к одному уравнивающему дросселю работают с пилообразными напряжениями, взаимно сдвинутыми по фазе на угол π .

При указанном управлении гармонический состав напряжения на выходе каждой ветви ШИП существенно зависит от соотношения напряжений на входе и выходе ШИП. Под действием гармоник напряжения в ШИП возникают гармоники токов. Часть гармоник токов ограничивается взаимными индуктивностями полуобмоток уравнивающих дросселей. Другая часть гармоник токов ограничивается малыми индуктивностями рассеяния дросселей. Третья часть гармоник токов ограничивается индуктивностями рассеяния дросселей и индуктивностью L_1 выходного дросселя. Анализ системы рис. 1 показывает, что индуктивности рассеяния уравнивающих дросселей обычно невелики и требуется значительное увеличение массы и габаритов дросселей для увеличения индуктивностей и существенного ограничения пульсаций токов. В связи с указанным для ограничения пульсаций токов в ветвях ШИП целесообразно использовать индивидуальные дроссели, как указано в расчетной схеме рис. 2.

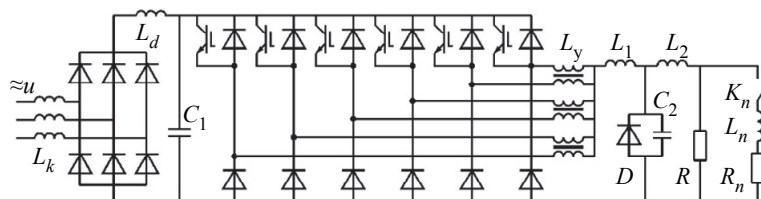


Рис. 1

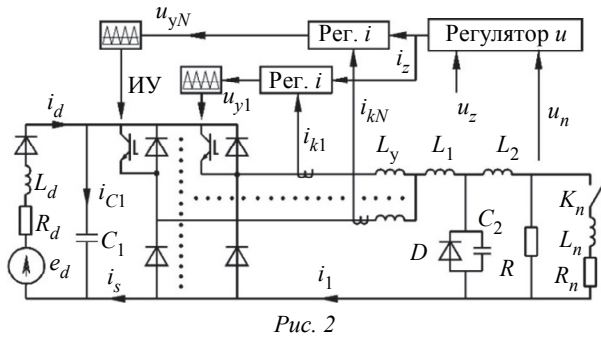


Рис. 2

В схеме рис. 2 источник питания и диодный мост представлены упрощенно – диодом, источником постоянного напряжения e_d и активным сопротивлением R_d , учитывающим индуктивности в фазах. Для обеспечения переключения транзисторов на входе ШИП использован конденсатор C_1 . На выходе ШИП использован LCL -фильтр, содержащий дроссели L_1 и L_2 и конденсатор C_2 , зашунтированный диодом D . Нагрузка имеет активное сопротивление R_n и индуктивность L_n . Для подключения нагрузки к ШИП использован выключатель K_n . ШИП имеет N параллельно включенных однотактных транзисторных ветвей с индуктивностями L_y . Номера ветвей обозначены переменной n . Ветви ШИП работают со смещением опорных напряжений по фазе на угол $2\pi/N$.

Установка содержит систему управления (СУ). На входы СУ на ПИ-регулятор напряжения нагрузки поступают сигналы по заданному u_z и фактическому u_n напряжениям. На выходе этого регулятора формируется сигнал по заданным токам ветвей ШИП i_z . Этот сигнал поступает на входы ПИ-регуляторов токов в каждой ветви ШИП. На другие входы этих регуляторов поступают сигналы по фактическим токам ветвей i_{k1}, \dots, i_{kN} . На выходах регуляторов токов формируются напряжения управления транзисторами u_{yn} ($n = 1, 2, \dots, N$). Эти напряжения поступают в блоки сравнения с пилообразными опорными напряжениями, в которых формируются импульсы управления транзисторами ИУ.

Задачи анализа процессов в системе заключаются в оценке работоспособности установки в различных режимах (при нагрузке и холостом ходе), в том числе в оценке перенапряжений, возникающих при размыкании ключа K_n при прерывании тока в наиболее мощной нагрузке.

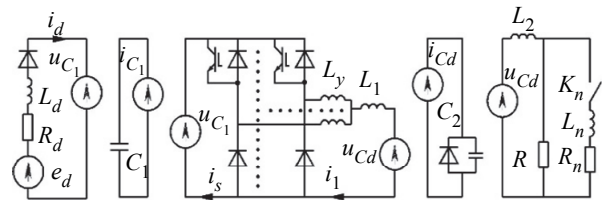


Рис. 3

Для исследования процессов в установке с многотактным ШИП разработана модель при разделении силовой части системы на взаимосвязанные подсистемы, изображенные на рис. 3.

Одно из преобразований схемы основано на замене емкости C_1 зависимым источником напряжения

$$u_{C1} = \frac{1}{C_1} \int i_1 dt. \quad (1)$$

Источник u_{C1} переносится в другие ветви схемы, которые соединяются в общем узле. В этом узле ток конденсатора определяется током источника питания i_d и входным током ШИП i_s

$$i_{C1} = i_d - i_s. \quad (2)$$

Другое преобразование схемы основано на замене емкости C_2 источником напряжения

$$u_{C2} = \frac{1}{C_2} \int i_{C2} dt. \quad (3)$$

Источник u_{C2} переносится в другие ветви схемы, которые соединяются в общем узле. В этом узле суммарный ток конденсатора и диода i_{Cd} определяется током на выходе ШИП i_1 (в индуктивности L_1), током диода i_{d2} и током i_2 (в индуктивности L_2)

$$i_{Cd} = i_1 - i_2. \quad (4)$$

Диод открывается (функция k_d) по следующему условию:

$$k_d = 0, \text{ если } u_{C2} < 0, \text{ то } k_1 = 0. \quad (5)$$

Токи в конденсаторе C_2 и в шунтирующем его диоде D

$$i_{d2} = k_d i_{Cd}, \quad i_{C2} = i_{Cd} + i_{d2}. \quad (6)$$

В транзисторной подсхеме рис. 3 источник u_{C1} переносится в плечи ШИП и подсхема преобразуется к виду рис. 4, а). В каждой паре плеч ШИП с транзистором и диодами состояние элементов описывается функцией k_n , принимающей значение 1 (транзистор открыт) или 0 (транзистор закрыт). Это позволяет в каждом канале ШИП заменить пары плеч эквивалентным элементом e_{kn} :

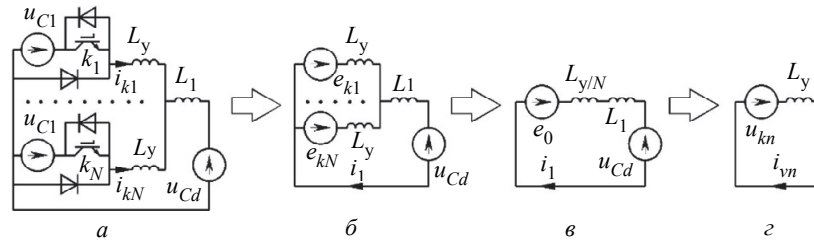


Рис. 4

$$\left. \begin{aligned} \text{если } k_{kn} > 0, \text{ то } e_{kn} = k_n u_{C1}, \\ \text{иначе } e_{kn} = u_{C1}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

В результате преобразований образуется под-схема рис. 4, б. В ней определяются ЭДС нулевой последовательности e_0 и напряжения ветвей ШИП u_{kn} без этих ЭДС:

$$\left. \begin{aligned} e_0 = \frac{L_y}{N} \sum_{n=1}^N e_{kn}, \\ u_{kn} = e_{kn} - e_0. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Преобразование (8) позволяет перейти к под-схемам рис. 4, в и г.

В подсхеме рис. 4, в определяется производ-ная тока в индуктивности L_1

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L_1 + L_y/N} (e_0 - u_{Cd}). \quad (9)$$

В подсхеме рис. 4, г определяются составля-ющие производных токов ветвей ШИП без учета ЭДС нулевой последовательности:

$$\frac{di_{vn}}{dt} = u_{kn}/L_y. \quad (10)$$

Производные токов в ветвях ШИП

$$\frac{di_{kn}}{dt} = \frac{di_{vn}}{dt} + \frac{1}{N} \frac{di_1}{dt}. \quad (11)$$

Токи в транзисторах i_{tn} , в обратных диодах $i_{do n}$ и в диодах противоположных плеч ШИП i_{dn} :

$$\left. \begin{aligned} \text{если } k_{kn} > 0, \text{ то } i_{tn} = k_n i_{kn}, \\ i_{do n} = 0, i_{dn} = (1 - k_n) i_{kn}, \\ \text{иначе } i_{tn} = 0, i_{do n} = -i_{kn}, i_{dn} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Входной ток ШИП

$$i_s = \sum_{n=1}^N (i_{tn} - i_{do n}). \quad (13)$$

Ток источника питания определяется из урав-нения

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (e_d - R_d i_d - u_{C1}), \\ \text{если } i_d < 0, \text{ то } i_d = 0. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Токи в индуктивности L_2 и в нагрузке R_n определяются из уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_2} (u_{Cd} - R i_r), \\ \frac{di_n}{dt} = \frac{1}{L_n + L_{st}} (R i_r - R_n i_n + L_{st} \frac{di_n}{dt}), \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

где L_{st} – стабилизирующая индуктивность (исполь-зуется при малых L_n и больших значениях R) [9].

Ток в нагрузке R

$$i_r = i_2 - i_n. \quad (16)$$

Коммутационный аппарат K_n представлен регу-лируемым источником напряжения, зависимым от тока [9]. Максимальное значение напряжения элек-трической дуги ограничивается величиной $u_{k \max}$.

Эффективность работы микропроцессорных систем управления (МПСУ) в значительной сте-пени определяется алгоритмами измерения и об-работки регулируемых параметров. Обычно цикл работы МПСУ связывается с периодом или поло-виной периода опорных напряжений. На этом интервале времени производятся измерения па-раметров, их обработка и формируются управля-ющие воздействия. Если токи ветвей ШИП изме-рять однократно на периоде T_o , то измеренные значения существенно различны и их нецелесооб-разно использовать в качестве входных величин регуляторов токов. По этой причине выполняются несколько измерений токов в каждой ветви ШИП на периоде опорных напряжений. Измеренные значе-ния токов усредняются для каждой ветви.

В соответствии с приведенным математическим описанием установки с многотактным ШИП и нагрузками (см. рис. 2) разработана компьютерная модель, на которой выполнен ряд исследований.

При расчетах использованы следующие параметры установки: эквивалентная ЭДС источника питания $e_d = 700$ В, активное сопротивление $R_d = 0.035$ Ом, индуктивность $L_d = 220$ мкГн. Количество параллельно включенных ветвей многотактного ШИП равно 6. Емкость конденсаторов на входе ШИП $C_1 = 6000$ мкФ, на выходе $C_2 = 5500$ мкФ. Индуктивности $L_y = 50$ мкГн; $L_1 = 20$ мкГн; $L_2 = 5$ мкГн, $L_n = 4.5$ мкГн. Активные сопротивления $R_1 = 0.076$ мОм, $R = 800$ Ом. Номинальное напряжение нагрузки 240 В, номинальный ток нагрузки 5000 А, номинальная мощность нагрузки 1200 кВт. Предельное напряжение электрической дуги коммутационного аппарата 1100 В. Частота импульсов управления ШИП 6 кГц. Минимальное и максимальное напряжения управления ШИП 4 и 96 % соответственно. Шаг расчета по времени 7 нс, шаг записи результатов расчетов 1 мкс. Ограничения заданного тока в ветвях ШИП

сверху 6000/6 А, снизу $-1500/6$ А. Результаты расчета установившегося номинального режима работы установки представлены на рис. 5; результаты анализа параметров системы в рассматриваемом режиме работы – в табл. 1, а тока в 1 ветви ШИП – в табл. 2. На диаграмме изображены напряжения и токи в рассматриваемой установке, указан период опорных напряжений $T_0 = 166.7$ мкс.

Анализ характеристик установки показывает, что пульсации токов ветвей ШИП значительны, что обусловлено небольшими индуктивностями ветвей ШИП и значительным соотношением напряжений источника питания и нагрузки. При этом напряжения и токи на входе и выходе ШИП имеют незначительные искажения, режим работы системы устойчив. Из результатов расчета следует отметить небольшое отличие фактических мощности и тока нагрузки от заданных значений, а также малый небаланс мощности (0.03 % от мощности на выходе ШИП). Это отражает малую погрешность вычислений. В рассматриваемом случае точность вычислений обусловлена в основном малым шагом расчета по времени.

Для оценки работоспособности установки необходим анализ электромагнитных процессов в переходных режимах работы, а также в характерных установившихся режимах, например на холостом ходу. На рис. 6 представлены результаты расчета электромагнитных процессов в переходных режимах работы. Обозначения кривых на диаграмме соответствуют рис. 1. Длительность рассчитанного интервала 0.25 с. В начале процесса установка работает на холостом ходу. Конденсатор C_1 заряжен до 700 В, а конденсатор C_2 – до 200 В. При включении ШИП и небольшого переходного процесса устанавливается напряжение на выходе 257 В. Этот уровень напряжения выше заданного значения 240 В, что обусловлено отсутствием в схеме устройств для сброса энергии конденсаторов. Через 0.07 с от начала процесса аппаратом k_n к выходу ШИП подключается номинальная нагрузка. Она отбирает у конденсатора C_2 часть энергии. В напряжении нагрузки наблюдается провал, значительный, но кратковременный. Затем система регулирования устанавливает напряжение нагрузки на заданном уровне 240 В. При этом ток нагрузки номинальный $i_n = 5000$ А. В момент времени 0.18 с (от начала процесса) аппарат k_n отключает нагрузку. Ток нагрузки ограничивается электрической дугой и сравнительно быстро спадает до 0. Соответственно, спадает до 0 и ток источника питания i_d . Вследствие отключения нагрузки и отсутствия в системе

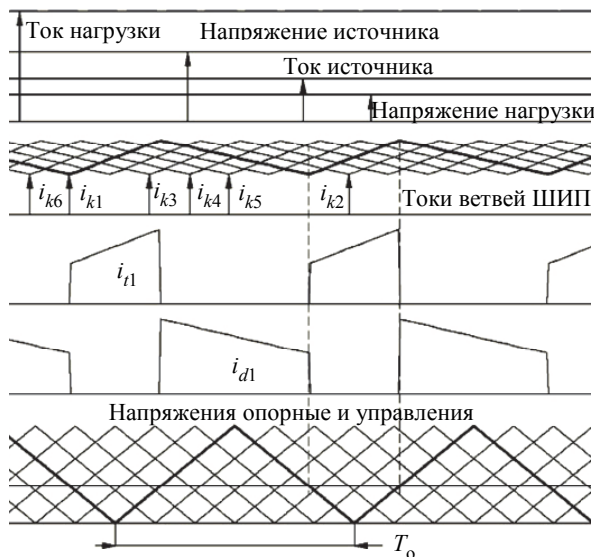


Рис. 5

Таблица 1

Параметр	Значение
Ток источника, А	1900.82
Напряжение конденсатора C_1 , В	633.87
Ток нагрузки, А	5001.83
Напряжение нагрузки, В	240.1
Напряжение управления 1, о. е.	0.379
Мощность нагрузки, кВт	1200.879
Небаланс мощностей, кВт	0.379
Ток 1 ветви ШИП, А:	
действующее значение	833.807
максимальное значение	1077.429
минимальное значение	590.191

Таблица 2

Частота, Гц	Действующее значение, А	Фаза, ...°
6000	140.647	0.7088
12 000	26.305	1.4167
18 000	6.825	-177.90
24 000	9.362	-177.20

рис. 1 устройство поглощения энергии та энергия, которая накоплена в электромагнитном поле дросселей, перемещается в конденсаторы. На конденсаторе C_1 напряжение возрастает до 933 В, затем устанавливается на уровне 730 В. На конденсаторе C_2 напряжение возрастает до 599 В.

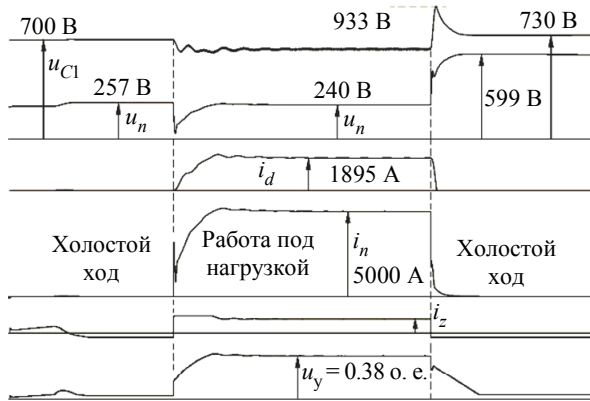


Рис. 6

Устранить указанные недостатки системы с ШИП можно при построении преобразователя по схеме рис. 7 и при изменении некоторых параметров элементов. В этом варианте системы ШИП выполняется двунаправленным, т. е. он позволяет передавать энергию от источника питания в нагрузку и обратно. Конденсаторы зашунтированы защитными цепями, содержащими чопперы и защитные резисторы R и R_z . Индуктивность в цепи источника питания L_d уменьшена до 30 мкГн, индуктивность L_1 – исключена (для уменьшения запаса энергии). Индуктивности в ветвях ШИП L_y увеличены до 150 мкГн (для уменьшения размаха пульсаций токов).

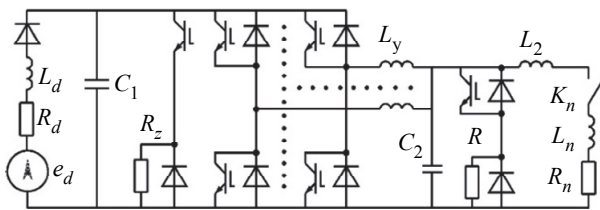


Рис. 7

Модель установки рис. 7 построена аналогично модели системы рис. 2 с небольшими изменениями. В частности, в каждом канале ШИП замена плеч ШИП эквивалентным источником напряжения e_{kn} осуществляется не по (7), а по следующей формуле:

$$e_{kn} = k_n u_{C1}. \quad (17)$$

Токи в верхних плечах ветвей ШИП

$$i_{un} = k_n i_{kn}. \quad (18)$$

Токи в транзисторах i_{tn} и в обратных диодах i_{dn} верхних плеч ШИП

$$\left. \begin{aligned} &\text{если } i_{un} > 0, \text{ то } i_{tn} = i_{un}, i_{dn} = 0, \\ &\text{иначе } i_{tn} = 0, i_{dn} = -i_{un}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Результаты расчета процесса включения ШИП, наброса номинальной нагрузки, последующего сброса нагрузки и работы на холостом ходу представлены на рис. 8. При расчетах приняты указанные ранее параметры системы. Для чоппера, шунтирующего конденсатор C_1 , уставка срабатывания по напряжению принята равной 750 В. Для чоппера, шунтирующего конденсатор C_2 , – 270 В.

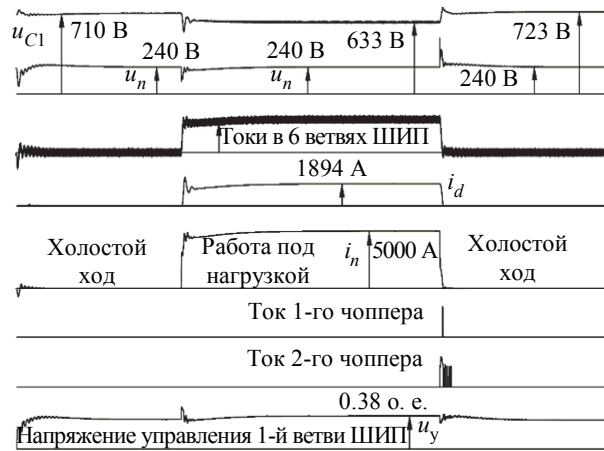


Рис. 8

Как видно из рис. 8, пульсации токов в ветвях ШИП сравнительно невелики, перенапряжения элементов в основном допустимы. Наибольшее перенапряжение на выходе ШИП наблюдается при отключении нагрузки коммутационным аппаратом, но действие этого перенапряжения кратковременно. Напряжение на выходе источника поддерживается приблизительно равным заданию во всех режимах работы, в том числе на холостом ходу.

Следует отметить, что с целью снижения стоимости ШИП схема рис. 7 может быть упрощена – параллельно включенные ветви ШИП частично могут быть выполнены двунаправленными, частично – однонаправленными.

Описанные модели источника постоянного напряжения с многотактными ШИП построены по методологии расчета систем по взаимосвязанным подсистемам, что позволяет обеспечить минимальные затраты машинного времени на расчеты электромагнитных процессов на ЭВМ [9]. В соответствии с указанной методологией, система уравнений рассматриваемых устройств с ШИП (1)–(19) решается в цикле вычислений, который содержит внутренний итерационный цикл расчета и внешний цикл интегрирования дифференци-

альных уравнений. В итерационном цикле вычисляются параметры зависимых источников напряжения и тока, через которые осуществляется связь подсхем (при фиксированных моментах времени). В цикле интегрирования определяются изменения токов, напряжений и других переменных во времени параметров. После каждого цикла интегрирования повторяется итерационный цикл расчета.

Выводы:

1. В низковольтных источниках напряжения с многотактными ШИП на модулях IGBT и с LC-фильтрами на входе и выходе для равномерного распределения нагрузки между параллельно включенными ветвями ШИП целесообразно применение индивидуальных дросселей в ветвях.

2. В источниках по п. 1 для уменьшения перенапряжений в переходных режимах работы целе-

сообразно снижать запас энергии в источнике с помощью уменьшения индуктивностей дросселей при одновременном повышении частоты опорных напряжений ШИП.

3. В источниках по п. 1 для обеспечения управляемости в режиме холостого хода и уменьшения перенапряжений в переходных режимах работы в структуре ШИП рекомендуется предусмотреть возможность возврата энергии с выхода на вход. При этом конденсаторы на входе и выходе ШИП целесообразно шунтировать защитными цепями с чопперами и резисторами.

В источниках по п. 3 с целью сокращения стоимости оборудования часть параллельно включенных ветвей ШИП могут быть выполнены двунаправленными, другие – однонаправленными.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Моделирование и исследование транзисторной системы самовозбуждения синхронного генератора / М. В. Пронин, А. Г. Воронцов, В. Ю. Шелюх, И. А. Пименова, А. С. Григорян // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2015. № 10. С. 50–56.

2. Системы самовозбуждения синхронного генератора с двухполярным и однополярным ШИП / М. В. Пронин, А. Г. Воронцов, В. В. Глушаков, И. А. Пименова, А. С. Григорян // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2016. № 1. С. 46–51.

3. Модель синхронной машины с транзисторным возбудителем для анализа нормальных режимов, внешних и витковых замыканий / М. В. Пронин, А. Г. Воронцов, А. С. Григорян, И. А. Пименова // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2016. № 6. С. 61–68.

4. Self-excitation systems of a synchronous generator with a bipolar and unipolar PWM DC-DC converters / A. Grigoryan, I. Pimenova, M. Pronin, V. Shelyuh // EPE-2016, 5–9 Sept. Karlsruhe, Germany: IEEE Press, 2016. P. 1–10.

5. A model of a synchronous machine with a transistor exciter for analysis of normal operations, external and turn-to-turn faults / M. V. Pronin, A. G. Vorontsov, I. A. Pimenova, A. S. Grigoryan // IECON 2016. Firenze, Italy: IEEE Press. 2016. P. 1441–1446.

6. Мамутов А. Р., Пронин М. В., Воронцов А. Г. Моделирование обратимого статического преобразователя переменного-постоянного напряжения // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2013. № 10. С. 55–59.

7. Пронин М. В., Воронцов А. Г., Хон А. Ю. Управление сверхпроводящим индуктивным накопителем энергии // Информационно-управляющие системы. 2012. № 4 (59). С. 20–24.

8. Разработка, моделирование и исследование транзисторного преобразователя для питания сети постоянного напряжения / И. А. Пименова, В. В. Глушаков, М. В. Пронин, А. Г. Воронцов // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2015. № 7. С. 60–66.

9. Пронин М. В., Воронцов А. Г. Электромехатронные комплексы и их моделирование по взаимосвязанным подсистемам. СПб.: Ладога, 2017. 220 с.

M. V. Pronin, A. S. Grigoryan
PJSC «Power machines»

A. G. Vorontsov
Ltd «NPC SES»

G. I. Prokofev
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

ANALYSIS OF VOLTAGE SUPPLY SOURCE STRUCTURES WITH POWERFUL MULTISTAGE DC-DC CONVERTERS ON IGBT MODULES

Structures of low-voltage supply sources with multistage DC-DC-converters on IGBT modules, chokes, input and output filters are considered. The models of systems were built, and the analysis of operation modes was performed. To provide required characteristics of a source under the no-load operating conditions and limitation of overvoltages in the transient mode, the structure of DC-DC converter was recommended, wherein energy transfer is performed not only from input to output, but also in the reverse direction. Application of protective circuits with choppers and resistors at the input and the output of a DC-DC converter is recommended. Furthermore, it is also reasonable to increase the carrier voltage frequency along with decreasing the inductances of chokes.

DC-DC converter, multistage, overvoltage, energy recuperation, modeling, calculation, machine time losses