

Сборник научных трудов НПП «ЭКРА»

Цифровая электротехника: проблемы и достижения

Выпуск II

Научно-производственное предприятие «ЭКРА»

Цифровая электротехника: проблемы и достижения

Сборник научных трудов НПП «ЭКРА»

Выпуск II

Чебоксары, 2013

УДК 621.31

ББК 31.2

Ц75

Редакционная коллегия:

Ю.Н. Алимов, канд. техн. наук (главный редактор),

Н.А. Дони, канд. техн. наук (научный редактор),

А.М. Наумов, канд. техн. наук,

А.А. Шурупов, канд. техн. наук,

В.М. Шевцов, канд. техн. наук (ответственный редактор).

Ц75 Цифровая электротехника: проблемы и достижения:
Сборник научных трудов НПП «ЭКРА». Выпуск II. – Чебоксары:
РИЦ «СРЗАУ», 2013. – 96 с.

Изложены результаты теоретических и прикладных научно-технических исследований и разработок в некоторых областях цифровой электротехники: в первую очередь в микропроцессорных устройствах релейной защиты и автоматики в системах оперативного постоянного тока и низковольтных комплексных устройств для электроэнергетики, в современных системах цифрового управления электроприводами.

Предназначен для молодых инженеров, магистров, аспирантов, преподавателей и сотрудников, занимающихся разработкой, эксплуатацией и внедрением в производство изделий цифровой электротехники.

Печатается по решению научно-технического совета НПП «ЭКРА»

ISBN 978-5-9905237-1-5

УДК 621.31

© ООО НПП «ЭКРА», 2013

СОДЕРЖАНИЕ

1. Дони Н.А., Малый А.П., Шурупов А.А. Расчет предельного угла нагрузки для характеристики реле сопротивления	5
2. Антонов В.И., Наумов В.А., Фомин А.И., Солдатов А.В. Обработка сигнала с высокой частотой дискретизации в цифровой релейной защите и автоматике	12
3. Егоров Е.П., Петров А.А. Уточнение коэффициента чувствительности в дифференциальных защитах шин	22
4. Кошельков И.А., Петров А.А. Некоторые особенности расчета уставок дифференциальных токовых защит ошинок низшего напряжения АТ(Т) 500 кВ.	26
5. Бычков А.В., Никитин А.А. Алгоритм двух выборок. Повышение точности вычислений в переходных режимах	32
6. Понамарев Е.А., Шевцов В.М. Цифровые системы реального времени для моделирования электроэнергетических систем	45
7. Лазарева Н.М., Шаварин Н.И., Яров В.М., Иванов А.Л., Лях А.В. Повышающие преобразователи в системах оперативного постоянного тока электростанций и подстанций	56
8. Шаварин Н.И., Лях А.В., Иванов А.Л. Двухконтурная цифровая система управления стабилизатором постоянного напряжения в системах постоянного оперативного тока	65
9. Лазарев С.А. Инверторы напряжения в высоковольтном электроприводе.	72
10. Иванчин И.И. Формирование коммутационной функции с учетом избыточных состояний в многоуровневом инверторе напряжения	85
11. Глоссарий	92

ПРЕДИСЛОВИЕ

Цифровые электротехнические устройства, измерительные приборы, преобразователи и блоки, элементы автоматических систем со встроенными микропроцессорами продолжают успешно развиваться и совершенствоваться, а также неуклонно расширяют сферу своего применения. Благодаря скоростной цифровой обработке электрических входных сигналов современными микропроцессорами удастся не только реализовать сложные алгоритмы фильтрации, но и осуществлять высокоинтеллектуальные функции автоматических устройств, в том числе адаптивную логику работы структурных элементов изделий цифровой электротехники (терминалов, отдельных модулей, плат и узлов). Целый ряд «умных» промышленных изделий цифровой электротехники представляют собой класс IED (Intellectual Electronic Device) – интеллектуальные электронные устройства. К ним относятся различные цифровые системы управления, терминалы МП РЗА, различные многофункциональные микропроцессорные устройства, АСУ ТП, АСКУЭ и др.

Стратегическим потребителем этих устройств, в первую очередь, являются электроэнергетические системы, которые в настоящее время развивают новое направление – активно-адаптивные электросистемы, называемые часто «умными сетями» (Smart Grid). Элементами этих новейших сетей являются измерительные цифровые ТТ и ТН, цифровые подстанции, оптоволоконные кабели взамен медных кабелей связи, используемые в качестве цифровых каналов для обмена информацией и данными, причем в соответствии с международным стандартом 61850.

В данном сборнике №2 научно-технических трудов сотрудников научно-производственного предприятия «ЭКРА» рассматриваются различные вопросы и решения в области цифровых устройств РЗА, систем оперативного тока на подстанциях электроэнергетических систем, а также моделирующих цифровых систем реального времени и современных цифровых систем управления электроприводами.

Первый выпуск Сборника был издан в 2012 году. В дальнейшем выпуск Сборников научных трудов НПП «ЭКРА» будет продолжен. Планируемая тематика научно-технических статей 2014 года – в первую очередь это решение сложных задач и проблем проектирования и реализации пилотных проектов создания цифровых подстанций.

Печатается по решению научно-технического совета научно-производственного предприятия «ЭКРА».

Редакционная коллегия

УДК 621.311.1:621.316.925

Дони Н.А., Малый А.П., Шурупов А.А.

РАСЧЕТ ПРЕДЕЛЬНОГО УГЛА НАГРУЗКИ ДЛЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЛЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Аннотация: в статье приведен вывод формулы для расчета максимального значения угла нагрузки, измеренного дистанционной защитой линии, в режиме предельной по условиям статической устойчивости линии электропередачи. Это значение, по которому выбирается минимальная уставка выреза нагрузки в характеристике реле сопротивления.

Ключевые слова: реле сопротивления, угол нагрузки.

Doni N.A., Malyi A.P., Shurupov A.A.

CALCULATION OF THE LIMITING ANGLE OF THE LOAD

Abstract: this article derives a formula for calculating maximum value of the load angle that can be measured by a distance relay when steady-state stability limit of a power system must be considered. This value can be used to set the minimum angle for the load encroachment region of a distance relay characteristic.

Keywords: distance relay, load angle.

К дистанционной защите (ДЗ) линий предъявляются противоречивые требования. Характеристика реле сопротивления (РС) в плоскости Z должна охватывать все КЗ в зоне, в том числе через большое переходное сопротивление в конце зоны резервирования (для третьей ступени ДЗ это конец предыдущей линии). В то же время в область срабатывания этой характеристики не должны попадать сопротивления, соответствующие режимам нагрузки линии, то есть РС всех ступеней ДЗ должны быть отстроены от режимов нагрузки.

Область режимов нагрузки ограничена в плоскости Z двумя факторами: допустимым соотношением модулей э.д.с. E_1 и E_2 генерирующих источников по обеим сторонам защищаемой линии (рис. 1) и предельно допустимым по условиям

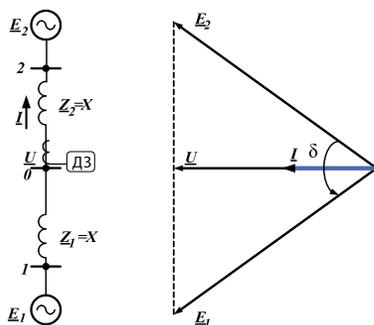


Рис. 1. Упрощенная схема системы и векторная диаграмма тока и напряжений

статической устойчивости углом δ между ними [1, 2, 3].

Если эта область накладывается на характеристику РС, в последней предусматривается так называемый «вырез нагрузки», как это и делается в современных микропроцессорных защитах (рис. 2).

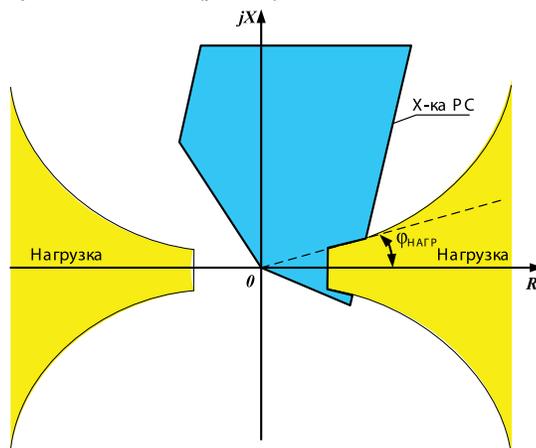


Рис. 2. Характеристика РС и область нагрузки

Угол нагрузки $\varphi_{\text{НАГР}}$ в секторе «выреза нагрузки» является параметром характеристики РС и входит в число уставок дистанционной защиты в шкафах типа ШЭ2607 производства ООО НПП «ЭКРА», а также в ряде защит других производителей.

Положение «выреза нагрузки» относительно характеристики РС конкретной защиты зависит, вообще говоря, от эквивалентной схемы энергосистемы и от расположения линии и защиты относительно электрического центра энергосистемы. Однако в существующих в настоящее время защитах вырез нагрузки по умолчанию расположен симметрично относительно оси R, что соответствует положению защиты в электрическом центре энергосистемы. Это можно объяснить, во-первых, тем, что линии электропередачи в большинстве случаев отделены от э.д.с. эквивалентной схемы энергосистемы сопротивлениями генераторов, трансформаторов и других линий, а во-вторых, ограниченным в настоящее время вычислительным ресурсом используемых в защитах терминалов.

В статье предлагается метод расчета значения $\varphi_{\text{НАГР}}$, которое зависит только от допустимого соотношения модулей э.д.с. генерирующих источников по обеим сторонам защищаемой линии и в то же время остается неизменным при любом расположении защиты и любом сопротивлении энергосистемы.

Под предельным углом нагрузки в статье понимается максимальное значение угла нагрузки $\varphi_{\text{НАГР}}$, измеренного релейной защитой линии, установленной в электрическом центре системы, в режиме предельной (по условиям статической

устойчивости) передаваемой мощности. Иными словами, это максимальный угол нагрузки на пределе статической устойчивости, по которому выбирается минимальное значение уставки РС по $\varphi_{\text{НАГР}}$.

Расчет $\varphi_{\text{НАГР}}$ основан на упрощенной схеме энергосистемы (рис. 1), состоящей из двух эквивалентных систем с источниками э.д.с. \underline{E}_1 и \underline{E}_2 и сопротивлений \underline{Z}_1 и \underline{Z}_2 , без учета активных составляющих сопротивлений систем.

Использование такой схемы значительно упрощает вывод формулы для $\varphi_{\text{НАГР}}$, не теряя при этом универсальности вывода.

В предположении, что РС установлено в электрическом центре энергосистемы, сопротивления \underline{Z}_1 и \underline{Z}_2 систем 1 и 2 приняты равными и чисто индуктивными.

В тривиальном случае при равенстве модулей э.д.с. систем 1 и 2 ($E_1 = E_2$) ток \underline{I} в месте установки защиты (в электрическом центре системы) всегда совпадает по фазе с напряжением \underline{U} при любом угле δ между э.д.с. \underline{E}_1 и \underline{E}_2 , и угол $\varphi_{\text{НАГР}}$ равен нулю.

В нормальных нагрузочных режимах э.д.с. \underline{E}_1 и \underline{E}_2 не могут различаться по модулю более, чем в q раз:

$$q_2 \leq |q| \leq q_1,$$

где $q = E_1/E_2$, а q_1 и q_2 , для примера, равны $q_1 = 1,4$, $q_2 = 0,7$.

По условиям статической устойчивости угол $\delta = \arg(q)$ между э.д.с. \underline{E}_1 и \underline{E}_2 не должен превышать $\pi/2$:

$$\delta \leq \pi/2.$$

В комплексной плоскости q область нагрузочных режимов в соответствии с приведенными выше условиями показана на рис. 3 (заштриховано).

Заметим, что на рис. 3 луч 3 (ограничение $\delta = \pi/2$), как всякий радиус,

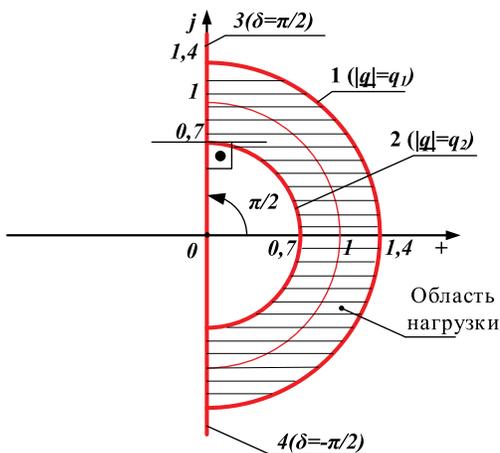


Рис. 3. Границы областей нагрузки (заштриховано) в плоскости q

пересекает окружности 1 (ограничение $|q|=q_1$) и 2 (ограничение $|q|=q_2$) под углом 90° . Этот факт будет использован при выводе формулы для $\varphi_{\text{НАГР}}$.

Зависимость сопротивления Z_p , измеряемого РС, от q представляет собой дробно-линейную функцию [4]:

$$Z_p = (Z_2 + qZ_1)/(1 - q). \quad (1)$$

При заданном соотношении модулей э.д.с. системы q_i ограничение по модулю q сводится к уравнению [1]:

$$q_i |(Z + Z_1)/(Z - Z_2)| = 1,$$

где $|q| = q_i$.

В плоскости Z ограничение по модулю q представлено на рис. 4 окружностями 1 и 2.

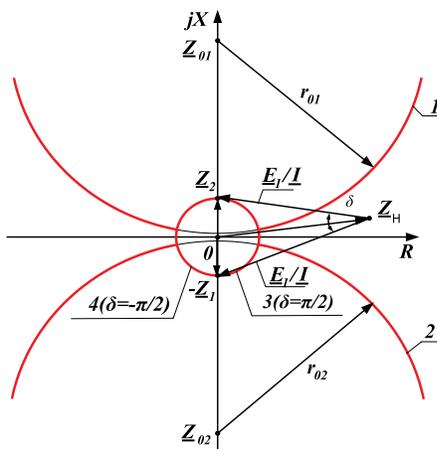


Рис. 4. Построение границ областей нагрузки

Центры окружностей 1 и 2 расположены в точках:

$$Z_0 = Z_\Sigma (q^2 + 1)/2(q^2 - 1), \quad (2)$$

и окружности имеют радиусы:

$$r_0 = Z_\Sigma * q / (q^2 - 1), \quad (3)$$

где $Z_\Sigma = |Z_1 + Z_2|$.

Дуга окружности 1 соответствует значению q_1 , а дуга 2 – значению q_2 .

Ограничение по углу δ , определяемое условием статической устойчивости, при делении э.д.с. E_1 и E_2 на ток I преобразуется в плоскости Z (рис. 4) к виду:

$$\delta = \arg(E_1/E_2) = \arg((Z_H + Z_1)/(Z_H - Z_2)) \leq \pi/2.$$

На рис. 4 это – область вне полуокружностей 3, 4.

Результирующая область нагрузочных режимов расположена вне окружностей 1, 2, 3 и 4.

Поскольку «вырез нагрузки» симметричен относительно оси R, предельный угол нагрузки $\varphi_{\text{НАГР}}$ определим как угол наклона касательной, проведенной из начала координат к годографу \underline{Z} при отношении модулей э.д.с. \underline{E}_1 и \underline{E}_2 , равном q_1 (дуга 1 на рис. 5).

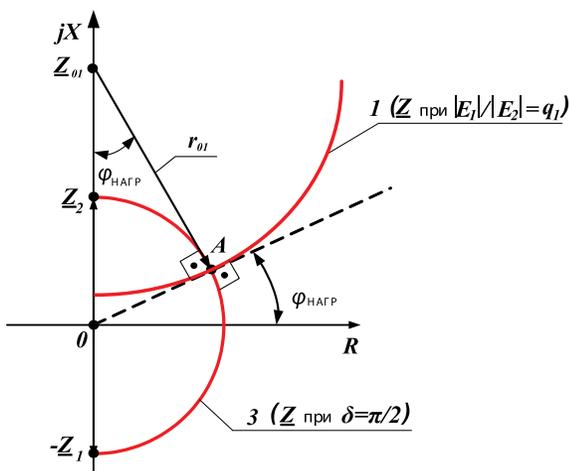


Рис. 5. К расчёту $\varphi_{\text{НАГР}}$

В формуле (1) \underline{Z}_p – это дробно-линейная функция от q . Поэтому окружность 1 на рис. 5 – это конформное отображение окружности 1 на рис. 3 (при заданном модуле $|q_i|$, равном $q_1=1,4$ и переменном угле $\delta=\arg(q)=\text{var}$), а окружность 3 на рис. 5 – это конформное отображение прямой 3 на рис. 3 (при переменном модуле $|q_i|=q_i=\text{var}$ и заданном угле δ_i , равном $\pi/2$).

При конформном отображении углы между пересекающимися кривыми сохраняются [5]. Так как на плоскости q (рис. 3) окружность 1 пересекается с радиусом 3 под прямым углом, то на рис. 4 и 5 соответствующие им графики в плоскости \underline{Z} также пересекаются под прямым углом. Следовательно, точка A пересечения окружностей 1 и 3 на рис. 5 является точкой, в которой радиус окружности 3 касается окружности 1.

Отсюда следует, что угол $\varphi_{\text{НАГР}}$ равен углу $\angle(0, \underline{Z}_0, A)$ и, с учетом (2) и (3):

$$|\varphi_{\text{НАГР}}| = \arccos(r_0/Z_0) = \arccos(2q/(1+q^2)), \quad (4)$$

где r_0 – радиус окружности, описываемой годографом \underline{Z} , а \underline{Z}_0 – ордината центра этой окружности (r_0 и \underline{Z}_0 на рис. 5 обозначены с индексом 1 как при-

надлежащие окружности 1).

Таким образом, предельный угол нагрузки $\varphi_{\text{НАГР}}$ зависит только от допустимого соотношения q модулей э.д.с. E_1 и E_2 .

Например, если значение q равно 1,4, значение угла $\varphi_{\text{НАГР}}$ «выреза» нагрузочного режима равно 19° .

Формула (4) для расчета $\varphi_{\text{НАГР}}$ может быть использована также при расположении защиты в произвольной точке системы и при учете активных составляющих сопротивлений системы с углом $\varphi_{\text{СИСТ}}$ (рис. 6).

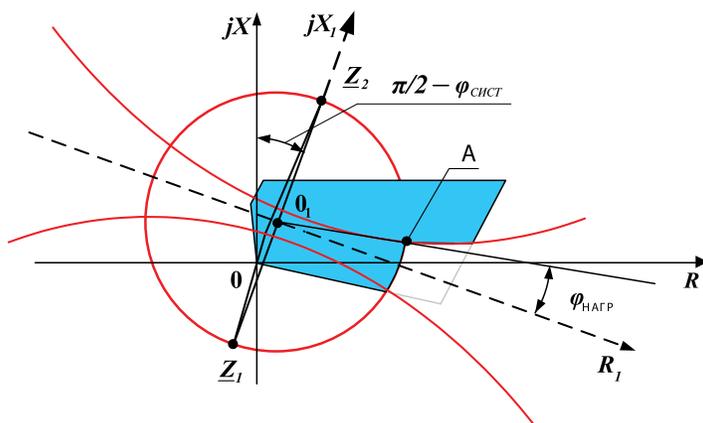


Рис. 6. Учёт реальных параметров энергосистемы и расположения реле сопротивления

Для этого «вырез нагрузки» должен быть повернут по отношению к характеристике реле сопротивления на угол, равный разности между углом 90° и эквивалентным углом сопротивления энергосистемы $\varphi_{\text{СИСТ}}$, и сдвинут на величину сопротивления $0-0_1$, равную сопротивлению между местом установки защиты и электрическим центром энергосистемы.

Заключение

Угол $\varphi_{\text{НАГР}}$, как уставка РС, должен быть с запасом принят большим угла, рассчитанного по формуле (4).

Литература:

1. Фабрикант В.Л. Дистанционная защита. – М.: Высшая школа, 1978. – 215 с.
2. Циглер Г. Цифровая дистанционная защита: принципы и применение. – М.: Энергоиздат, 2005. – 322 с.
3. Бирг А.Н., Дони Н.А., Шнеерсон Э.М. Динамические характеристики цифрового измерительного органа на основе алгоритма Фурье. Изв. ВУЗов, Электромеханика, №9, 1983. – С. 76-85.
4. Шнеерсон Э.М. Цифровая релейная защита. – М.: Энергоатомиздат, 2007. – 549 с.
5. Привалов И.И. Введение в теорию функций комплексного переменного. – М.: Наука, главная редакция физико-математической литературы, 1984. – 432 с.

Сведения об авторах



Дони Николай Анатольевич

Директор по науке — заведующий отделом перспективных разработок. Окончил энергетический факультет Новочеркасского политехнического института в 1969 году. В 1981 году во ВНИИЭ защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование и разработка высокочастотной защиты линий сверхвысокого напряжения». Имеет более 120 научных публикаций в области релейной защиты, микропроцессорной техники и цифровой обработки сигналов электроэнергетических систем.



Малый Альберт Петрович

Ведущий инженер ООО НПП «ЭКРА». В 1958 г. закончил МЭИ, кандидат технических наук (НПИ, 1988 г.), старший научный сотрудник.



Шурупов Алексей Александрович

Заведующий отделом защит подстанционного оборудования ООО НПП «ЭКРА». В 1973 г. закончил НПИ, кандидат технических наук (НПИ, 1981 г.), старший научный сотрудник.

УДК 621.311.1.019

Антонов В.И., Наумов В.А., Фомин А.И., Солдатов А.В.

ОБРАБОТКА СИГНАЛА С ВЫСОКОЙ ЧАСТОТОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ В ЦИФРОВОЙ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЕ И АВТОМАТИКЕ

Аннотация: исследуется влияние частоты дискретизации на распознаваемость сигнала. Для повышения распознающей способности моделей предлагается метод виртуального изменения частоты дискретизации, основанный на внутримодельной децимации отсчетов. Свойства метода иллюстрируются примерами обработки сигнала реального режима короткого замыкания в электрической сети.

Ключевые слова: электрическая система, цифровая обработка сигнала, высокая частота дискретизации, внутримодельная децимация отсчетов, декомпозиция сигнала, распознавание сигнала, сингулярное разложение.

Antonov V.I., Naumov V.A., Fomin A.I., Soldatov A.V.

SIGNAL PROCESSING WITH A HIGH SAMPLING RATE IN THE DIGITAL RELAY PROTECTION AND AUTOMATION

Abstract: the effect of sampling rate on signal recognizability is investigated. To improve the recognition ability of models, the method of virtual resampling is proposed which is based on sample decimation within the model. The method properties are illustrated by signal processing for an example fault in the power system.

Keywords: power system, digital signal processing, high sampling rate, sample decimation within the model, signal decomposition, recognition of signal, singular value decomposition.

Разрешающая способность алгоритмов обработки сигналов – способность распознать сигнал по его короткому отрезку [1] – является главным фактором, определяющим быстродействие цифровой релейной защиты и автоматики. Кажущийся очевидным способ повышения разрешающей способности алгоритма путем увеличения частоты дискретизации приводит к уменьшению интервала времени между соседними отсчетами, делая изменение сигнала слабо различимым для обработки, и ухудшает распознаваемость сигнала. Поэтому выбор частоты дискретизации в цифровых системах релейной защиты и автоматики должен быть обоснованным, поскольку от этого существенным образом зависит работоспособность и эффективность алгоритмов обработки сигналов.

В настоящей статье исследуются особенности обработки сигнала с высокой частотой дискретизации и предлагаются методы обеспечения необходимого качества распознавания сигналов в цифровых системах релейной защиты и автоматики.

1. Влияние частоты дискретизации на распознаваемость сигнала. Свободный от шума непрерывный сигнал $x(t)$ может быть описан совокупностью ана-

литических функций (функций, для которых существует производная любого порядка), т.е. может быть представлен с помощью ряда Тейлора в окрестности точки $t=kT_s$. Поэтому между соседними отсчетами цифрового сигнала, полученного в результате равномерной (с периодом T_s) дискретизации сигнала $x(t)$, существует известная зависимость:

$$x(kT_s + T_s) = x(kT_s) + \frac{1}{1!} x'(kT_s) T_s + \frac{1}{2!} x''(kT_s) T_s^2 + \dots + \frac{1}{n!} x^{(n)}(kT_s) T_s^n + \dots \quad (1)$$

Интуитивно ясно, что при $T_s \rightarrow 0$ отсчет $x(kT_s + T_s)$ будет приближаться к отсчету $x(kT_s)$, последовательно теряя в разложении (1) составляющие более высокого порядка $O(T_s^n)$. Из-за этого, каким бы и ни был сложным сигнал $x(t)$, его представление в виде ряда (1) при малых конечных значениях T_s будет стремиться к линейной составляющей разложения. В этом легко убедиться, рассматривая, например, отсчеты синусоидального сигнала $x(kT_s) = \cos \omega k T_s$. Действительно, модули членов его ряда с номером $n > 1$

$$\left| \frac{1}{n!} x^{(n)}(kT_s) T_s^n \right| \leq (\omega T_s)^n = \left(2\pi \frac{\omega}{\omega_s} \right)^n \quad (2)$$

с ростом ω_s (или $T_s \rightarrow 0$) быстро убывают, приближая модель (1) к линейному уравнению. Конечно, при отсутствии шума модель (1) при любом T_s будет правильно представлять отсчет $x(kT_s + T_s)$, но появление шума в сигнале приводит к искажению составляющих высшего порядка (2), поскольку при уменьшении периода дискретизации T_s изменение сигнала на интервале дискретизации становится неразличимой и будет соизмеримой с шумом в сигнале. Поэтому при некотором малом T_s модель (1) теряет свою эффективность.

Этим же объясняется ухудшение распознающей способности структурных моделей [2] при чрезмерном повышении частоты дискретизации. Продемонстрируем это на примере распознавания структурной моделью (П1) 3-го порядка ($M=3$) синусоидального сигнала

$$x(k) = \text{int}\{100 \cos(k\alpha)\} / 100 = \cos(k\alpha) + w(k), \quad (3)$$

полученного после округления значений отсчетов путем отсечения третьего знака после запятой ($\text{int}\{\dots\}$ – операция выделения целой части). Здесь $\alpha = \omega T_s = 2\pi N$, N – число отсчетов на периоде сигнала, $w(k)$ – шум округления. Задача заключается в оценке величины угла α по корням характеристического уравнения модели (П1)

$$P(\underline{z}) = 1 + \sum_{m=1}^3 a_m \underline{z}^{-m} = (\underline{z} - r \pm js)(\underline{z} - c) = 0. \quad (4)$$

Полезному сигналу (синусоидальной составляющей) соответствуют комплексно-сопряженные корни уравнения (4), в связи с чем оценка $\hat{\alpha}$ угла α получается из выражения

$$\mu + j\hat{\alpha} = \ln \underline{z}_1 = \ln |r + js| + j \tan^{-1}(s / r).$$

Коэффициент μ определяет затухание полезного сигнала; как видно из (3), он должен быть равен нулю.

Коэффициенты модели будем искать методом сингулярного разложения матрицы плана (П2) (при $M=3$, коэффициенте децимации $v=1$ и избыточности $n=10$)

$$\mathbf{X}_3 = \begin{bmatrix} x(14) & x(13) & x(12) \\ x(13) & x(12) & x(11) \\ \dots & \dots & \dots \\ x(2) & x(1) & x(0) \end{bmatrix}.$$

Если сигнал (3) не содержал бы шума, то ранг матрицы \mathbf{X}_3 был бы равен 2 и одно из сингулярных чисел было бы равно нулю. Следовательно, приближение матрицы \mathbf{X}_3 тоже должно иметь ранг 2. Но из-за того, что сигнал (3) содержит шум, сингулярные числа не будут нулевыми. Поскольку ранг аппроксимирующей матрицы должен быть равен 2, то логично, что полезной составляющей сигнала будут соответствовать первые два наибольшие сингулярные числа, а шуму третье – самое малое из них (отношение среднего сингулярного числа к самому малому более 180 при частоте дискретизации 1200 Гц). Поэтому для исключения влияния шума на оценки коэффициентов a_m модели (П1) в примере самое маленькое сингулярное число всегда обнуляется.

Результаты вычислительного эксперимента представлены на рис. 1. Как видно, повышение числа отсчетов N (повышение частоты дискретизации) приводит к росту погрешности определения угла α . При малых N модели (П1) удается поддерживать высокий уровень точности оценки $\hat{\alpha}$, поскольку элементы векторов-строк (столбцов) матрицы \mathbf{X}_3 ощутимо различаются, и это различие так или иначе определяется полезной частью сигнала. В этом случае собственные векторы аппроксимирующей матрицы малочувствительны к возмущениям матричных элементов \mathbf{X}_3 , поскольку составляющие (2) еще значительны по сравнению с уровнем шумов. Но при дальнейшем повышении числа N модули членов более высокого

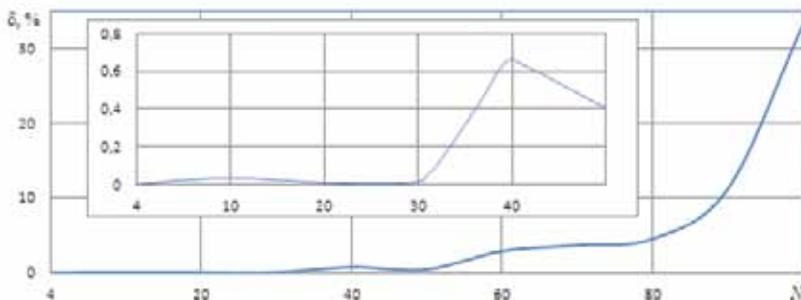


Рис. 1. Иллюстрация потери структурной моделью распознающей способности сигнала при повышении частоты дискретизации (числа отсчетов N на периоде синусоиды): $\delta=100(1 - \hat{\alpha}/\alpha)$, % – относительная погрешность оценки частоты синусоидального сигнала

порядка в разложении (1) элементов векторов матрицы X_3 начинают быстро уменьшаться, усиливая влияние шума на их формирование. Сингулярные числа уменьшаются, разница между ними нивелируется, и модель полезного сигнала упрощается до линейной модели. Характеристический многочлен (4) при $N \geq 160$ уже имеет только действительные корни, в связи с чем модель (П1) при больших значениях N теряет способность к распознаванию сигнала (3).

2. Методы повышения распознающей способности моделей. Часто выбор частоты дискретизации продиктован множеством различных факторов, и с точки зрения распознавания сигнала ее величина бывает избыточно высокой. Излишне высокая частота дискретизации, как уже было показано выше, ухудшает распознаваемость сигнала, приводя к смещению оценок компонентов сигнала. Для повышения распознающей способности модели на верхних границах частоты дискретизации порядок модели обычно выбирается намного больше порядка сигнала [1, 3, 4] и повышается избыточность уравнений n [1, 4]. К сожалению, все эти методы увеличивают размерность задачи распознавания.

Анализ зависимости (2) подсказывает, что эффективное повышение распознаваемости сигнала возможно при увеличении расстояния между отсчетами сигнала, создавая условия для повышения уровня составляющих (2). В связи с этим возникает задача виртуального изменения частоты дискретизации [5]. Наиболее эффективное ее решение достигается путем внутримодельной децимации отсчетов, используемых для формирования оценки текущего отсчета сигнала с изначальной частотой дискретизации. С этой целью в (П1) коэффициент децимации ν принимается больше 1. При этом составляющие (2) растут, а уровень шума остается прежним. Замечательное свойство этого метода заключается еще и в том, что, несмотря на внутримодельную децимацию, в процессе распознавания сигнала участвуют почти все отсчеты сигнала с изначальной частотой дискретизации, т.е. внутримодельная децимация не приводит к существенному росту необходимой длины отрезка сигнала.

Например, распознавание сигнала [6] без внутримодельной децимации (частота дискретизации $f_s = 1200$ Гц) требует структурной модели 13-го порядка и выше ($M \geq 13$). В то же время использование внутримодельной децимации с коэффициентом $\nu = 2$ (виртуальная частота дискретизации $f_s = 600$ Гц) понижает необходимый порядок модели до 7 ($M \geq 7$). Для формирования первой оценки отсчета моделью с децимацией потребуется 15 отсчетов, что всего лишь на один отсчет больше, чем нужно для модели без децимации. Но число избыточных уравнений (П2а) в случае внутримодельной децимации больше ($n = 12$), чем в случае использования отсчетов с первоначальной частотой дискретизации ($n = 5$). Это обстоятельство тоже благоприятствует повышению распознаваемости сигнала.

3. Задача разделения (декомпозиции) составляющих сигнала с высокой частотой дискретизации. Декомпозиция составляющих – разделение сигнала

на известные компоненты и остаточный сигнал – один из эффективных методов повышения распознаваемости сигнала электроэнергетической системы в переходном режиме [5]. Частным случаем задачи декомпозиции составляющих является разделение сигнала на основную гармонику и свободную составляющую.

Покажем, что повышение частоты дискретизации приводит к ухудшению условий разделения сигнала на составляющие. Для примера возьмем сигнал [6], содержащий отрезок (рис. 2) сигнала предшествующего режима (отсчеты с отрицательными номерами) и части переходного режима (отсчеты с положительными номерами).

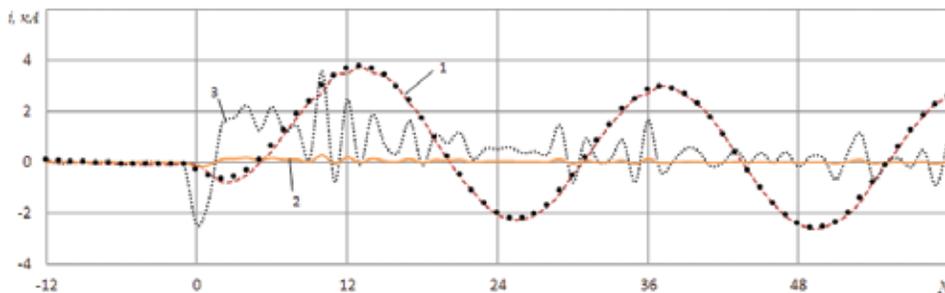


Рис. 2. Влияние модели гармоники на составляющие свободного процесса тока короткого замыкания при высокой частоте дискретизации: ● – отсчеты сигнала, 1 – оценка отсчетов сигнала моделью гармоники (5) при частоте дискретизации 1200 Гц ($\nu=1$), 2 – остаточный сигнал (6), представляющий сумму аperiodической составляющей и шума и полученный как разность между отсчетами сигнала и кривой 1, 3 – то же, что и 2 с учетом влияния фильтра основной гармоники на аperiodическую составляющую. Из-за значительного подавления фильтром аperiodической составляющей на интервале короткого замыкания отношение сигнал/шум для остаточного сигнала 2 мало

Первоначальная частота дискретизации сигнала $f_s=1200$ Гц.

Сигнал предшествующего режима состоит из основной гармоники частотой 50,18 Гц и шума. Полагая, что отношение сигнал/шум достаточно высоко, сигнал предшествующего режима можно представить простой моделью гармоники

$$a_0 \hat{x}(k) = F_{2, \nu} \{x(k)\} = -a_1 x(k - \nu) - x(k - 2\nu), \quad (5)$$

где $a_1 = -2 \cos(2\pi 50,18 \nu T_s)$, $T_s = 1/1200$ с – период первоначальной дискретизации. Здесь, как и в (П1), ν – коэффициент внутримодельной децимации.

На интервале короткого замыкания (отсчеты с положительными номерами) сигнал содержит основную гармонику той же частоты, что и на предыдущем интервале, аperiodическую составляющую с основанием $e^{\beta T_s} = 0,9418$ ($\beta = 71,95 \text{ с}^{-1}$ – коэффициент затухания) и шум [6]. Поэтому основная гармоника в токе короткого замыкания будет также представлена моделью (5). Следовательно, остаточный сигнал, выраженный как невязка

$$e(k) = a_0 x(k) - a_0 \hat{x}(k) = a_0 x(k) - F_{2, \nu} \{x(k)\} \quad (6)$$

модели (5), вычисленная при $a_0=1$ для отсчетов сигнала с первоначальной частотой дискретизации ($\nu=1$) должна будет содержать только аperiodическую составляющую и шум.

Однако, как видно из рис. 2, отсчеты модели (5) без внутримодельной децимации ($\nu = 1$) очень близки к отсчетам сигнала переходного режима. В связи с этим в невязке (6) аperiodическая составляющая представлена слабо (кривая 2) и практически неощутима на фоне шума. Несложно показать, что это вызвано особенностями экспоненциальной (рис. 3, а) и амплитудно-частотной (рис. 3, б) характеристик фильтра (6). На первоначальной частоте дискретизации (при $\nu=1$) коэффициент усиления фильтра практически не зависит от затухания аperiodической составляющей и мал. В то же время из-за неоптимальности частоты дискретизации фильтр сильно подчеркивает высокочастотные составляющие в остаточном сигнале. Это свойство фильтра наиболее отчетливо проявляется на кривой остаточного сигнала (кривая 3), полученной из кривой 2 с учетом коэффициента подавления фильтром аperiodической составляющей. Предпринятая коррекция позволяет восстановить действительный уровень аperiodической слагаемой, но не изменит отношения сигнал/шум, которое так и останется малым. Поэтому распознавание аperiodической составляющей по отсчетам с первоначальной частотой дискретизации будет сильно затруднено.

В то же время из рис. 3 видно, что экспоненциальная и амплитудно-частотная характеристики фильтра (6) могут быть улучшены за счет внутримодельной децимации. Такой фильтр подавляет аperiodическую составляющую меньше, чем при сигнале с первоначальной частотой дискретизации: при $\nu=3$ коэффициент усиления постоянной составляющей 8,6 раз выше, чем при $\nu=1$. Наряду с этим усиление высокочастотных составляющих ниже, чем у фильтра без внутримодельной децимации: при $\nu = 3$ отношение максимального коэффициента

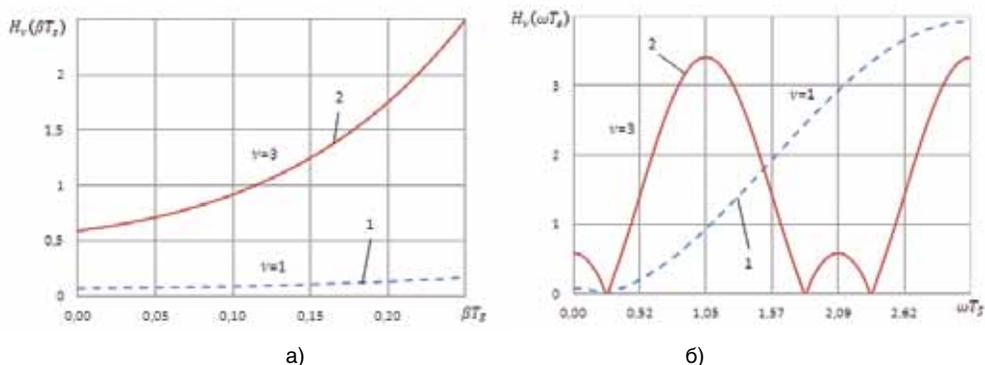


Рис. 3. Экспоненциальная а) (П5) и амплитудно-частотная б) (П6) характеристики фильтра основной гармоники (6): 1 – при первоначальной частоте дискретизации 1200 Гц ($\nu=1$), 2 – при внутримодельной децимации ($\nu=3$, виртуальная частота дискретизации 400 Гц)

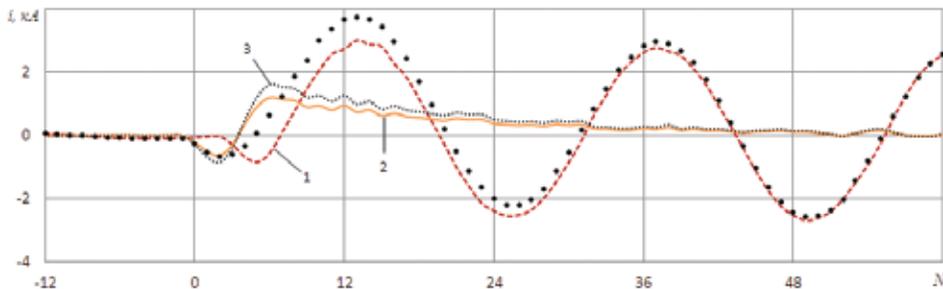


Рис. 4. Повышение распознающей способности сигнала за счет внутримодельной децимации: ● – отсчеты сигнала, 1 – кривая, построенная по оценкам модели синусоиды (5) с внутримодельной децимацией ($\nu=3$, виртуальная частота дискретизации 400 Гц), обозначение остальных кривых даны на рис. 2. Отношение сигнал/шум для остаточного сигнала 2 значительно

усиления на всей полосе частот к коэффициенту усиления постоянной составляющей всего 5,78, а при $\nu=1$ – почти на порядок выше и составляет 57,3. Поэтому внутримодельная децимация существенно повышает уровень отношения сигнал/шум в остаточном сигнале (рис. 4), улучшая условия распознавания апериодической составляющей.

Выводы:

1. Распознавание сигнала с высокой частотой дискретизации усложняется, прежде всего из-за нивелирования различий между соседними отсчетами и роста на этом фоне влияния шума на формирование модели сигнала.

2. Из-за высокой частоты дискретизации составляющие сигнала будут сосредоточены в узкой области низкочастотной части спектра, в связи с чем частотные характеристики фильтров, настроенных на подавление сигнала, обнаруживают значительное усиление в высокочастотной области спектра. Это свойство фильтров приводит к усилению влияния шумов в сигнале, ухудшая условия для распознавания сигнала.

3. Классическим методом повышения распознаваемости сигнала структурными моделями является выбор порядка модели намного больше порядка сигнала и повышение избыточности отсчетов, используемых для распознавания. Но наиболее эффективным методом повышения распознаваемости сигнала с высокой частотой дискретизации является использование моделей с внутримодельной децимацией отсчетов. Главная особенность этих моделей заключается в получении оценок отсчетов сигнала с первоначальной частотой дискретизации по отсчетам сигнала с уменьшенной частотой дискретизации, избегая специальной передискретизации сигнала.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Метод сингулярного разложения в обработке цифровых сигналов [1, 4, 10]. Коэффициенты a_m структурной модели [2]

$$a_0 \hat{x}(k) = F_{M,\nu} \{x(k)\} = -\sum_{m=1}^M a_m x(k - m\nu), k \geq M\nu \quad (\text{П1})$$

определяются в результате решения переопределенной системы уравнений, полу-

ченной в предположении, что невязка $e(k) = a_0 x(k) - a_0 \hat{x}(k) = 0$ для $Mv \leq k \leq n + 2Mv$:

$$\begin{bmatrix} x(n+2Mv-v) & \cdots & x(n+Mv) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x(Mv-v) & \cdots & x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \dots \\ a_M \end{bmatrix} = a_0 \begin{bmatrix} -x(n+2Mv) \\ \dots \\ -x(Mv) \end{bmatrix} \quad (\text{П2a})$$

или

$$\mathbf{X}\mathbf{a} = a_0 \mathbf{x}, \quad (\text{П2б})$$

где \mathbf{X} – матрица плана, \mathbf{a} и \mathbf{x} – векторы коэффициентов и наблюдения. Коэффициент v определяет внутримодельную децимацию отсчетов входного сигнала; $v=1$, если нет децимации.

Сингулярное разложение позволяет использовать для распознавания сигнала модель, порядок которого больше, чем порядок сигнала. Коэффициенты модели определяют, отыскав такую аппроксимацию матрицы плана в уравнении (П2), которая является наилучшим в смысле метода наименьших квадратов приближением упомянутой матрицы плана и будет иметь ранг, равный порядку сигнала [4, 10]. Это позволяет оценить порядок сигнала в условиях априорной неопределенности характеристик сигнала и уменьшить влияние шума на оценку коэффициентов модели.

Сингулярное разложение матрицы $\mathbf{X} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^T$. Здесь \mathbf{U} и \mathbf{V} – ортогональные матрицы, $\mathbf{\Sigma}$ – диагональная матрица сингулярных чисел, таких, что $\sigma_{ij} = 0$ при $i \neq j$ и $\sigma_{ii} = \sigma_i > 0$. Результаты сингулярного разложения матрицы \mathbf{X} позволяют преобразовать уравнение (П2б) в уравнение

$$\mathbf{\Sigma}\mathbf{q} = \mathbf{b},$$

где $\mathbf{q} = \mathbf{V}^T \mathbf{a}$ и $\mathbf{b} = a_0 \mathbf{U}^T \mathbf{x}$. Получение решения минимальной длины (норма вектора коэффициентов \mathbf{a} минимальна среди всего множества решений) достигается путем анализа сингулярных чисел: все числа ниже определенного порога $\tau > 0$ принимаются равными нулю. Тогда элементы вектора \mathbf{q} , имеющего минимальную длину, вычисляются как

$$\begin{cases} q_i = b_i / \sigma_i, \text{ если } \sigma_i \neq 0; \\ q_i = 0, \text{ если } \sigma_i = 0. \end{cases}$$

После этого искомый вектор коэффициентов модели (П1) определяется как

$$\mathbf{a} = \mathbf{V}\mathbf{q}.$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Экспоненциальная характеристика фильтра. Экспоненциальный сигнал (апериодическая составляющая)

$$x(k) = e^{-\beta T_s k} \quad (\text{П3})$$

является собственной функцией линейного фильтра

$$e(k) = a_0 x(k) - a_0 \hat{x}(k), \quad (\text{П4})$$

в связи с чем появится на его выходе лишь с измененным начальным значением. С учетом (П1), (П3) и (П4) невязка (сигнал на выходе фильтра)

$$e(k) = \sum_{m=0}^M a_m x(k - mv) = e^{-\beta T_s k} \sum_{m=0}^M a_m e^{\beta T_s mv} = H_v(\beta T_s) e^{-\beta T_s k}$$

Зависимость

$$H_v(\beta T_s) = \sum_{m=0}^M a_m e^{\beta T_s mv} \quad (\text{П5})$$

носит название экспоненциальной характеристики и определяет отношение начальных значений апериодических составляющих на выходе и входе.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Амплитудно-частотная характеристика фильтра. Функция

$$H_v(\omega T_s) = |H_v(j\omega T_s)| = \left| \sum_{m=0}^M a_m e^{-j\omega T_s mv} \right|, \quad (\text{П6})$$

определяющая относительное изменение амплитуды комплексной синусоиды

$$x(k) = e^{j\omega T_s k}$$

при прохождении ее через фильтр (П4), называется амплитудно-частотной характеристикой.

Литература

1. Антонов В.И., Лямец Ю.Я. Разрешающая способность метода наименьших квадратов при оценивании основной гармоники тока короткого замыкания // Изв. вузов. Энергетика. – 1990. – №2. – С.48-51.
2. Антонов В.И., Ильин А.А., Лазарева Н.М. Адаптивные структурные модели входных сигналов релейной защиты и автоматики // Электротехника. 2012. – №1. – С.52-55.
3. Антонов В.И., Лазарева Н.М. Решетчатый адаптивный фильтр с контролем достоверности результата для распознавания сигналов электрических систем // Изв. РАН. Энергетика. №6. 1997 г. С.63-69.
4. Tufts D.W., Kumaresan R. Frequency estimation of multiple sinusoids: Making linear prediction perform like maximum likelihood // Proc. IEEE, vol. 70, no. 9, pp. 975-989, 1982.
5. Антонов В.И., Ильин А.А., Лазарева Н.М., Ольгина М.А. Эффективные методы структурного анализа цифровых сигналов электроэнергетических систем // Вестник Чувашского университета. – 2000. – № 3-4. – С. 82-90.
6. Антонов В.И., Наумов В.А., Фомин А.И. Эффективные структурные модели входных сигналов цифровой релейной защиты и автоматики // Электричество. – 2012. – №11. – С. 2-8.
7. Tufts D.W., Kumaresan R., KIRSTEINS I. Data adaptive signal estimation by singular value decomposition of a data matrix // Proc. IEEE, vol. 70, no. 6, pp. 684-685, 1982.

8. Антонов В.И. Структурный анализ входных сигналов цифровых систем релейной защиты и противоаварийной автоматики // Электротехника. – 1995. – № 6. – С. 56–61.
9. Антонов В.И., Лазарева Н.М., Пуляев В.И. Методы обработки цифровых сигналов энергосистем // М., НТФ «Энергопрогресс», «Энергетик». – 2000.
10. Eckart C., Young G. The approximation of one matrix by another of lower rank // Psychometrika, vol. 1, no.3, pp. 211-218, 1936.

Сведения об авторах



Антонов Владислав Иванович

Окончил в 1978 г. факультет электрификации и автоматизации промышленности Чувашского государственного университета. В 1985 г. защитил в Ленинградском политехническом институте кандидатскую диссертацию «Разработка и исследование новых принципов построения измерительных органов направленных защит линий электропередачи». Доцент кафедры теоретических основ электротехники и релейной защиты и автоматики Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова, главный специалист отдела РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».



Наумов Владимир Александрович

Окончил в 2001 г. электроэнергетический факультет Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова, по специальности «инженер», в 2002 г. защитил магистерскую диссертацию. В 2005 г. защитил во ВНИИЭ кандидатскую диссертацию «Анализ и совершенствование продольных дифференциальных защит генераторов и блоков генератор-трансформатор». Директор по развитию ООО «НПП ЭКРА».



Фомин Алексей Иванович

Окончил в 2010 г. электроэнергетический факультет Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова, по специальности «инженер». Инженер отдела РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».



Солдатов Александр Вячеславович

Окончил в 2006 г. электроэнергетический факультет Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова, по специальности «инженер». Зав. сектором отдела РЗА станционного оборудования ООО «НПП ЭКРА».

УДК 621.311:621.316.925.2

Егоров Е.П., Петров А.А.

УТОЧНЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ В ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ЗАЩИТАХ ШИН

Аннотация: представлен уточненный расчет коэффициента чувствительности дифференциальной защиты шин.

Ключевые слова: чувствительность, коэффициент чувствительности, дифференциальная защита.

Egorov E.P., Petrov A.A.

REDETERMINATION OF THE COEFFICIENT OF SENSITIVITY IN DIFFERENTIAL BUSBAR PROTECTION CABINETS MANUFACTURING EKRA LTD

Annotation: the revised calculation of the coefficient of sensitivity differential busbar protection is presented.

Key words: sensitivity, coefficient of sensitivity, differential busbar protection.

Одним из требований, предъявляемых к релейной защите, является выполнение требований по чувствительности.

Чувствительность — свойство релейной защиты [1, 2], позволяющее выявлять расчетные виды повреждений и ненормальных режимов энергосистемы в зоне действия релейной защиты (т.е. реагировать на минимальные значения аварийных параметров).

В отличие от других областей техники, где показатель, характеризующий чувствительность, определяют непосредственно (например, в метрологии чувствительности средства измерения находят как отношение изменения выходного сигнала к изменению измеряемой величины), оценка чувствительности того или иного вида релейной защиты осуществляется косвенно, по значению коэффициента чувствительности K_q .

Для релейных защит, реагирующих на возрастание контролируемой величины, коэффициент чувствительности K_q определяют как отношение минимально возможного значения сигнала, соответствующего повреждению или ненормальному режиму, к установленному на защите параметру срабатывания (уставке):

$$K_q = \frac{I_{K3 \min}}{I_{CP}}. \quad (1)$$

По ПУЭ [1] наименьшее значение коэффициента чувствительности K_q для дифференциальных защит шин (ДЗШ) должно быть более 2,0.

Проверка чувствительности ДЗШ (проверка коэффициента чувствительности K_{ν}) [3] производится при расчетном виде короткого замыкания (КЗ) на шинах в расчетных по чувствительности режимах работы подстанции и питающей системы:

- в нормальном режиме с учетом тока нагрузки;
- в режиме обеспечения невозврата (для пуска УРОВ) при отключении КЗ на шинах и отказе выключателя.

Схемы для определения величины протекающих токов в различных режимах работы защиты:

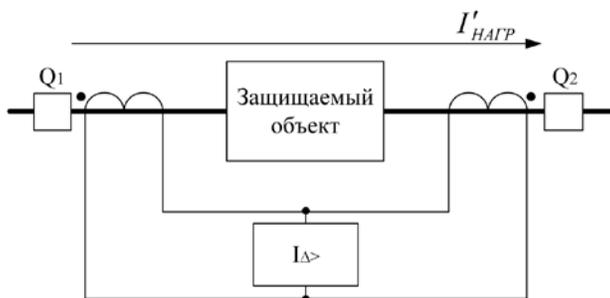


Рис. 1. Ток нагрузки, протекающий через защищаемые шины до КЗ

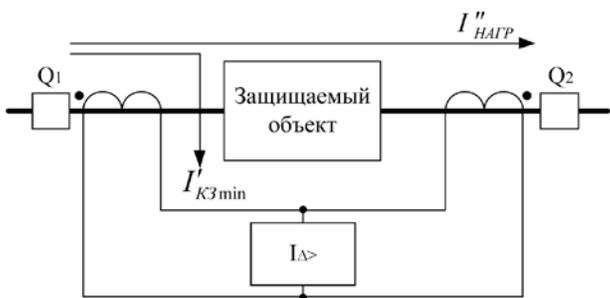


Рис. 2. Ток нагрузки, протекающий через защищаемые шины при КЗ

Далее на характеристику срабатывания ДЗШ (см. рис. 3, 4) наносится точка «В» с координатами:

$$I_D = (I''_{НАГР} + I'_{КЗ min}) - I''_{НАГР} = I'_{КЗ min};$$

$$I_T = I_{T.РАСЧЕТ} = 0,5 \cdot [(I''_{НАГР} + I'_{КЗ min}) + I''_{НАГР}] = 0,5 \cdot I'_{КЗ min} + I''_{НАГР}.$$

Затем проводится прямая, соединяющая точку «В» с точкой на оси абсцисс, координата которой равна току $I'_{НАГР}$. Точка «А» пересечения прямой с характеристикой срабатывания ДЗШ является точкой, где защита находится на грани срабатывания.

В случае, когда рассматриваемая прямая пересекает характеристику срабатывания в горизонтальной части (см. рис. 3), коэффициент чувствительности определяется по выражению:

$$K_{\text{ч}} = \frac{I'_{\text{КЗ min}}}{I_{\text{Д0}}} \quad (3)$$

В случае, когда рассматриваемая прямая пересекает характеристику срабатывания в наклонной части (см. рис. 4), коэффициент чувствительности определяется по выражению:

$$K_{\text{ч}} = \frac{I'_{\text{КЗ min}} \cdot (1 - 0,5 \cdot K_T) + K_T \cdot (I'_{\text{НАГР}} - I''_{\text{НАГР}})}{I_{\text{Д0}} + K_T \cdot (I'_{\text{НАГР}} - I_{\text{Т0}})}, \quad (4)$$

где $I_{\text{Д0}}$ – начальный ток срабатывания ДЗШ;

K_T – коэффициент торможения ДЗШ;

$I_{\text{Т0}}$ – начальный ток торможения ДЗШ.

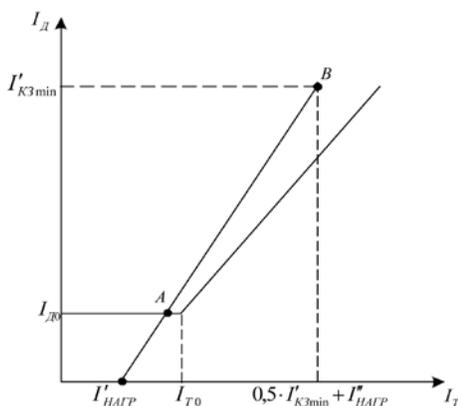


Рис. 3. Вариант пересечения на горизонтальном участке

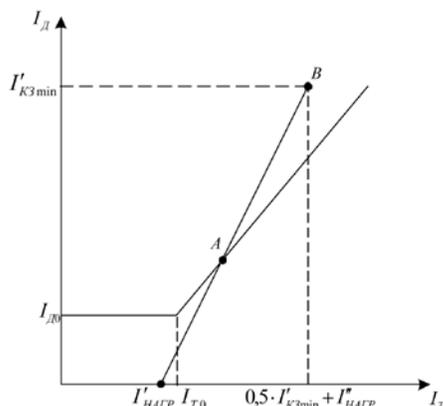


Рис. 4. Вариант пересечения на возрастающем участке

Как видно из формулы (4), в общем случае коэффициент чувствительности $K_{\text{ч}}$ зависит не только от режима короткого замыкания (КЗ), но и от режима, предшествовавшего ему.

Для первоначальной, грубой оценки коэффициента чувствительности $K_{\text{ч}}$ можно принять $I'_{\text{НАГР}} = I_{\text{Т0}}$ и $I''_{\text{НАГР}} = 0$. В таком случае формула (4) приобретает вид:

$$K_{\text{ч}} = \frac{I'_{\text{КЗ min}} \cdot (1 - 0,5 \cdot K_T) + K_T \cdot I_{\text{Т0}}}{I_{\text{Д0}}} \quad (5)$$

Общая формула (4) будет полезна для оценки чувствительности дифференциальной защиты, а также при выборе данной защиты на этапах расчета и проектирования.

Литература

1. Правила устройства электроустановок – М.: Главгосэнергонадзор России, 1998. – 608 с.
2. Чернобровов Н.В., Семенов В.А. Релейная защита энергетических... – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 800 с.: ил.
3. Шкаф защит ошинок типа ШЭ2607 051051, ШЭ2607 051 (версия 051_200). Руководство по эксплуатации ЭКРА.656453.027 РЭ.

Сведения об авторах



Егоров Евгений Петрович

Инженер 2 категории. Окончил кафедру «Электрические и электронные аппараты» электротехнического факультета Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова в 2010 году. В 2010 году получил степень магистра техники и технологии по направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнологии». Автор 3 научных публикаций в области релейной защиты и микропроцессорной техники.



Петров Андрей Анатольевич

Заместитель заведующего отделом разработки защит подстанционного оборудования. Окончил кафедру «Электрические и электронные аппараты» электротехнического факультета Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова в 2004 году. В 2004 году получил степень магистра техники и технологии по направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнологии». Автор 6 научных публикаций в области релейной защиты и микропроцессорной техники.

УДК 621.311:621.316.925

Кошельков И.А., Петров А.А.

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА УСТАВОК ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ТОКОВЫХ ЗАЩИТ ОШИНОВОК НИЗШЕГО НАПРЯЖЕНИЯ АТ(Т) 500 КВ

Аннотация: рассмотрены дифференциальные защиты ошинок низшего напряжения (ДЗО НН). Проанализирован принцип работы ДЗО НН, даны уточняющие рекомендации по расчету уставок.

Ключевые слова: ДЗО НН, уставки, терминал релейной защиты.

Koshelkov I.A., Petrov A.A.

SOME FEATURES OF PROTECTION SETTINGS OF LOW VOLTAGE BUSBAR OF CURRENT TRANSFORMER 500 kV

Abstract: low voltage busbar protections is discussed. Protection principles was checked, improved protection settings design procedure was given.

Keywords: busbar protection, settings, IED.

Релейная защита и автоматика (РЗА) является важнейшим средством поддержания надежности и бесперебойности работы энергосистемы России. На протяжении XX века устройства РЗА видоизменялись и развивались, открывались новые принципы работы защит. С развитием РЗА электрических систем изменялись и методики расчета их уставок. В 80-х годах прошлого века ведущими организациями СССР в области энергетики под руководством А.М. Федосеева были разработаны Руководящие указания по релейной защите (РУ РЗ) [1]. РУ РЗ являлись основой как для эксплуатации, так и проектирования РЗА соответствующих объектов электрических систем.

В настоящее время микропроцессорные устройства релейной защиты, автоматики и управления (МП РЗАУ) отечественных производителей и зарубежных фирм активно внедряются в практику электрических систем. Появляются рекомендации и методики расчета уставок новых устройств РЗА. Но основной базой для расчета уставок РЗА остаются РУ РЗ. Безусловно, они требуют дополнений и коррекции в связи с появлением новых современных микропроцессорных устройств.

Дифференциальные защиты ошинок низшего напряжения (ДЗО НН) производятся ООО НПП «ЭКРА» в виде шкафов серии ШЭ2607 и ШЭ2710 [2, 3]. Токи отводов подключаются к шкафу ДЗО НН, как показано на рис. 1. При соединении силового трансформатора по схеме звезда/треугольник для стороны треугольника предусмотрена возможность использования как встроенных в обмотку измерительных трансформаторов тока (ТТ), так и внешних ТТ. Уставки в терминалах

дифференциальных защит задаются в относительных единицах (о.е.), что необходимо для обеспечения выравнивания в случаях, когда к шкафу МП РЗА подключены присоединения с различными номинальными токами. В старых версиях программ (ПО версии 043_040, 543_040) компенсация фазового сдвига, при переводе в о.е., производилась согласно уставке схемы соединения измерительных ТТ стороны НН относительно ТТ сторон НН1 (З), с учетом места установки ТТ. Для новых программ версии 200, с поддержкой протоколов стандарта МЭК 61850, предусмотрена возможность выравнивания фазового сдвига, учитывая схему подключения и место установки измерительных ТТ отдельно для каждой стороны.

На рис. 2 представлена упрощенная функциональная схема ДЗО НН. Значения входящих токов переводятся в о.е. с учетом фазового сдвига и коэффициентов трансформации измерительных ТТ

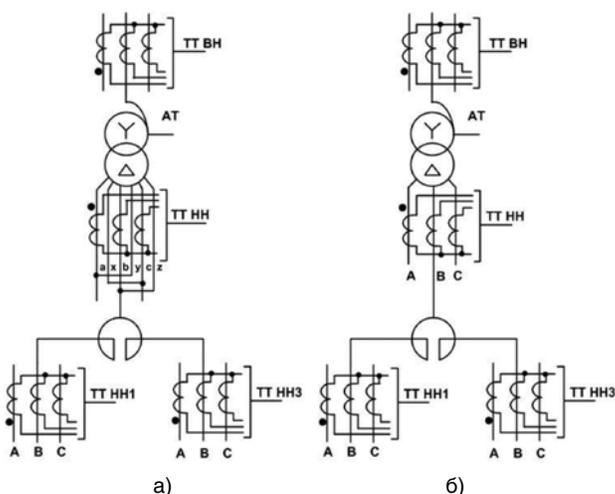


Рис. 1. Схема подключения измерительных ТТ защиты

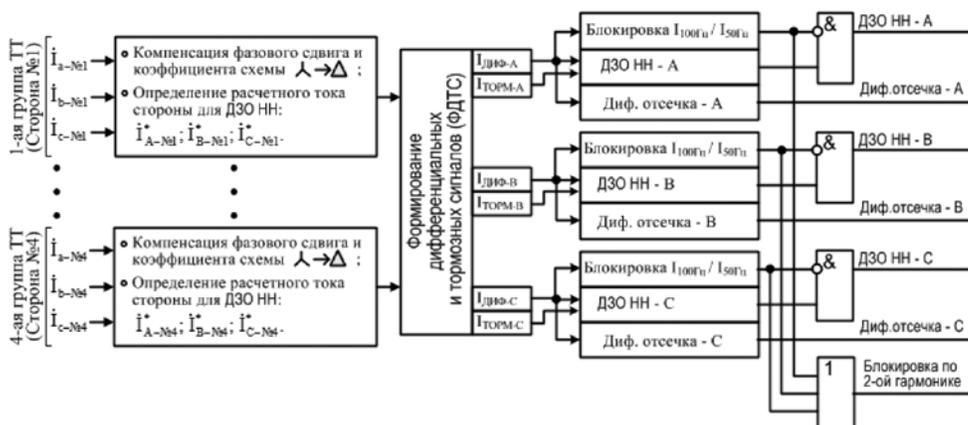


Рис. 2. Упрощенная функциональная схема ДЗО НН

$$\dot{I}_{A-CTOP}^* = \frac{\dot{I}_{a-CTOP} - \dot{I}_{b-CTOP}}{\sqrt{3} I_{БАЗ\ CTOP}}; \dot{I}_{B-CTOP}^* = \frac{\dot{I}_{b-CTOP} - \dot{I}_{c-CTOP}}{\sqrt{3} I_{БАЗ\ CTOP}}; \dot{I}_{C-CTOP}^* = \frac{\dot{I}_{c-CTOP} - \dot{I}_{a-CTOP}}{\sqrt{3} I_{БАЗ\ CTOP}}, \quad (1)$$

$$\dot{I}_{A-CTOP}^* = \frac{\dot{I}_{a-CTOP}}{I_{БАЗ\ CTOP}}; \dot{I}_{B-CTOP}^* = \frac{\dot{I}_{b-CTOP}}{I_{БАЗ\ CTOP}}; \dot{I}_{C-CTOP}^* = \frac{\dot{I}_{c-CTOP}}{I_{БАЗ\ CTOP}}, \quad (2)$$

где \dot{I}_{a-CTOP} , \dot{I}_{b-CTOP} , \dot{I}_{c-CTOP} – измеренные токи соответствующей стороны, А;

$I_{БАЗ\ CTOP}$ – базисный ток соответствующей стороны, А;

\dot{I}_{A-CTOP}^* , \dot{I}_{B-CTOP}^* , \dot{I}_{C-CTOP}^* – расчетные токи соответствующей стороны для ДЗО НН, о.е.

После приведения токов к относительным единицам происходит расчет токов в формирователе дифференциального и тормозного сигнала (ФДТС). Дифференциальный ток в защите равен геометрической сумме всех входных токов. Ток торможения чувствительной ступени защиты в терминале рассчитывается по следующему выражению:

$$I_T = \sqrt{I_1' * I_2' * \cos(180 - \alpha)}, \quad (3)$$

где I_1' – модуль наибольшего из входных токов, о.е.;

I_2' – модуль геометрической суммы всех остальных входных токов, о.е.;

α – угол между векторами токов I_1' и I_2' .

Если угол α находится в диапазоне углов от 90° до 270° , то тормозной ток в терминале принимается равным величине, рассчитанной по вышеприведенному выражению, если угол α находится в диапазоне углов от -90° до $+90^\circ$, то тормозной ток в терминале принимается равным 0.

Полученные величины дифференциального и тормозного тока могут быть представлены как координаты точки короткого замыкания (КЗ). Характеристика срабатывания чувствительной ступени защиты представляет собой ломаную линию, состоящую из горизонтального, наклонного и вертикального участков (рис. 3), и задается четырьмя уставками: ток срабатывания, ток начала торможения, ток торможения блокировки, коэффициент торможения. Дополнительно при работе ДЗО НН задается уставка дифференциальной отсечки и предусмотрена возможность блокировки защиты по 2-й гармонике.

Ток начала торможения рекомендуется принимать $I_{T0} = 0,6$ – для автотрансформаторов, на которых возможен несинхронный автоматический ввод резерва (АВР), $I_{T0} = 1,0$ – во всех остальных случаях.

Ток торможения блокировки $I_{Т.БЛ}$ ДЗО НН определяется исходя из отстройки от максимально возможного сквозного тока нагрузки, который достигает своего наибольшего значения при действии АВР секционного выключателя или автоматического повторного включения (АПВ) питающих линий.

Особое внимание стоит обратить на выбор уставок начального тока сраба-

тывания и коэффициента торможения.

Ток срабатывания выбирается из условий отстройки от наибольшего тока небаланса, который определяется по формуле:

$$I_{НБ} = (K_{ПЕР} \cdot K_{ОДН} \cdot \varepsilon + \Delta U_{РПН} + \Delta f_{ВЫР} + \Delta f_{ПТТ}) \cdot I_{Т0}, \quad (4)$$

где $K_{ПЕР}$ – коэффициент, учитывающий переходный процесс;

$K_{ОДН}$ – коэффициент однотипности высоковольтных трансформаторов тока;

ε – относительное значение полной погрешности ТТ в установившемся режиме;

$\Delta U_{РПН}$ – относительная погрешность, обусловленная наличием РПН, принимается равной половине действительного диапазона регулирования или ступени регулирования, если РПН не используется;

$\Delta f_{ВЫР}$ – относительная погрешность выравнивания токов плеч;

$\Delta f_{ПТТ}$ – полная относительная погрешность промежуточных ТТ.

Важно отметить, что большинство современных ТТ гарантируют значение погрешности $\varepsilon=10\%$ при токах КЗ до 20 крат [4]. При превышении кратности тока КЗ значение полной погрешности ε может значительно превышать указанные 10% и должно определяться согласно документации на ТТ (по фактическим вольт-амперным характеристикам (ВАХ)).

Коэффициент торможения определяется по выражению:

$$K_T \geq \frac{\Delta I_D}{\Delta I_T} = \frac{I_D - I_{D,0}}{I_T - I_{T,0}}, \quad (5)$$

где $I_{D,0}$ – ток срабатывания чувствительной ступени ДЗО НН, о.е.;

$I_{T,0}$ – ток начала торможения ДЗО НН, о.е.;

I_D – дифференциальный ток при внешнем КЗ, равный току небаланса с учетом коэффициента отстройки: $I_D = I_{НБ} \cdot K_{ОТС}$, о.е.;

I_T – тормозной ток при КЗ, о.е.



$I_{D,0}$ - начальный ток срабатывания ДЗО НН;
 $I_{T,0}$ - ток начала торможения ДЗО НН;
 $I_{т.бл.}$ - ток торможения блокировки ДЗО НН;
 $K_T = I_D / I_T$ - коэффициент торможения ДЗО НН;
 $I_{отс.}$ - ток срабатывания дифференциальной отсечки

Рис. 3. Характеристика ДЗО НН

При соединении силового трансформатора по схеме звезда/треугольник и установке измерительных ТТ стороны НН «внутри треугольника» (рис. 1а) ток однофазных КЗ на стороне ВН или СН Т(АТ) полностью трансформируется в треугольник стороны НН. Кратность тока такого КЗ может превышать установленные 20 крат, вследствие чего увеличивается полная погрешность ТТ. В таком случае необходимо выбирать согласно документации на ТТ, и ток небаланса можно определить по формуле:

$$I_{НБ} = (K_{ПЕР} \cdot K_{ОДН} \cdot \varepsilon + \Delta U_{РПН} + \Delta f_{ВЫР} + \Delta f_{ПТТ}) \cdot I_{СКВ.КЗ}^* \quad (6)$$

где $I_{СКВ.КЗ}^*$ – ток, протекающий в ТТ стороны НН, о.е., который определяется по формуле:

$$I_{СКВ.КЗ}^* = (K_{ПЕР} \cdot K_{ОДН} \cdot \varepsilon_* + \Delta U_{РПН} + \Delta f_{ВЫР} + \Delta f_{ПТТ}) \cdot I_{Т0}, \quad (7)$$

где ε^* – полная погрешность ТТ, с учетом кратности тока КЗ ($I_{КЗ.МАХ}$) согласно документации.

Расчет тока небаланса для выбора уставки $I_{до}$ производится по формуле (4) при работе схемы в режиме холостого хода (при выключенных выключателях сторон НН1(3)).

В нормальном режиме работы схемы сквозной ток $I_{СКВ.КЗ}$ участвует в формировании дифференциального и тормозного токов. Подобный расчет используется при определении уставки коэффициента торможения.

Очевидно, что параметры срабатывания измерительных органов МП РЗА имеют намного более гибкую возможность регулирования характеристик, что позволяет улучшить селективность и чувствительность защиты, однако требует нового подхода к расчету уставок защит. Для точного расчета необходимы фактические ВАХ измерительных ТТ, зачастую сильно отличающиеся от образцов характеристик, приведенных в справочнике. При разработке рекомендаций по расчету уставок необходимо понимание особенностей работы конкретных устройств МП РЗА в ненормальных режимах работы энергосистемы.

Литература:

1. Руководящие указания по релейной защите. Вып. 3. Защита шин 6-220 кВ станций и подстанций. – М.: –Л., Госэнергоиздат, 1961.
2. Руководство по эксплуатации на шкаф защиты ошиновки НН автотрансформатора (трансформатора) типа ШЭ2607 043. – Чебоксары: ЭКРА, 2012.
3. Руководство по эксплуатации на шкаф защиты ошиновки НН автотрансформатора с высшим напряжением 330 кВ и выше типа ШЭ2710 543. – Чебоксары: ЭКРА, 2012.
4. ГОСТ 7746-2001 Трансформаторы тока. Общие технические условия.

Сведения об авторах



Кошельков Иван Александрович
Инженер 2 категории. Окончил кафедру электрических и электронных аппаратов электротехнического факультета Чувашского государственного университета в 2010 году. В 2010 году получил степень магистра техники и технологии по направлению «Электротехника, электромеханика и электро-технологии». Автор 6 научных публикаций в области противоаварийной автоматики и релейной защиты, микропроцессорной техники.



Петров Андрей Анатольевич,
Заместитель заведующего отделом защит подстанционного оборудования. Окончил кафедру электрических и электронных аппаратов электротехнического факультета Чувашского государственного университета в 2004 году. В 2004 году получил степень магистра техники и технологии по направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнологии». Автор 5 научных публикаций в области релейной защиты и микропроцессорной техники.

УДК 621.391.26

Бычков А.В., Никитин А.А.

АЛГОРИТМ ДВУХ ВЫБОРОК. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ВЫЧИСЛЕНИЙ В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

Аннотация: исследуется точность вычисления параметров вектора первой гармоники посредством алгоритма двух выборок в условиях влияния высших гармоник и апериодической слагающей входного сигнала цифровых измерительных органов.

Ключевые слова: алгоритмы цифровой обработки сигналов, цифровые измерительные органы, частотные свойства алгоритмов, нерекурсивные фильтры.

A.V. Bychkov, A.A. Nikitin

TWO SAMPLES ALGORITHM. INCREASE CALCULATION ACCURACY IN TRANSIENT MODES

Abstract: the paper analyses the precision of algorithm for main harmonic phasor calculation by using two samples in noisiness conditions by HF harmonics and exponential components in signals.

Keywords: digital signal processing algorithms, digital measurement functions, frequency response of algorithms, FIR filters.

Вычисление входных токов и напряжений современных микропроцессорных устройств релейной защиты и автоматики (РЗА) осуществимо различными алгоритмами цифровой обработки сигналов [1]. Весьма широкое распространение на практике при реализации цифровых измерительных органов (ЦИО) получил алгоритм Фурье. В публикациях разных авторов можно встретить описание и других алгоритмов, однако исследования, направленные на возможность их практического применения, отсутствуют. Среди наиболее часто упоминаемых – алгоритм двух выборок, поскольку он, как и алгоритм Фурье, относится к алгоритмам, которые с абсолютной точностью вычисляют параметры векторов, характеризующих входные токи и напряжения устройств РЗА, если они являются гармоническими сигналами заданной частоты, в частности, частоты $f_1 = 50$ Гц.

В основе алгоритма двух выборок лежит разностное уравнение, обеспечивающее по двум следующим с периодом дискретизации T_d через m циклов отсчетам синусоидальной величины $u(t) = U_m \sin(\omega t + \psi)$ (здесь U_m , $\omega = 2\pi f$ и ψ – амплитуда, циклическая частота и начальная фаза, t – текущее время) получение на n -м отсчете параметров характеризующего ее вектора $\underline{U}(nT_d)$ [2]:

$$\underline{U}(nT_d) = u(nT_d)(\operatorname{ctg} \omega m T_d + j) - \frac{u[(n-m)T_d]}{\sin \omega m T_d}. \quad (1)$$

Оценка возможности применения того или иного алгоритма в ЦИО

определяется не только тем, с какой точностью он позволяет вычислить параметры вектора $\underline{U}(nT_d)$, но его частотными свойствами, которые описываются двумя комплексными характеристиками [1]:

$$H(\pm\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} \underline{h}(nT_d) e^{\mp j\omega n T_d}. \quad (2)$$

Стоящая в выражении (2) под знаком суммы комплексная функция $\underline{h}(nT_d)$ называется импульсной характеристикой. Эта характеристика определяется как

$$\underline{h}(nT_d) = \sum_{k=0}^N \underline{a}_k \delta[(n-k)T_d], \quad (3)$$

где \underline{a}_k – комплексные коэффициенты импульсной характеристики; N – порядок алгоритма; $\delta(nT_d)$ – единичная δ -функция [2].

Модули $H(\omega)$ и $H(-\omega)$ комплексных функций $\underline{H}(\omega)$ и $\underline{H}(-\omega)$ дают две АЧХ алгоритма, а аргументы $\beta(\omega)$ и $\beta(-\omega)$ этих функций – две ФЧХ.

Дополнительные, весьма важные, сведения о точности вычислений и частотных свойствах алгоритма дают еще две функции:

$$A_1(\omega) = \frac{H(\omega) + H(-\omega)}{2}; \quad A_2(\omega) = \frac{H(\omega) - H(-\omega)}{2}, \quad (4)$$

которые обычно используются для анализа частотных свойств алгоритмов по методике, разработанной Э.М. Шнейерсоном [1].

Например, для алгоритма (1), обеспечивающего в ЦИО вычисление параметров вектора 1-й гармоники, выражения, описывающие импульсную и частотные характеристики, принимают вид

$$\underline{h}(nT_d) = \delta(nT_d) (\operatorname{ctg} \omega_1 m T_d + j) - \frac{\delta[(n-m)T_d]}{\sin \omega_1 m T_d}; \quad (5)$$

$$H(\pm\omega) = \left| \sin(1 \pm q) \frac{m\pi}{N} / \sin \frac{m\pi}{N} \cos \frac{m\pi}{N} \right|; \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} A_1(q) &= \left| \frac{\sin(1+q) \frac{m\pi}{N} + \sin(1-q) \frac{m\pi}{N}}{\sin \frac{2m\pi}{N}} \right|; \\ A_2(q) &= \left| \frac{\sin(1+q) \frac{m\pi}{N} - \sin(1-q) \frac{m\pi}{N}}{\sin \frac{2m\pi}{N}} \right|, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $q = \omega/\omega_1$ – кратность гармонической слагающей воздействия ЦИО относительно 1-й гармоники ($\omega_1 = 2\pi f_1$); N – число отсчетов за один период измеряемой

синусоидальной величины.

Анализ частотных свойств по выражениям (6) и (7) показывает, что если «длина» импульсной характеристики (5) минимальна ($m=1$) и длительность переходного процесса равна значению T_d , дифференцирующие свойства алгоритма (1) значительно усиливают влияние высших гармоник на точность вычисления параметров вектора 1-й гармоники [2]. Наиболее приемлемым в отношении минимизации влияния высших гармоник является случай, когда $m=N/4$ (рис. 1).

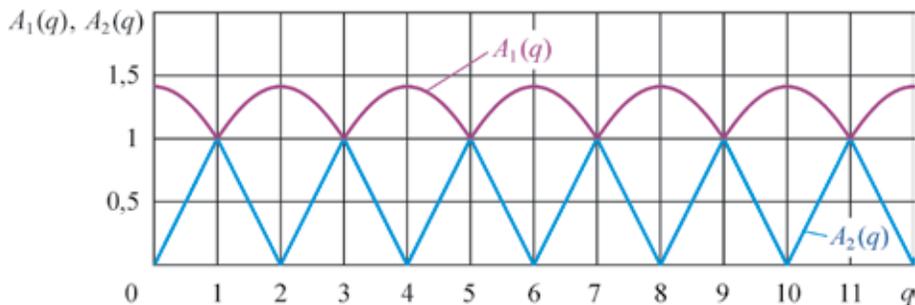


Рис. 1. Частотные характеристики алгоритма двух выборок ($N=12, m=3$)

Дифференцирующие свойства алгоритма двух выборок при $m=3$, обуславливающие усиление сигналов высоких частот, одинаковы для всех четных гармоник, но наибольшее усиление составляет примерно 41,4%. Следовательно, в рассматриваемом случае нет неточности замера, причиной которой является отсутствие усиления нечетных гармоник, но влияние высших гармоник, безусловно, сохраняется, если они присутствует во входном сигнале.

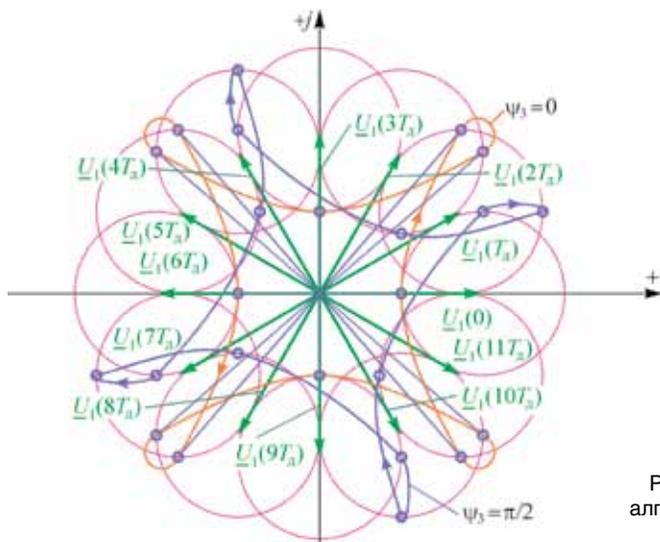


Рис. 2. Неопределенность замера по алгоритму (1) за один период изменения 1-й гармоники ($N=12, \psi_1=0$)

Указанное иллюстрируется рис. 2, где показаны траектории движения конца измеряемого вектора, когда входная воздействующая величина микропроцессорного реле, содержит два слагающих – 1-ю и 3-ю гармоники: $u(t) = U_{m1} \sin(\omega_1 t + \psi_1) + 0,5 U_{m1} \sin(3\omega_1 t + \psi_3)$, причем фазовый сдвиг 3-й гармоники ψ_3 относительно 1-й может быть произвольным (зоны неопределенности замера каждого вектора 1-й гармоники, соответствующего определенному отсчету на протяжении периода, для произвольного значения фазы 3-й гармоники ограничены окружностями, радиусы которых равны модулю высшей гармоники).

Как видно из рис. 2, вместо того, чтобы попадать на каждом отсчете в точку, лежащую на правильной окружности, конец вектора $U_1(nT_x)$ в зависимости от фазы 3-й гармоники описывает причудливые траектории, характеризующие существенные погрешности замера.

Таким образом, алгоритм (1) при $m=3$, имеющий длительность переходного процесса, равную 5 мс, практически не обладает фильтрующими свойствами.

Совершенно иную картину дает алгоритм Фурье:

$$\bar{U}_1(nT_x) = \frac{2j}{N} \sum_{\substack{k=n-N+1 \\ n=0 \dots N-1}}^n u(kT_x) e^{-j\omega_1(k+N-n-1)T_x},$$

частотные характеристики

$$\left. \begin{aligned} A_1(q) &= \frac{|\sin \pi q|}{N} \left| \frac{1}{\sin \frac{\pi}{N}(1-q)} + \frac{1}{\sin \frac{\pi}{N}(1+q)} \right|; \\ A_2(q) &= \frac{|\sin \pi q|}{N} \left| \frac{1}{\sin \frac{\pi}{N}(1-q)} - \frac{1}{\sin \frac{\pi}{N}(1+q)} \right| \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

которого для случая $N=12$, показанные на рис. 3, убедительно свидетельству-

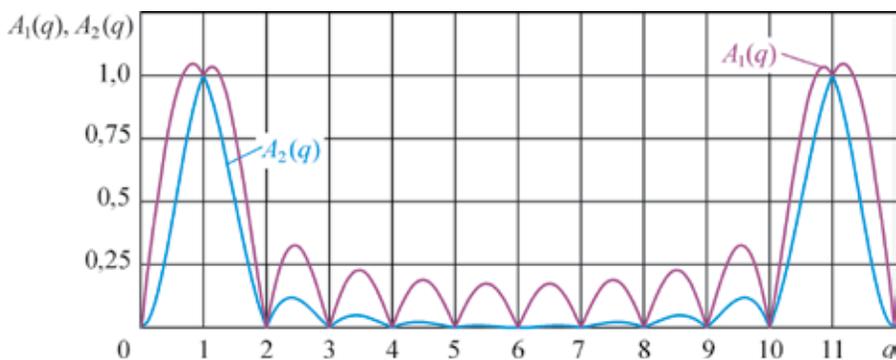


Рис. 3. Частотные характеристики преобразователя Фурье при $N=12$

ют о том, что, чего нет у алгоритма двух выборок, все кратные гармоники, а также постоянная слагающая входного сигнала полностью подавляются (за исключение гармоник с номерами $N-1$, $N+1$, $2N-1$, и т.д.).

Длина импульсной характеристики алгоритма Фурье

$$\underline{h}(nT_d) = \frac{2j}{N} \left\{ \delta(nT_d) e^{-j\omega_1(N-1)T_d} + \delta[(n-1)T_d] e^{-j\omega_1(N-2)T_d} + \dots + \delta[(n-N+2)T_d] e^{-j\omega_1 T_d} + \delta[(n-N+1)T_d] \right\}$$

составляет 20 мс, значит и переходной процесс в блоке измерений, реализующем этот алгоритм, имеет такую же длительность. Указанное обуславливает большую неточность вычислений, осуществляемых в блоке измерений на протяжении первых 20 мс после скачкообразного изменения дискретизированного синусоидального воздействия.

Таким образом, представляется существенным при реализации ЦИО получить алгоритм, который давал бы меньшую, чем у алгоритма Фурье, длительность переходного процесса при условии сохранения как можно более высокой точности вычисления параметров вектора 1-й гармоники.

В этой связи рассмотрим возможности улучшения частных свойств алгоритма двух выборок. В отношении полного исключения влияния высших гармоник, кратных 1-й, представляется целесообразным использование цифровой фильтрации простейшими нерекурсивными фильтрами 1-го порядка с вещественными симметричными коэффициентами импульсной характеристики (3) $a_0 = a_1 = 0,5$ [2]:

$$h(nT_d) = \frac{\delta(nT_d) + \delta[(n-1)T_d]}{2}; \quad \underline{H}(\pm\omega) = \frac{1 + e^{\mp j\frac{2\pi q}{N}}}{2}.$$

Соответственно АЧХ таких фильтров

$$H(\omega) = \left| \cos q \frac{\pi}{N} \right|$$

для разных значений частоты дискретизации $f_d = 1/T_d$ имеют одинаковую форму, но разный период следования минимумов, при которых функция $H(\pm\omega)$ обращается в нуль (рис. 4).

Лучше всего высшие гармоники подавляет КИХ-фильтр при $f_d = 300$ Гц ($N=6$): полностью 3-ю, 9-ю, 15-ю и 21-ю гармоники и т.д., в то время как при $f_d = 600$ Гц ($N=12$) – только 6-ю, 18-ю и т.д., при $f_d = 1200$ Гц ($N=24$) – 12-ю, 36-ю и т.д., при $f_d = 2400$ Гц ($N=48$) – 24-ю, 72-ю и т.д.

Синтез КИХ-фильтра (при наличии возможности взятия 48 выборок за один период промышленной частоты) посредством последовательного

«вложения» одного фильтра в другой дает вариант фильтра 15-го порядка, разностное уравнение которого приобретает вид

$$y(nT_d) = \frac{1}{16} \sum_{k=0}^{15} x[(n-k)T_d]. \quad (9)$$

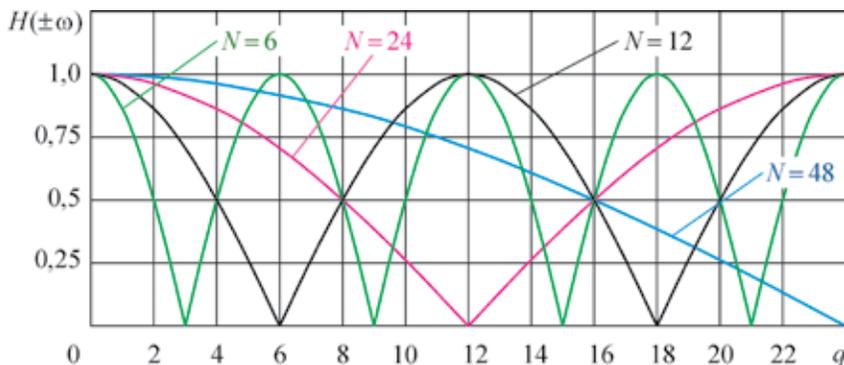


Рис. 4. Частотные характеристики КИХ-фильтров 1-го порядка

Разностному уравнению (9) соответствует импульсная характеристика, показанная на рис. 5, иллюстрирующая длительность переходного процесса в КИХ-фильтре, — 15 циклов дискретизации (6,25 мс). При столь незначительной длительности переходного процесса КИХ-фильтр, комплексная частотная характеристика которого описывается выражением

$$\underline{H}(\pm\omega) = \frac{1}{16} \left[1 + \sum_{k=1}^{15} e^{\mp j\omega \frac{\pi}{24} k} \right]. \quad (10)$$

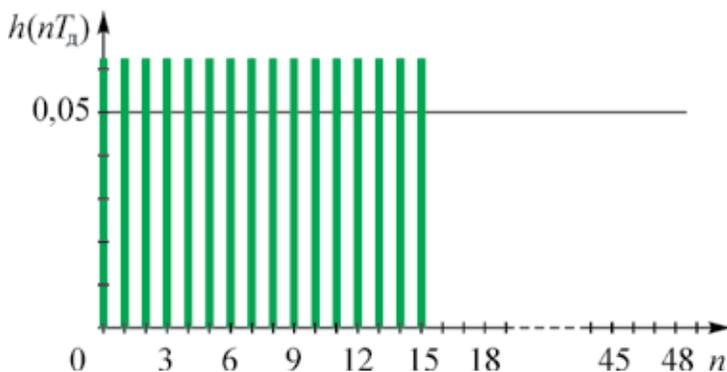


Рис. 5. Импульсная характеристика КИХ-фильтра 15-го порядка

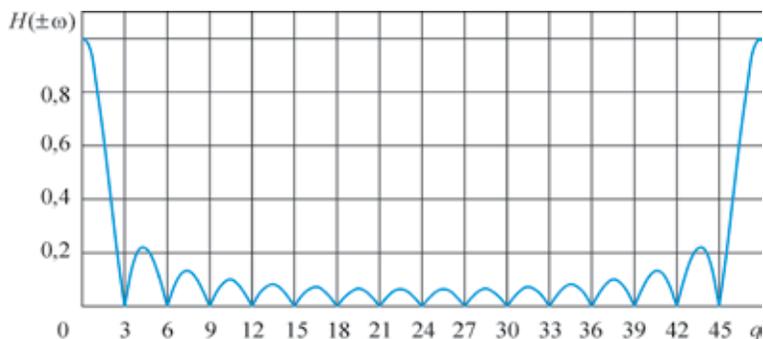


Рис. 6. АЧХ КИХ-фильтра низких частот 15-го порядка

будет подавлять все перечисленные гармоники (рис. 6).

Для иллюстрации на рис. 7 представлены диаграммы работы КИХ-фильтра с упомянутой комплексной частотной характеристикой в случае, когда воздействие кроме 1-й гармонической слагающей $x_1(t) = \sin(\omega_1 t)$ содержит 3-ю, 6-ю, 9-ю, 12-ю, 15-ю, 18-ю, 21-ю и 24-ю гармонические слагающие, амплитуды которых обратно пропорциональны их номерам. Реакция фильтра $y(nT_d) \leftrightarrow y_d(t)$ после завершения переходного процесса спустя промежуток времени $T_{nm} = 6,25$ мс приобретает синусоидальный характер.

Однако в том случае, когда воздействие кроме гармонических слагающих содержит и экспоненциальную (рис. 8), в силу отсутствия фильтрующих свойств в области низких частот реакция фильтра не имеет периодического характера на всем временном интервале, пока действие аperiodической слагающей

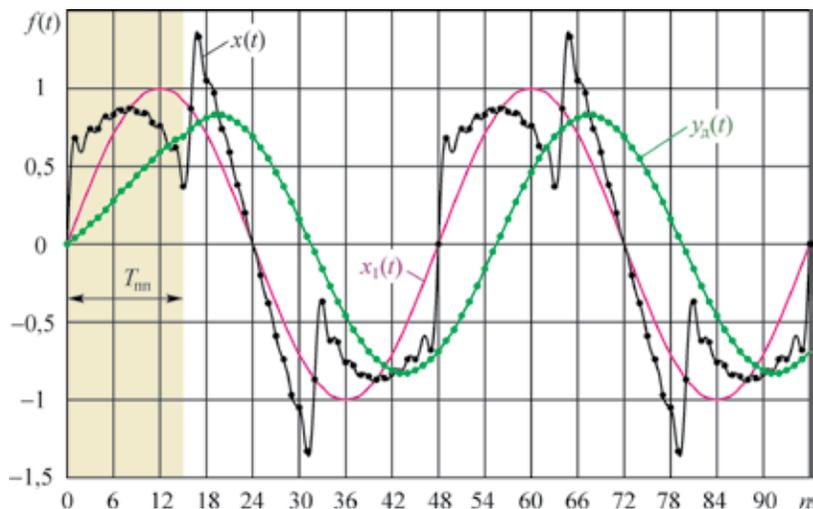


Рис. 7. Реакция КИХ-фильтра на периодическое несинусоидальное воздействие

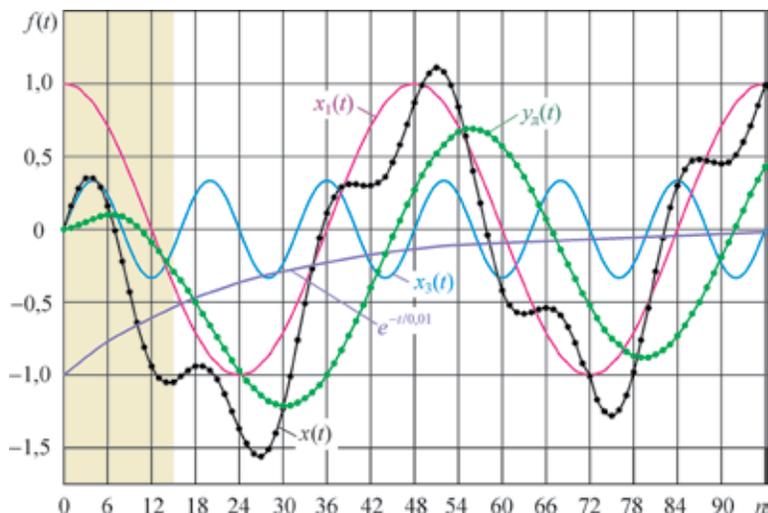


Рис. 8. Реакция КИХ-фильтра на неперiodическое воздействие

остается ощутимым. Следовательно, использование в блоке измерений КИХ-фильтра с комплексной частотной характеристикой (10) не может обеспечить повышение точности вычислений посредством алгоритма 2-х выборок.

Алгоритм Фурье в условиях наличия экспоненциальной слагающей проявляет себя лучше, поскольку его АЧХ (рис. 3) свидетельствует о наличии фильтрующих свойств в области низких частот. Оценка влияния экспоненциальной слагающей на точность вычисления параметров вектора 1-й гармоники показывает, что наиболее неблагоприятным является диапазон значений постоянной времени ее затухания $\tau_a = 60 \dots 100$ мс. Так, например, если аперiodическая слагающая имеет $\tau_a = 80$ мс, то точность лучше чем 2,4 % достигается только после 105 мс. Следовательно, для повышения точности вычисления в условиях влияния экспоненциальной слагающей требуется усиление фильтрующих свойств, недостижимых алгоритмом Фурье.

Улучшить фильтрующие свойства алгоритма двух выборок в области низких частот можно предварительной цифровой фильтрацией селективным КИХ-фильтром с линейной ФЧХ. Здесь заслуживают внимания КИХ-фильтры 4-го порядка с антисимметричными коэффициентами импульсной характеристики с $a_0 = a_1 = 0,25$; $a_2 = 0$; $a_3 = a_4 = -0,25$ [2]:

$$h(nT_d) = \frac{\delta(nT_d) + \delta[(n-1)T_d] - \delta[(n-3)T_d] - \delta[(n-4)T_d]}{4},$$

$$\underline{H}(\omega) = \frac{e^{-j2\omega T_d}}{4} (e^{j2\omega T_d} + e^{j\omega T_d} - e^{-j\omega T_d} - e^{-j2\omega T_d}).$$

Соответственно АЧХ таких фильтров, определяемые выражением

$$H(\omega) = \left| \frac{\sin \omega T_d}{2} (2 \cos \omega T_d + 1) \right|,$$

иллюстрируют возможность подавления экспоненциальной слагающей при любых значениях частоты дискретизации (рис. 9).

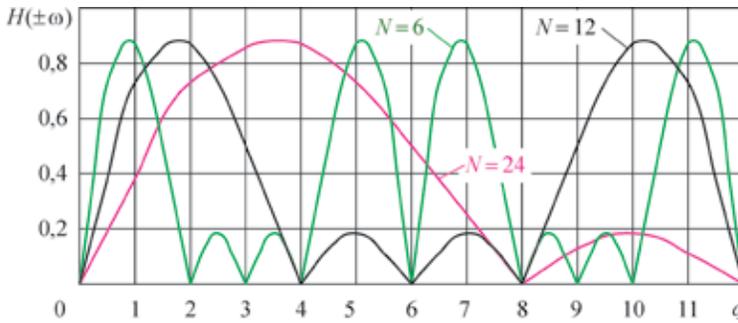


Рис. 9. АЧХ селективных КИХ-фильтров 4-го порядка

Анализ частотных свойств селективных КИХ-фильтров 4-го порядка показывает, что наиболее приемлемым в отношении подавления экспоненциальной слагающей является вариант, когда используется последовательное «вложение» двух фильтров, один из которых имеет $f_d=300$ Гц ($N=6$), а другой – $f_d=600$ Гц ($N=12$). Первый полностью подавляет постоянную слагающую, 2-ю, 3-ю, 6-ю гармоники и т.д., второй – постоянную слагающую, 4-ю, 6-ю, 8-ю гармоники и т.д. Синтезированный таким образом КИХ-фильтр формирует реакцию согласно разностному уравнению

$$y(nT_d) = \frac{1}{16} \left\{ \sum_{k=0, 4, 8, 40, 44, 48} x[(n-k)T_d] - \sum_{l=16, 20, 28, 32} x[(n-l)T_d] \right\} - \frac{x[(n-24)T_d]}{8}. \quad (11)$$

Разностному уравнению (11) соответствует импульсная характеристика, показанная на рис. 10, иллюстрирующая длительность переходного процесса

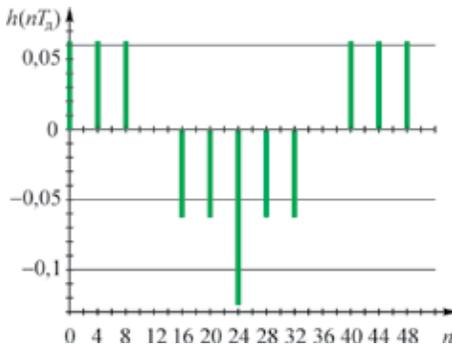


Рис.10. Импульсная характеристика селективного КИХ-фильтра

в КИХ-фильтре, – 20 мс, т.е. ровно столько, сколько длится переходной процесс в блоке измерений, реализующем алгоритм Фурье при отсутствии в воздействии экспоненциальной слагающей.

В данной ситуации главной становится оценка подавления экспоненциальной слагающей воздействия блока измерений. Для этого по уравнению (11) получим формулу для вычисления комплексной частотной характеристики:

$$H(\pm\omega) = \frac{1}{16} \left[1 + \sum_{\substack{\kappa=1, 2, 10, 11, 12; \\ \lambda=4, 5, 7, 8}} \left(e^{\mp j\omega \frac{\pi}{6} \kappa} - e^{\mp j\omega \frac{\pi}{6} \lambda} \right) - 2e^{\mp j\omega \pi} \right]. \quad (12)$$

Комплексная частотная характеристика (12) обеспечивает полное подавление 2-й, 3-й, 4-й, 6-й, 8-й, 9-й, 10-й, 12-й, ... гармонических слагающих. Вместе с тем вид АЧХ селективного фильтра (рис. 11) иллюстрирует возможность существенного подавления экспоненциальной слагающей.

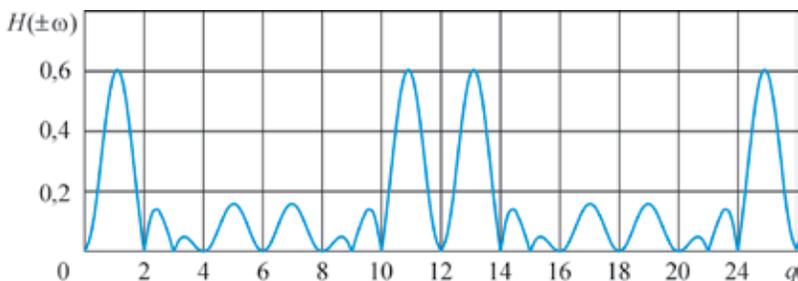


Рис.11. АЧХ селективного КИХ-фильтра 12-го порядка

Для иллюстрации указанного на рис. 12. представлены диаграммы работы селективного КИХ-фильтра с комплексной частотной характеристикой (12) в случае, когда воздействие кроме 1-й гармонической слагающей $x_1(t) = \sin(\omega_1 t + \pi/2)$ содержит 2-ю, 3-ю, 4-ю, 6-ю, 8-ю, 9-ю, 10-ю, 12-ю, 14-ю, 15-ю, 16-ю, 18-ю, 20-ю, 21-ю и 22-ю гармонические слагающие (все с нулевым фазовым сдвигом), амплитуды которых обратно пропорциональны их номерам, а также экспоненциальную слагающую (в нулевой момент времени эта слагающая равна амплитуде 1-й гармоники). Реакция фильтра $y(nT_d) \leftrightarrow y_d(t)$ после завершения переходного процесса спустя промежуток времени $T_{\text{пт}} = 20$ мс приобретает практически синусоидальный характер (на протяжении первых двух периодов, когда экспоненциальная слагающая снижается на 39,3 %, «постоянная» слагающая реакции фильтра составляет всего 0,5 %).

Указанное позволяет предположить, что обработка воздействия, содержащего экспоненциальную слагающую, посредством селективного фильтра, комплексная частотная характеристика которого описывается выражением (12),

с последующими цифровыми преобразованиями по алгоритму (1) позволят существенно сократить интервал времени выхода на приемлемую точность вычислений параметров вектора 1-й гармоники. Можно показать, что в этом случае эквивалентные комплексные частотные характеристики могут быть представлены как

$$\begin{aligned}
 H(\pm\omega) = & \frac{1}{16} \left\{ 2\cos q \frac{3\pi}{2} + \sum_{\substack{\kappa=1,2,10,11,12; \\ \lambda=4,5,7,8}} \left[\cos \frac{\pi(3\mp\kappa q)}{6} - \cos \frac{\pi(3\mp\lambda q)}{6} \right] - \cos q \frac{\pi}{2} + \right. \\
 & + \sum_{\substack{\mu=7,8,10,11; \\ \nu=4,5,13,14,16}} \left(\cos q \frac{\mu\pi}{6} - \cos q \frac{\nu\pi}{6} \right) - 2\cos \frac{\pi(3\mp 6q)}{6} \left. \right\} + \frac{j}{16} \left\{ 1 - \sin q \frac{\pi}{2} + \right. \\
 & + \sum_{\substack{\kappa=1,2,10,11,12; \\ \lambda=4,5,7,8}} \left[\sin \frac{\pi(3\mp\kappa q)}{6} - \sin \frac{\pi(3\mp\lambda q)}{6} \right] + \sum_{\substack{\mu=7,8,10,11; \\ \nu=4,5,13,14,16}} \left(\sin q \frac{\mu\pi}{6} - \sin q \frac{\nu\pi}{6} \right) + \\
 & \left. + 2\sin q \frac{3\pi}{2} - 2\cos \frac{\pi(3\mp 6q)}{6} \right\}.
 \end{aligned}$$

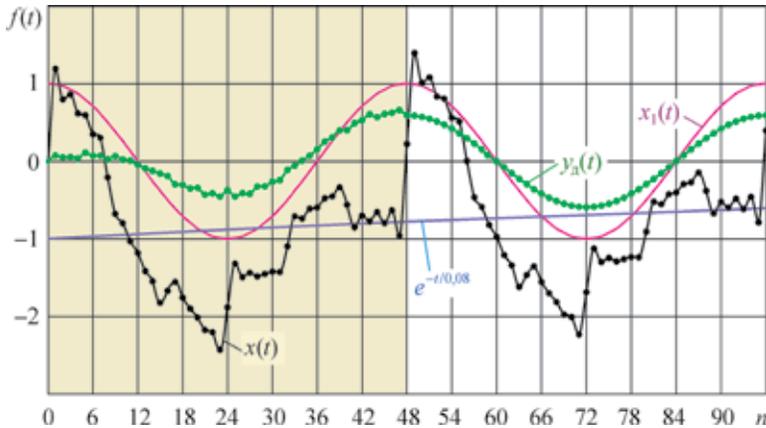


Рис. 12. Реакция селективного КИХ-фильтра 12-го порядка на неперiodическое воздействие:
 $y(48T_d) = y(96T_d) = 0,59$; $y(72T_d) = y(120T_d) = -0,593$

Графики АЧХ (4) в виде функций $A_1(q)$ и $A_2(q)$, вычисленных по комплексным частотным характеристикам (13), показаны на рис. 13 (здесь для возможности сравнительного анализа значения функций $A_1(q)$ и $A_2(q)$ в точке $q=1$ приведены к единице). Сопоставление этих графиков с представленными на рис. 3 иллюстрирует их идентичность во многом, но имеются и различия: во-первых, в области низких частот значения функций $A_1(q)$ и $A_2(q)$ ЛДС с комплексной частотной характеристикой (13) разнятся меньше, причем значения функции $A_1(q)$ лежат существенно ниже, чем у алгоритма

Фурье (этот фактор играет положительную роль, поскольку именно он определяет фильтрующие свойства в отношении подавления экспоненциальной слагающей); во-вторых, значения $A_1(5)=A_2(5) \approx 0,27$ свидетельствуют о неполном подавлении синусоидальных слагающих указанных кратностей (этот фактор играет отрицательную роль, поскольку наличие 5-й и 7-й гармоник в воздействии будет ухудшать точность вычисления параметров вектора 1-й гармоники не только в переходных режимах, но и стационарных).

Для иллюстрации фильтрующих свойств в отношении подавления экспоненциальной слагающей на рис.14 представлены результаты вычисления

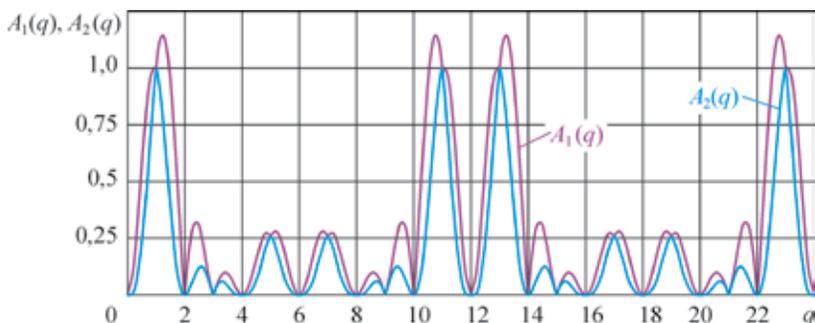


Рис.13. Частотные характеристики эквивалентного алгоритма ($N=12$)

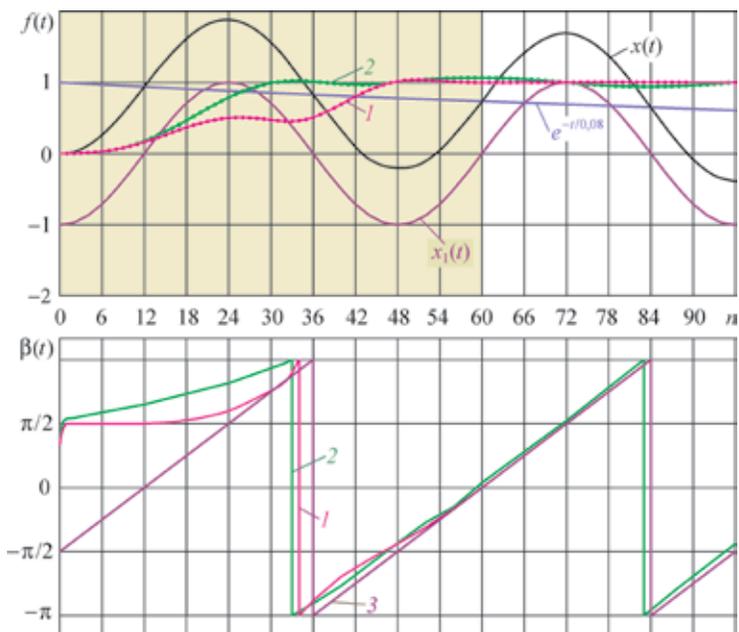


Рис. 14. Модуль и аргумент измеряемого вектора 1-й гармоники в переходном режиме ($N=12$):
 1 – модуль и аргумент, вычисляемые по эквивалентному алгоритму; 2 – модуль и аргумент, вычисляемые по алгоритму Фурье; 3 – истинная фаза

модуля и аргумента вектора 1-й гармоники в условиях, наиболее неблагоприятных для алгоритма Фурье. Эти результаты свидетельствуют, что на 25 мс (формальный момент завершения переходного процесса при отсутствии экспоненциальной слагающей) погрешность вычисления по модулю составляет 0,25 %, а по аргументу – $9'$ (в тот же дискретный момент времени алгоритм Фурье имеет погрешность по модулю, равную 6,59 %, а по аргументу – $7^{\circ}25'$)*.

Таким образом, алгоритм эквивалентной ЛДС, сочетающей в себе предварительную сильную цифровую фильтрацию нерекурсивным звеном с линейной ФЧХ и быстродействующее вычисление параметров вектора 1-й гармоники посредством алгоритма двух выборок, существенно сильнее подавляет аperiodическую слагающую по сравнению с алгоритмом Фурье (можно показать, что указанное распространяется на аperiodические слагающие с постоянной времени от 0,025 до 0,2 с). Вместе с тем упомянутое нерекурсивное звено в силу своих фильтрующих свойств не дает полного подавления 5-й и 7-й гармонических слагающих, хотя и ослабляет их влияние примерно на 73 %. Принципиально имеется возможность полного подавления 5-й и 7-й гармоник, однако только за счет увеличения длительности переходного процесса в звене предварительной цифровой фильтрации.

Литература

1. Шнеерсон Э.М. Дистанционные защиты / Э.М. Шнеерсон. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 448 с.
2. Никитин А.А. Микропроцессорные реле: учеб. пособие / А.А. Никитин. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. 2006. – 524 с.

Сведения об авторах



Никитин Анатолий Афанасьевич

К.т.н., Почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации, заместитель технического директора НПП «ЭКРА» по научной и учебной работе, профессор кафедры «Электрические и электронные аппараты» ЧГУ им. И.Н. Ульянова.



Бычков Анатолий Владимирович

В 2007 г. окончил магистратуру Чувашского госуниверситета по направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнологии», магистр техники и технологии. Инженер отдела перспективных разработок НПП «ЭКРА».

* Следует отметить, что изменение погрешности имеет «неравномерный» характер: спустя 22,5 мс – 54 отсчет при $N=48$ – после начала переходного процесса погрешность эквивалентного алгоритма ЛДС составляет по модулю 2,39 %, а по аргументу – $1^{\circ}32'$.

УДК 621.391.1.037.37: 621.311

Пономарев Е.А., Шевцов В.М.

ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Аннотация: рассмотрены структура и особенности программно-аппаратных комплексов, позволяющих моделировать электроэнергетические системы в режиме реального времени, обозначены области применения рассматриваемых комплексов.

Ключевые слова: программно-аппаратный комплекс, моделирование, реальное время, RTDS, OPAL-RT, Hypersim, eMEGAsim.

Ponomarev E.A., Shevtsov V.M.

REAL-TIME DIGITAL SYSTEM FOR SIMULATION OF ELECTRIC POWER SYSTEMS

Abstract: the structure and features of software and hardware systems to simulate power systems in real-time; designated application areas for the real-time complexes.

Keywords: software and hardware complex, simulation, real-time, RTDS, OPAL-RT, Hypersim, eMEGAsim.

Важным этапом в процессе разработки и испытаний современных микропроцессорных устройств релейной защиты (РЗ) и противоаварийной автоматики (ПА) является комплексная проверка правильности функционирования их алгоритмов. Наиболее удобным и распространенным инструментом для проведения такого рода испытаний являются программно-аппаратные комплексы (далее ПАК или просто комплексы) типа Omicron, Ретом и др. [1]. В лучшем варианте программное обеспечение таких комплексов позволяет реализовать математическую модель упрощенной структуры энергосистемы (рис. 1). В сочетании с соответствующей аппаратной частью осуществляется физическое воспроизведение результатов математического расчета, и пользователю дается возможность проверки физического устройства в режимах, близких к реальным. Наглядный графический интерфейс позволяет задавать параметры основных элементов энергосистемы, токи и напряжения нагрузочного режима, место установки устройства, вид и место повреждения.

Такие модели позволяют решать определенный круг ограниченных задач и являются недостаточными для решения более сложных вопросов, связанных, например, с проведением многочисленных комплексных испытаний устройств ПА [2], где необходимо использовать более сложные модели энергосистем и их элементов. Это вызывает необходимость в получении тестовых сигналов от других ис-

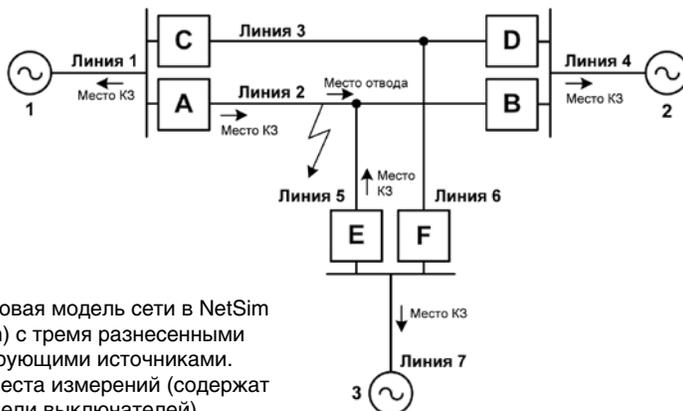


Рис. 1. Типовая модель сети в NetSim (Omicron) с тремя разнесенными генерирующими источниками. А, ..., F – места измерений (содержат модели выключателей)

точников. В частности, могут использоваться файлы осциллограмм с аварийных осциллографов, полученные на реальных объектах, или файлы, полученные с помощью специализированных программных средств, например MatLab.

Более совершенными системами, позволяющими проводить комплексные испытания, являются цифровые системы моделирования энергосистем в режиме реального времени. Такие комплексы на основе распараллеливания цифровых вычислений позволяют создавать более сложные модели энергосистем, в пределе эквивалентные реальным энергосистемам. Причем модели включают в себя как традиционные силовые элементы энергосистем (генераторы, трансформаторы, ЛЭП и др.), так и новейшие научно-технические разработки, направленные на увеличение надежности и эффективности их функционирования, например, SVC (Static Var Compensator), STATCOM (Static Synchronous Compensator), TCSC (Thyristor Controlled Series Compensation) и др.

Важной особенностью данных комплексов является то, что испытываемое устройство (например, терминал РЗ или ПА) может быть физически непосредственно подключено через блоки усиления сигналов к различным участкам моделируемой энергосистемы. В этом случае помимо аналоговых каналов устройства могут быть задействованы также и дискретные входы и выходы, тем самым в устройство поступает более полная информация о состоянии энергосистемы. Кроме того, оно может оказывать дискретное воздействие на ПАК, т.е. на процесс моделирования. Такой метод испытаний принято называть *испытаниями в замкнутом цикле*.

Примерами таких ПАК являются компьютерные системы канадских компаний RTDS Technologies Inc. [3], OPAL-RT Technologies Inc. [4] и научно-исследовательского института Hydro Quebec [5]. Рассмотрим данные комплексы подробнее.

К настоящему времени, по нашим сведениям, наибольшее распространение и признание получил программно-аппаратный комплекс Real Time Digital Simulator, разработанный компанией RTDS Technologies Inc.

Программно-аппаратный комплекс Real Time Digital Simulator (далее симулятор RTDS или RTDS) состоит из программной части, называемой RSCAD, и аппаратных блоков. RSCAD создан на основе известного и широко распространенного за рубежом программного комплекса PSCAD, разработанного и поддерживаемого канадской компанией Manitoba HVDC Research Centre [6]. В RSCAD, так же, как и в PSCAD, используются высокоэффективные математические модули и вычислительные методы, известные под названием EMTP (ElectroMagnetic Transients Program), основанные на работах профессора Г. Доммеля (Herman W. Dommel) [7]. EMTP-алгоритмы позволяют получать с высоким быстродействием устойчивые и точные решения уравнений электромагнитных и электромеханических переходных процессов в больших электроэнергетических системах сложной конфигурации для моделирования процессов в реальном масштабе времени.

Аппаратная часть RTDS имеет модульную наращиваемую структуру. Основой аппаратной части являются вычислительные процессорные платы (последняя модель платы на момент выхода статьи – PB5), количество которых определяет размер расчетной модели. Помимо вычислительных плат комплекс содержит платы ввода/вывода аналоговой и цифровой информации для связи с внешними устройствами. Принципиальная схема, отображающая взаимодействие между пользователем, комплексом RTDS и испытуемым оборудованием, представлена на рис. 2.

На рис. 3 представлены основные области научно-технических задач, решение которых может осуществляться на комплексе RTDS. К ним относятся:



Рис. 2. Схема подключения терминала РЗА к комплексу RTDS

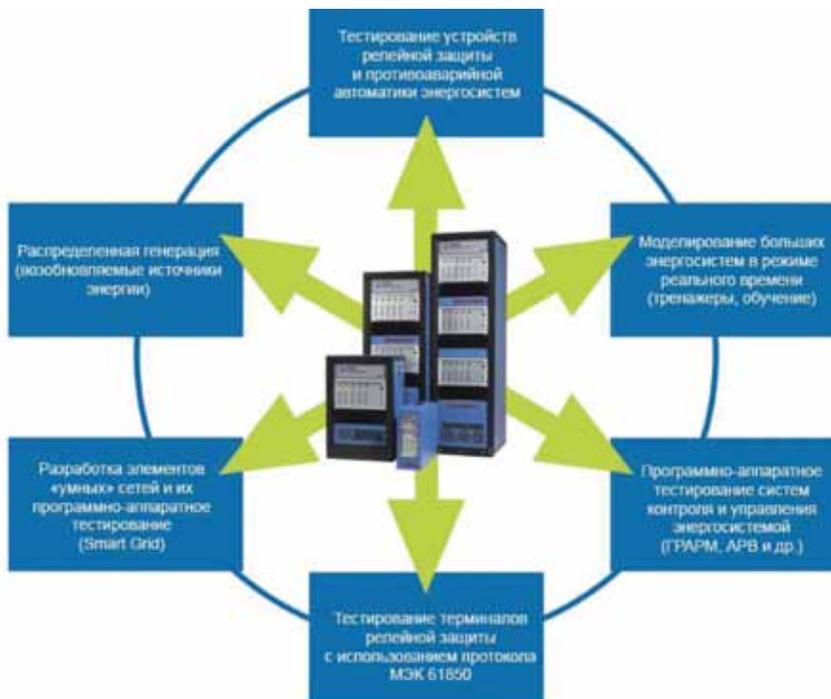


Рис. 3. Области использования комплекса RTDS

Тестирование алгоритмов терминалов защиты. Структурно симулятор RTDS содержит передовые и эффективные средства для тестирования алгоритмов терминалов защиты. В RSCAD содержится большая библиотека моделей компонентов электроэнергетических систем, что позволяет проводить тестирование полной номенклатуры известных микропроцессорных устройств релейной защиты и автоматики. Модели традиционных измерительных трансформаторов тока и напряжения позволяют задавать характеристики их магнитной системы и тем самым учитывать неблагоприятные процессы возникновения небалансов и насыщения ферромагнитных сердечников в них. Для моделирования различного рода повреждений имеется библиотека Fault Model, элементы которой позволяют воспроизводить различные виды коротких замыканий, в том числе через электрическую дугу. Вывод аналоговых сигналов из RTDS обеспечивается платами аналоговых выходов типа GTAО (Giga Transceiver Analogue Output), которые используют 16-битный цифро-аналоговый преобразователь с высокоточными усилителями и калибровкой смещения. Максимальный выходной диапазон платы GTAО составляет +/- 10 В амплитудного значения, в связи с чем необходимо использовать дополнительные устройства – усилители – для достижения номинальных значений вторичных токов (1 или 5 А) и напряжений (100 В).

Испытание в замкнутом цикле физических устройств. Тестирование в замкнутом цикле является самым полным и важным средством для проверки реальных устройств, таких как терминалы защиты и противоаварийной автоматики, а также системы управления режимами работы оборудования электроэнергетических систем.

Проведение таких динамических испытаний возможно только с использованием цифрового симулятора энергосистем в режиме реального времени. При этом испытуемое оборудование находится в условиях режима входных воздействий, близких к реальным условиям его эксплуатации. Следовательно, такое тестирование проверяет не только функционирование и настройку устройства, но и реакцию системы на воздействия от него. Заметим, что процесс тестирования не ограничивается одним физическим устройством. В зависимости от аппаратных возможностей симулятора таких устройств может быть несколько, что позволяет исследовать их взаимодействие между собой. Помимо физических каналов передачи данных могут быть использованы и цифровые каналы, с использованием различных протоколов: МЭК 61850, DNP (Distributed Network Protocol) и др.

Тестирование устройств, работающих с протоколом МЭК 61850. Симулятор RTDS позволяет тестировать устройства с использованием протокола МЭК 61850. Коммуникации обеспечиваются за счет платы GTNET, имеющей функции передачи данных в формате протокола МЭК 61850-8-1 (GOOSE/GSSE) или протокола МЭК 61850-9-2 (Sampled Values). Например, одна плата GTNET-SV позволяет передавать группу трехфазных токов и трехфазных напряжений с частотой дискретизации 80 выборок за период.

Тестирование цифровых систем управления. Симулятор применим для тестирования в замкнутом цикле контроллеров управления для силовых систем постоянного тока (HVDC), устройств компенсации реактивной мощности (SVC) и других устройств FACTS. С его помощью можно производить проверку блоков управления генераторами, например, модулей системы возбуждения и автоматического регулятора напряжения, а также блоков системы регулирования частоты вращения и мощности турбин.

Сфера образования и обучения. Симулятор RTDS может использоваться в процессе обучения для наглядной демонстрации реальных явлений и процессов, протекающих в энергосистемах в различных режимах. Многие зарубежные университеты с техническими специальностями используют симулятор RTDS в учебном процессе. Практические занятия с RTDS позволяют ускорить освоение теоретической и практической частей профессиональной подготовки обучаемых, существенно расширить их объем знаний и исследовательские возможности.

Для клиентов компании RTDS Technologies Inc. доступны более сотни публикаций, касающихся перечисленных выше задач [8]. Публикации содержат информацию как о тестировании различных устройств в замкнутом цикле, так и результаты исследований по верификации программных моделей RSCAD с данными, полученными в реальных энергосистемах, или в других программных комплексах, зарекомендовавших себя в области моделирования энергосистем.

На НПП «ЭКРА» с использованием комплексов RTDS проводятся различные научно-исследовательские работы, такие как, например, оценка правильности выбора уставок дистанционных защит, подготовка к аттестационным испытаниям разрабатываемых устройств противоаварийной автоматики. Выполняются также исследования режимов самозапуска двигателей при действии АВР в целях реализации в терминалах функции быстродействующего АВР, анализируются процессы плавного пуска электродвигателей, «безударного» включения силовых трансформаторов и др.

По имеющейся информации в настоящее время в эксплуатации находятся более 200 комплексов, размещенных в 31 стране мира. В России комплексы RTDS, помимо НПП «ЭКРА», установлены в ОАО «ВНИИР», «НИУ МЭИ», ОАО «НТЦ ФСК ЕЭС», ОАО «НТЦ ЕЭС».

Другой аналогичной разработкой в области «real-time» моделирования является продукт научно-исследовательского института Hydro Quebec –



Рис. 4. Общий вид системы Hypersim

Hypersim. Программная среда Hypersim также использует EMTP-алгоритмы. Аппаратная часть до последнего времени была представлена суперкомпьютером фирмы SGI (Silicon Graphics, Inc.). Изначально Hypersim был в распоряжении только самого института и не предназначался для коммерческого распространения. И только в начале 2012 года было заключено соглашение между компаниями OPAL-RT Technologies Inc. и институтом Hydro Quebec, согласно которому компания OPAL-RT получила возможность коммерческого распространения программного продукта Hypersim, предлагая при этом аппаратную платформу собственной разработки [9].

Аппаратно-программный комплекс Hypersim – цифровой симулятор для больших электроэнергетических систем (более 2000 трехфазных узлов), моделируемых в режиме реального времени. Используется для предварительного тестирования новых устройств в режимах, близких к реальным, а также для проведения приемосдаточных испытаний.

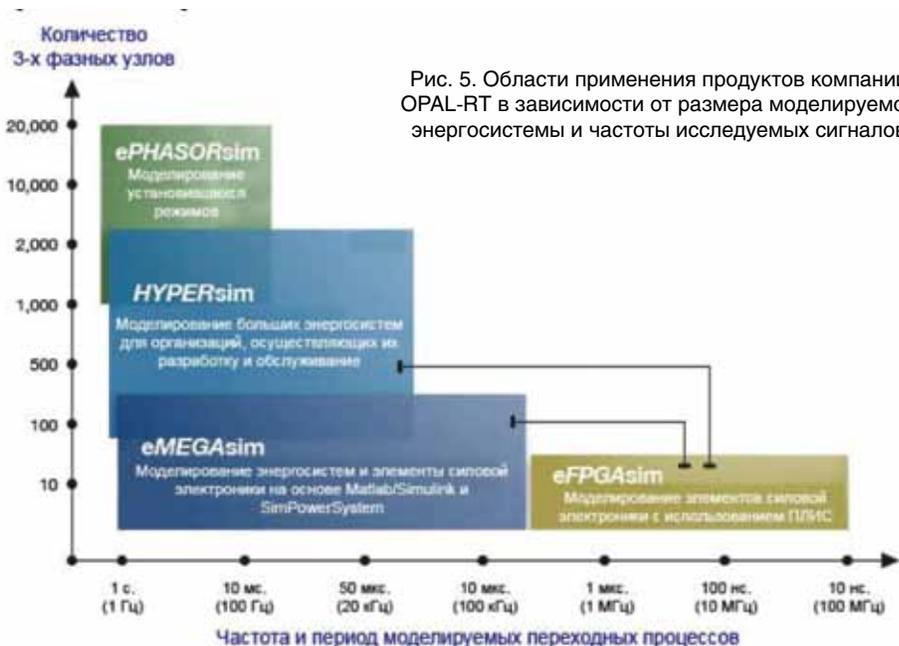
Использование новейших SGI- и Intel-технологий позволило научно-исследовательскому институту HydroQuebec (IREQ) получить возможность адекватного моделирования в режиме реального времени энергосистемы Квебека (Quebec – провинция Канады), которая по праву считается одной из самых сложных в мире. Энергосистема содержит 60 гидроэлектростанций, одну атомную электростанцию, разветвленную сеть переменного тока высокого напряжения общей длиной более 33 тыс. км, высоковольтные вставки постоянного тока для связи с соседними энергосистемами, устройства FACTS и др.

Более чем 20-летний опыт института IREQ по моделированию сложных энергосистем, включающий как гибридное моделирование, так и цифровое, постоянно проводимые исследования по верификации цифровых моделей, сопоставление полученных результатов с результатами других программных комплексов позволяют к настоящему времени с уверенностью использовать комплекс Hypersim для проведения научно-исследовательских работ с целью повышения уровня надежности и управляемости энергосистем различной сложности и конфигурации.

Современный комплекс Hypersim обеспечивает проведение исследований для электроэнергетики широкого спектра: анализ напряжений в узлах энергосистемы; оценка статической и динамической устойчивости; взаимодействие систем постоянного и переменного тока; оценка электромагнитных переходных процессов, вызванных различными нарушениями режима; анализ работы традиционного силового электрооборудования и устройств FACTS. Аппаратная часть Hypersim позволяет подключать к модели физические устройства для проведения испытаний в замкнутом цикле. Комплексы также используются электросетевыми организациями и университетами в научно-образовательных целях.

Отличительной особенностью комплекса Hypersim является то, что он позволяет проводить вычисления независимо от его аппаратной части в режиме off-line, т.е. является самостоятельным программным продуктом.

Помимо продвижения Hypersim компания OPAL-RT занимается разработкой аппаратной платформы расчета в режиме реального времени для программных продуктов компании MathWorks. Таковыми явились продукты семейства ePOWERgrid: eFPGAsim, eMEGAsim, ePHASORsim. Отдельно можно отме-



тить продукт eDRIVEsim, предназначенный для проектирования и тестирования интегрированных силовых электронных систем и средств контроля.

Каждый из этих продуктов предназначен для решения определенного круга задач. Для некоторого понимания области их использования на рис. 5 приведена диаграмма.

Для получения в процессе моделирования как электромеханических, так и электромагнитных переходных процессов из представленной линейки можно отметить комплекс eMEGAsim, предназначенный для моделирования электроэнергетических и электронных систем в режиме реального времени.



Рис. 6. Общий вид системы eMEGAsim

Комплекс типа eMEGAsim использует уникальные программные модули ARTEMIS и SSN (цифровые решатели), разработанные OPAL-RT для того, чтобы повысить точность и устойчивость численного моделирования при допустимом шаге расчета (10-50 мкс). Заметим, что комплекс eMEGAsim полностью совместим с программами MATLAB, Simulink

и SimPowerSystem, поэтому интересен прежде всего тем пользователям, кто имеет значительные наработки в соответствующих программах. Применение этого комплекса обеспечивает проведение исследований на новом уровне – моделирование в режиме реального времени с возможностью использования в процессе моделирования реальных электротехнических устройств. Продукт имеет множество программных надстроек, позволяющих управлять моделируемой электроэнергетической системой в процессе расчета, получать результаты в режиме on-line, обрабатывать и анализировать полученные осциллограммы и др. Аппаратная платформа, как и у всех продуктов компании OPAL-RT, содержит



Рис. 7. Общий вид блоков OP5600 и OP7000

стандартные модули серии OP5600 либо OP7000 (см. рис. 7).

Модуль OP5600 содержит мощный компьютер, оснащенный двенадцатиядерным процессором, с операционной системой реального времени. Доступны слоты расширения для подключения 8 плат формирования аналоговых либо цифровых сигналов с 16-ю или 32-мя каналами

каждая соответственно. Это позволяет получить одновременно с одного модуля OP5600 128 каналов аналоговых сигналов либо 256 каналов цифровых сигналов, либо комбинацию аналоговых и цифровых сигналов. Возможно объединение нескольких модулей OP5600 в единый вычислительный ресурс для увеличения размеров моделируемой энергосистемы и количества каналов ввода/вывода информации.

К недостаткам комплекса eMEGAsim можно отнести то, что для расчета ранее разработанных моделей в среде MatLab, необходимо дополнительно переработать их с учетом концепции расчета на специализированной аппаратной платформе. Отметим также, что в связи со спецификой применяемых алгоритмов сетевых решений (за основу принят метод переменных состояния) существует определенное ограничение на размер моделируемой сети (максимальное количество трехфазных узлов – 400).

Среди пользователей компании OPAL-RT в области электроэнергетики можно назвать таких «грандов», как ABB, ALSTOM Grid, Siemens, Schneider Electric, General Electric и др. Информацией об использовании данных продуктов в России к настоящему времени авторы не располагают.

Обобщая приведенные выше сведения, отметим, что общим и наиболее важным свойством всех рассмотренных комплексов является то, что ко-

нечный пользователь имеет возможность включить в процесс моделирования реальное физическое устройство, функционирование которого предполагается исследовать. Однако, как видно, данные комплексы имеют различия как в программной, так и в аппаратной частях. Тем не менее при проведении однотипных исследований с использованием представленных комплексов вероятность получения значительного (более 5%) расхождения результатов мала, т.к. базовое математическое описание применяемых моделей элементов одинаково для всех. Различие заключается в методах решения сложных систем дифференциальных уравнений, составленных для применяемых моделей, а также и в самих моделях, которые можно детализировать для учета в них ранее неучтенных явлений и процессов. В этом случае производителю необходимо найти компромисс между точностью описания модели элемента и возможностью использовать данную модель в процессе вычисления в режиме жесткого реального времени с заданным шагом расчета.

Реализуя аппаратную часть, производитель стремится обеспечить функциональные возможности комплекса, которые востребованы в первую очередь потребителем. При этом немаловажными аспектами остаются такие качества продукта, как относительная простота работы с ним (применение унифицированных интерфейсов, удобство подключения внешнего оборудования и т.п.), надежность и безопасность, в том числе максимально исключающие возможность повреждения дорогостоящего оборудования при ошибочных действиях пользователя. В такой ситуации выигрывает тот, кто удовлетворяет запросы большинства пользователей.

В заключение стоит отметить, что интерес к рассмотренным системам моделирования электроэнергетических систем в режиме реального времени растет с каждым годом. В отечественной научно-технической литературе и нормативной документации появляются упоминания о таких системах. Однако на текущий момент стоимость рассмотренных продуктов относительно велика, что не позволяет многим заинтересованным компаниям и научным организациям их приобретать и широко использовать. Можно с уверенностью сказать, что при дальнейшем развитии компьютерных технологий, а также с ростом конкуренции, рассмотренные выше комплексы станут более доступными для многих организаций и высших учебных заведений нашей страны.

Литература

1. Шоссиг Т., Швабе Ш. Новые аспекты ручной проверки устройств релейной защиты // Релейная защита и автоматизация, 2012, №4, с. 58-60.
2. Стандарт организации ОАО «ФСК ЕЭС». Аттестационные требования к устройствам противоаварийной автоматики (ПА). СТО 56947007-33.040.20.123-2012. Дата введения: 24.05.2012.

3. [Http://www.rtds.com](http://www.rtds.com)
4. [Http://www.opal-rt.com](http://www.opal-rt.com)
5. [Http://www.hydroquebec.com/innovation/en/institut-recherche.html](http://www.hydroquebec.com/innovation/en/institut-recherche.html)
6. [Https://hvdc.ca/pscad/](https://hvdc.ca/pscad/)
7. Hermann W., Dommel, «Digital Computer Solution of Electromagnetic Transients in Single- and Multiphase Networks», IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. Pas-88, No.4, Pp.388-399, April 1969.
8. [Http://www.rtds.com/about-us/technical-publications/technical-publications.html](http://www.rtds.com/about-us/technical-publications/technical-publications.html)
9. [Http://www.opal-rt.ca/press-release/hydro-quebec-and-opal-rt-technologies-form-strategic-long-term-alliance-commercialize-](http://www.opal-rt.ca/press-release/hydro-quebec-and-opal-rt-technologies-form-strategic-long-term-alliance-commercialize-)

Сведения об авторах



Понамарев Евгений Алексеевич
Старший научный сотрудник технического отдела. Родился в 1984 г. Окончил электроэнергетический факультет Оренбургского государственного университета в 2006 г. Присвоена квалификация «инженер по обслуживанию электрических станций». В 2010 г. защитил кандидатскую диссертацию в Томском политехническом университете. Автор 20 научных публикаций в области релейной защиты.



Шевцов Виктор Митрофанович
Заместитель технического директора по науке - ведущий техническим отделом. Родился в 1939 г. Окончил энергетический факультет Новочеркасского политехнического института в 1961 г. Кандидат технических наук, профессор кафедры «ТОЭ и РЗА» ЧГУ, научный руководитель ПНИЛ «Цифровая электротехника», заслуженный изобретатель ЧР. Автор 57 изобретений в области электротехники, противоаварийной автоматики и релейной защиты. Имеет более 100 научных публикаций в области нелинейной электротехники, электроэнергетики и микропроцессорной техники.

УДК 621.316.722.2

Лазарева Н.М., Шаварин Н.И., Яров В.М., Иванов А.Л., Лях А.В.

ПОВЫШАЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В СИСТЕМАХ ОПЕРАТИВНОГО ПОСТОЯННОГО ТОКА ЭЛЕКТРОСТАНЦИЙ И ПОДСТАНЦИЙ

Аннотация: в статье рассмотрены различные варианты преобразователей постоянного напряжения. Предложена схема конвертора для стабилизации напряжения непосредственно у потребителя.

Ключевые слова: система оперативного постоянного тока, преобразователи постоянного напряжения.

Lazareva N.M., Shavarin N.I., Yarov V.M., Ivanov A.L., Lyah A.B.

BOOST CONVERTER IN THE ONLINE DC POWER PLANTS AND SUBSTATIONS

Abstract: the paper considers various options for DC-DC converters. A scheme to stabilize the voltage converter directly to the consumer.

Keywords: control direct-current network, DC voltage converter.

В системах оперативного постоянного тока (СОПТ) при исчезновении переменного напряжения потребители получают энергию от аккумуляторных батарей, напряжение которых будет постепенно снижаться. На электростанциях от СОПТ получают питание электропривода постоянного тока, у которых момент пропорционален квадрату напряжения, поэтому необходимо стабилизировать напряжение. Кроме того, в случае длинных распределительных сетей (на электростанциях и подстанциях) необходима компенсация падения напряжения при разряде аккумуляторных батарей. Поэтому требуется стабилизировать напряжение непосредственно у потребителей за счет применения повышающих преобразователей постоянного напряжения.

Варианты схем преобразователей постоянного напряжения представлены на рис. 1 и 2.

В повышающем преобразователе (рис. 1, а) при включении транзистора VT в дросселе L запасается энергия, диод VD предотвращает разряд конденсатора $C\phi$ через транзистор. После закрывания транзистора конденсатор $C\phi$ заряжается энергией, запасенной в дросселе. В результате напряжение на конденсаторе становится выше напряжения питания [1-6].

В схеме, представленной на рис. 1, б, среднее значение тока транзисторов в два раза меньше, чем в схеме рис. 1, а. Моменты отпириания транзисторов VT_1 , VT_2 сдвинуты на 180° , поэтому частота пульсаций напряжения на конденсаторе C_ϕ в два раза выше [7]. Подключение коммутирующего диода VD (рис. 1, в) к отпайке дросселя L позволяет при заданной мощности в нагрузке перераспределять токи

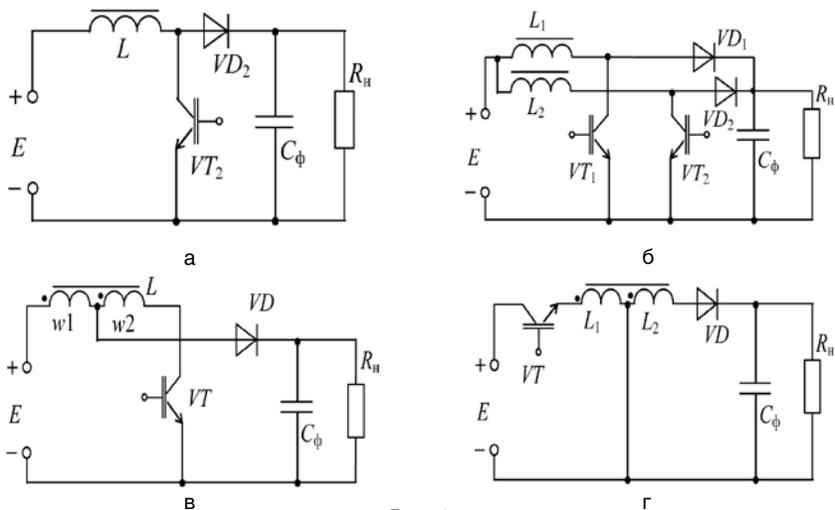


Рис. 1

и напряжения, действующие на ключах [3]. Так, если то уменьшается токовая нагрузка транзистора и необходимая высоковольтность диода VD , но при этом увеличивается напряжение $U_{кз}$ транзистора VT .

В схеме рис. 1, г изменено место подключения отпайки дросселя и это придало новые свойства преобразователю [8]. Он стал понижающе-повышающим. При отпирании транзистора VT в дросселе L_1 накапливается энергия, а после записания за счет автотрансформаторной связи с L_2 она передается в конденсатор C_ϕ .

В схеме, представленной на рис. 2 – двухтактный понижающе-повышаю-

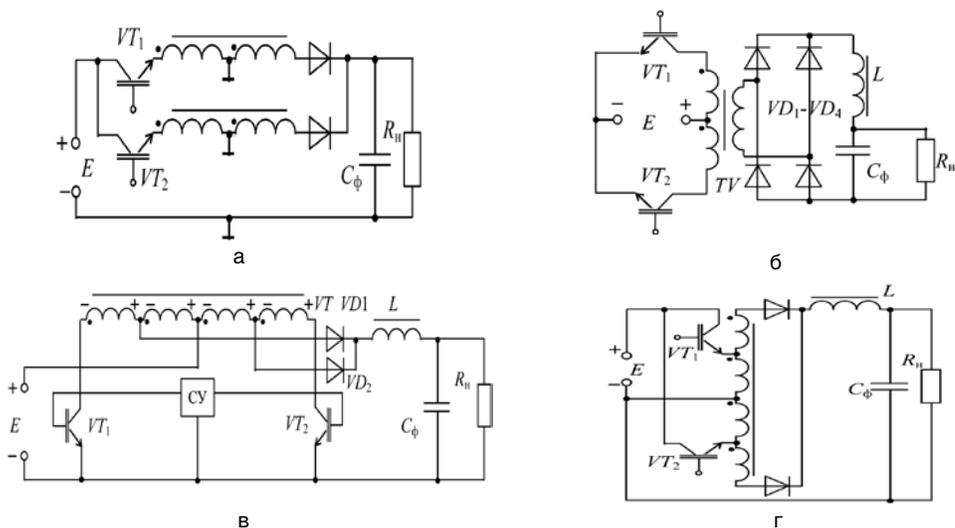


Рис. 2

щий преобразователь. Моменты отпириания транзисторов VT_1, VT_2 сдвинуты на 180° , поэтому частота пульсаций напряжения на конденсаторе C_ϕ в два раза выше, а среднее значение тока транзисторов в два раза меньше, чем в схеме рис. 1, г.

Повышающее-понижающий режим может быть обеспечен и в преобразователе с трансформаторным выходом (рис. 2, б). Коэффициент трансформации выбирается исходя из минимального входного напряжения [1, 2]. Схема, представленная на рис. 2, б является конвертором с выводом средней точки трансформатора.

Если диапазон регулирования напряжения нагрузки невелик, то можно применять преобразователи с неполным притоком энергии. Примером такого преобразователя может служить двухтактный преобразователь с вольтодобавочным устройством (рис. 2, в) [12]. При отпириании транзистора VT_1 полярности напряжений указаны в схеме.

$$U_{н} = \left(1 + \frac{w_2}{w_1}\right) E$$

При этом диод VD_1 открыт, а диод VD_2 закрыт, напряжение на нагрузке равно напряжению питания.

После отключения транзистора оба диода будут проводить ток, при этом трансформатор работает в режиме так называемого уравнивающего реактора и напряжение на всех его обмотках равно нулю, а напряжение на нагрузке равно напряжению питания.

При включении транзистора VT_2 полярности напряжений на обмотках меняются на противоположные, поэтому диод VD_2 открывается, VD_1 закрывается, а напряжение на нагрузке возрастает. После запириания VT_2 напряжение нагрузки опять будет равно напряжению питания. Недостатком схемы является то, что напряжение на нагрузке не может больше, чем в два раза превышать напряжение питания.

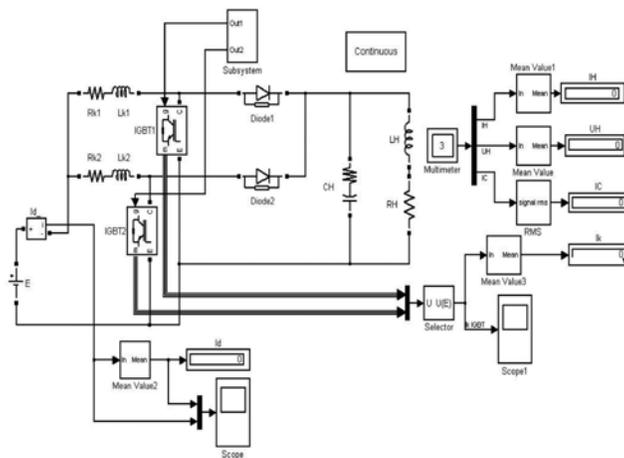
В преобразователе с автотрансформаторным включением нагрузки (рис. 2, г) при включении транзистора VT_1 отпирается диод VD_1 и напряжение на нагрузке возрастает. После запириания транзисторов ток дросселя $L\phi$ замыкается через диоды VD_1, VD_2 и обмотки трансформатора. При отпириании транзистора VT_2 ток проводит диод VD_2 и напряжение нагрузки возрастает.

Схемы приведенных выше конверторов можно разделить на две группы, различающиеся возможностями стабилизации тока нагрузки. В схемах рис. 1, а-в и рис. 2, в стабилизацию тока можно осуществлять только пока напряжение нагрузки больше напряжения питания. В конверторах второй группы, реализуемых схемами рис. 1, г и рис. 2, а, б и г, возможна стабилизация тока нагрузки вплоть до короткого замыкания. Если напряжение питания и напряжение нагрузки равны, то транзисторы конверторов первой группы могут быть выключены системой управ-

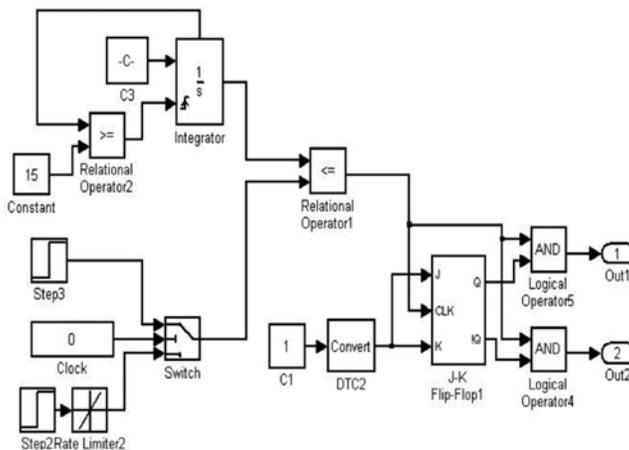
ления, а в конверторах второй – должны быть включены.

В таблице приведены результаты расчета параметров рассмотренных конверторов для следующих исходных данных: $E_{min} = 175 \text{ В}$, $E_{max} = 227 \text{ В}$, $E_{ном} = 200 \text{ В}$, $U_{н} = 230 \text{ В}$, $I_{н max} = 120 \text{ А}$, $I_{н min} = 10 \text{ А}$, $f = 40 \text{ кГц}$. Для всех конверторов было выполнено поверочное моделирование в системе Simulink Matlab. В таблице результаты моделирования конверторов даны в скобках. Полученные значения параметров подтверждают достоверность предварительного расчета.

На рис. 3 приведена Simulink-модель двухтактного повышающего конвертора (рис. 1, б). Временные диаграммы установившегося режима конвертора показаны на рис. 4.



а



б

Рис. 3. Simulink-модель двухтактного повышающего конвертора: а – силовая часть; б – разомкнутая система управления

Табл. Результаты предварительного расчета и поверочного Simulink-моделирования конверторов

Параметр	I_n	I_{kmax}	I_k	I_C	U_n , В	γ	L_p , мкГн	ΔU_C , В	η
	А								
Повышающий (рис. 1, а)	120 (121,4)	161,7 (174)	56,2 (84,2)	73,04 (72,55)	230 (230,6)	0,258 (0,26)	60	1,0 (1,2)	95 (97)
Повышающий с дроссельным подключением нагрузки (рис. 1, в)	120 (120,6)	114,66 (103,7)	45,26 (40,5)	72,86 (99)	230 (229,2)	0,43 (0,4)	100	1,0 (1,77)	90 (97,98)
Понижающе-повышающий (рис. 1, г)	120 (121,1)	322,2 (313)	176,3 (166,1)	152 (146,1)	230 (229,1)	0,595 (0,58)	60	1,0 (2,0)	95 (95,8)
Двухтактный повышающий (рис. 1, б)	120 (121,3)	81,13 (100)	28,2 (20,8)	73,04 (41,3)	230 (230,6)	0,258 (0,253)	60	1,0 (0,74)	95 (98,1)
Двухтактный понижающе-повышающий (рис. 2, а)	120 (121,3)	163,5 (134,5)	88,15 (87,52)	72,5 (111,9)	230 (229,9)	0,595 (0,574)	100	1,0 (1,93)	95 (96,2)
Конвертор с нулевым выводом (рис. 2, б)	120 (121,5)	218,6 (201,5)	90,6 (83,5)	1,2 (0,86)	230 (230,8)	0,425 (0,425)	100	1,0 (0,06)	90 (95,72)
Конвертор с вольтодобавкой (рис. 2, в)	120 (120,1)	64,2 60	26,6 19,44	3,5 0,8	230 (228,2)	0,416 0,4	100	1,0 0,02	90 98,5
Двухтактный конвертор с автотрансформаторным включением нагрузки (рис. 2, г)	120 (120,5)	195,1 (191,5)	87,2 (81,7)	5,3 (2,1)	230 (229)	0,45 (0,44)	100	1,0 (5,5)	90 (96,44)

По регулировочным характеристикам для постоянного сопротивления нагрузки $R_n = 1,9$ Ом, представленным на рис. 6, можно судить о допустимых пределах изменения относительной длительности включенного состояния транзисторов γ (%).

Преобразователь должен работать при естественном охлаждении, поэтому основным критерием для выбора конкретной схемы должно быть значение коэффициента полезного действия. При равенстве КПД необходимо определить установленную мощность силовых компонентов преобразователей.

Если и установленные мощности силовых компонентов преобразователей будут близки, то определяющим фактором для выбора схемы может служить тип передаточной функции объекта управления (характер переходного процесса при нанесении возмущений по заданию и нагрузке).

Так, если сравнить переходные процессы для одноконтурного повышающего преобразователя (рис. 7) и преобразователя с вольтодобавкой (рис. 8), то можно видеть, что первый является неминимально-фазовым звеном, а второй может быть представлен минимально-фазовым колебательным звеном второго порядка.

Передаточные функции неминимально-фазового звена имеют нули в пра-

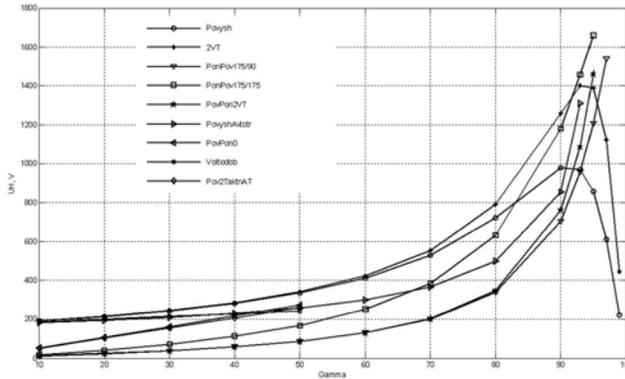


Рис. 6. Регулировочные характеристики для преобразователей рис. 1 и 2

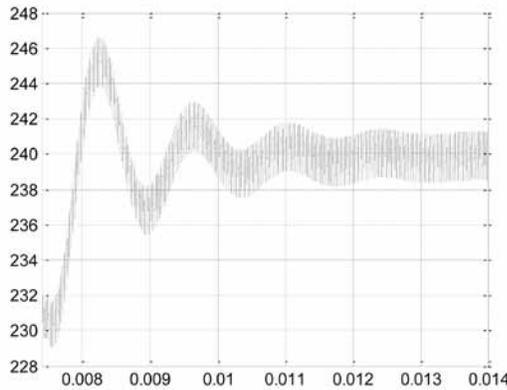


Рис. 7. Кривая разгона повышающего преобразователя при изменении γ от 0,26 до 0,29

вой полуплоскости. При совпадении амплитудно-частотных характеристик минимально-фазовых и неминимально-фазовых звеньев их фазочастотные характеристики не совпадают. При увеличении коэффициента заполнения γ длительность закрытого состояния транзистора уменьшается, а именно на этом интервале энергия, накопленная в дросселе, передается в конденсатор. Поэтому вначале напряжение на нагрузке уменьшается. Это очень важное обстоятельство необходимо учитывать при построении регуляторов напряжения и тока.

Из данных, приведенных в таблице, следует, что наибольший КПД имеют двухтактный повышающий преобразователь и преобразователь с вольтодобавкой. КПД этих преобразователей более 98%. На рис. 9 показаны зависимости КПД от тока нагрузки для конвертора с вольтодобавкой и двухтактного повышающего конвертора. При больших токах КПД выше у конвертора с вольтодобавкой, при малых – у повышающего.

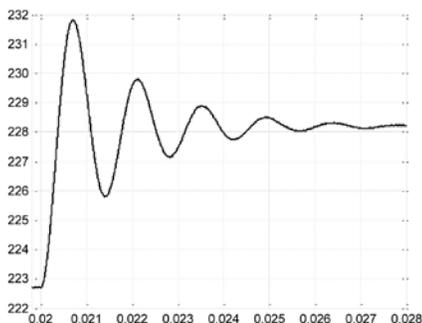


Рис. 8. Кривая разгона конвертора с вольтодобавкой при изменении γ от 0,36 до 0,4

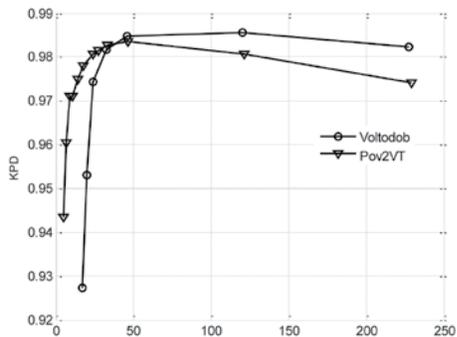


Рис. 9. Зависимости КПД от тока нагрузки для конвертора с вольтодобавкой и двухтактного повышающего

Учитывая сказанное выше, для стабилизации напряжения непосредственно у потребителя можно рекомендовать схему конвертора с вольтодобавкой, приведенную на рис. 2, в.

Литература

1. Бокуняев А.А. Электропитание устройств связи / А.А. Бокуняев, Б.В. Горбачев, В.Е. Китаев и др.; под ред. В.Е. Китаева. – М.: Радио и связь, 1988.
2. Китаев В.Е., Бокуняев А.А., Колканов М.Ф. Расчет источников электропитания устройств связи, 1993.
3. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Импульсные регуляторы и стабилизаторы напряжения. – М.: МЭИ, 1983.
4. Белов Г.А. Динамика импульсных преобразователей. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2001.
5. Белов Г.А. Полупроводниковые импульсные преобразователи постоянного напряжения. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1994.
6. Александров Ф.И., Сиваков А.Р. Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы постоянного напряжения. – Л.: Энергия, 1970.
7. M.S. Elmore. Input current ripple cancellation in synchronized, parallel connected critically continuous boost rectifier. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC). Proc., pp. 152-158, 1996.
8. Гектор Арройо. Индукторы с отводом для простых и компактных повышающих-понижающих преобразователей. Электронные компоненты № 8, 2011.
9. Wolfs P.J. A current-sourced dc-dc convert derived via duality principle from half bridge converter. – IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 40, pp. 139-143, 1993.
10. Ivensky G., Elkin I., Ben-Yakovs. An isolated dc/dc converter using zero current switched IGBTs in a symmetrical topology.-Rec., pp. 1218-1225, 1994.
11. W.C. P. de Aragao Filho, Barbi I. A comparison between two current-fed push-pull dc-dc converters-analysis, design and experimentation IEEE International Telecommunication Energy Conf. Proc. Rec., pp. 313-320, 1996.
12. Смольников Л.Е. Транзисторные преобразователи напряжения. – М.: МЭИ, 1983.

Сведения об авторах



Лазарева Надежда Михайловна

Доцент кафедры промышленной электроники ЧГУ им. И.Н. Ульянова, к.т.н. Окончила факультет электрификации и автоматизации промышленности ЧГУ им. И.Н. Ульянова в 1981 г. Автор 95 научных статей и учебных пособий в области компьютерного моделирования устройств силовой электроники и цифровой обработки сигналов.



Шаварин Николай Иванович

Главный специалист отдела НКУ, к.т.н. Окончил Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова в 1977 г. В 1987 г. в Московском энергетическом институте защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук по теме «Разработка цифровых систем управления с низкой чувствительностью к изменению параметров».



Яров Виктор Михайлович

Доцент кафедры промышленной электроники ЧГУ им. И.Н. Ульянова, к.т.н. Окончил Новосибирский электротехнический институт в 1965 г. по специальности «Промышленная электроника». Автор свыше 100 научных статей и 30 изобретений в области силовой электроники, заслуженный изобретатель Чувашии.



Иванов Антон Леонидович

Инженер отдела НКУ. Окончил факультет радиотехники и электроники ЧГУ им. И.Н. Ульянова в 2012 г.



Лях Анатолий Валерьевич

Инженер отдела НКУ. Окончил факультет радиотехники и электроники ЧГУ им. И.Н. Ульянова в 2012 г.

УДК 621.316.722.2

Шаварин Н.И., Лях А.В., Иванов А.Л.

ДВУХКОНТУРНАЯ ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ СТАБИЛИЗАТОРОМ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В СИСТЕМАХ ПОСТОЯННОГО ОПЕРАТИВНОГО ТОКА

Аннотация: с помощью MATLAB и SIMULINK-MATLAB были рассчитаны параметры регуляторов цифровой системы управления стабилизатором.

Ключевые слова: синтез, цифровое управление, стабилизатор.

Shavarin N.I., Ivanov A.L., Lyah A.V.

DUAL-CIRCUIT DIGITAL CONTROL SYSTEM VOLTAGE REGULATOR IN THE CONTROL CURRENT SYSTEM

Abstract: Using MATLAB and SIMULINK-MATLAB was calculated parameters controls the digital control system stabilizer.

Keywords: synthesis, digital control, voltage regulator.

Система оперативного постоянного тока (СОПТ) включает в себя: аккумуляторную батарею (АБ), зарядно-подзарядное устройство (ЗПУ) и нагрузку (шкафы релейной защиты, насосы подачи масла и т.д.). Старая схема СОПТ показана на рис. 1. Аккумуляторная батарея ранее состояла из 2-х частей: основной батареи и хвостовых элементов (рис. 2), которые подключались по мере разряда основной батареи. Современные СОПТ строятся без использования хвостовых элементов и введением в схему стабилизатора напряжения (рис. 3).



Рис. 1

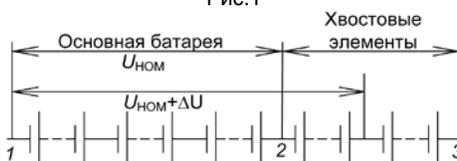


Рис. 2

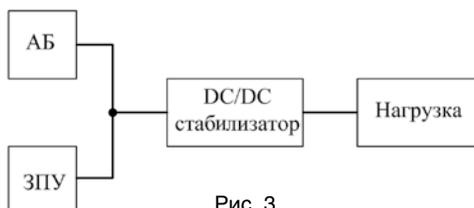


Рис. 3

Стабилизатор постоянного напряжения – преобразователь электрической энергии, позволяющий получить на выходе напряжение постоянного тока, находящееся в заданных пределах, при значительно больших колебаниях входного напряжения постоянного тока и сопротивления нагрузки.

Рассматриваемый стабилизатор основан на двухфазном повышающем импульсном преобразователе напряжения (рис. 4), состоит из двух повышающих преобразователей, работающих на одну выходную емкость и нагрузку. Управляющие импульсы, поступающие на ключи VT1 и VT2, смещены друг относительно друга на полпериода ($T/2$) частоты коммутации транзисторов. Силовая схема двухфазного повышающего преобразователя представлена на рис. 4, где L_1, L_2 – дроссели, VD_1, VD_2 – диоды, $CУ$ – система управления преобразователем, на которую подаются напряжения с делителя выходного напряжения и датчиков токов дросселей.

В данной работе рассмотрена методика синтеза системы управления и моделирование стабилизатора по заданному техническому заданию с помощью MATLAB SIMULINK.

Техническое задание:

- 1) входное напряжение $U_{ВХ} = 175-230$ ВВ,
- 2) выходное напряжение $U_{ВЫХ} = 232$ В,
- 3) номинальный ток $I_H = 100$ А,
- 4) частота переключений транзисторов VT1 и VT2, $f_{SW} = 20$ кГц.

Синтез стабилизатора (рис. 4) выполнен с помощью пакета MATLAB и SIMULINK-MATLAB, который позволяет точно смоделировать работу как силовой части, так и ее системы управления, по техническому заданию.

Для повышения точности моделирования учтем активное сопротивление обмоток дросселя, параллельную емкость дросселя, эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора (рассчитанные и измеренные, а также параметры IGBT-транзисторов VT₁ и VT₂ и диодов VD₁ и VD₂, данные в их технической документации. Силовая часть собрана с использованием библиотеки SimPowerSystems. На рис. 5. изображена расчетная модель стабилизатора напряжения, где $C_{ДР1}$,

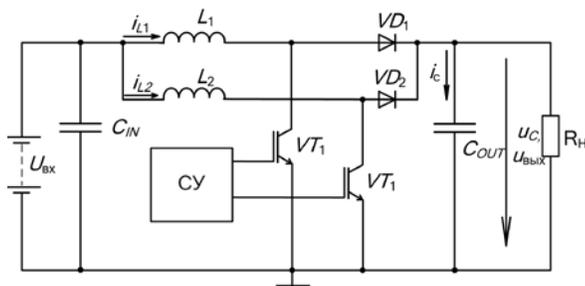


Рис. 4

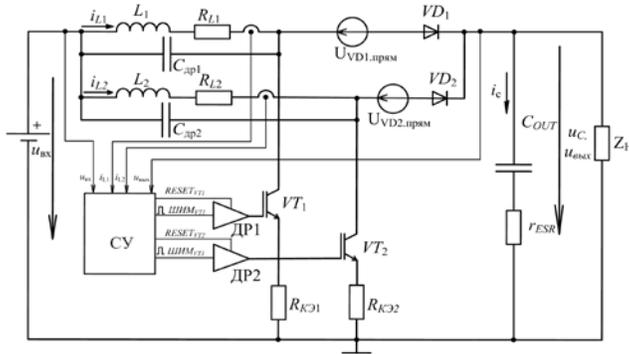


Рис. 5

$C_{дп2}$ – паразитные емкости дросселей L_1 и L_2 , $U_{VD1.прям}$, $U_{VD2.прям}$ – падение напряжения на диодах VD_1 и VD_2 , CU – система управления.

Система управления реализована по принципу подчиненного регулирования. Внешний контур: регулятор выходного напряжения, на входе которого суммируется задающее напряжение и напряжение датчика выходного напряжения. Выходное напряжение регулятора напряжения является задающим для регуляторов тока дросселей L_1 , L_2 . По усредненным моделям из [1] были получены передаточные функции силовой части, по которым при использовании MATLAB: SISODesignTools были синтезированы аналоговые регуляторы. При помощи модуля MODELDISCRETIZER из аналоговых передаточных функций регуляторов были получены дискретные передаточные функции. В модель на входы системы управления добавлены 12-битные АЦП.

На рис. 6 показана модель силовой части, собранная в SIMULINK MATLAB 7.5.,

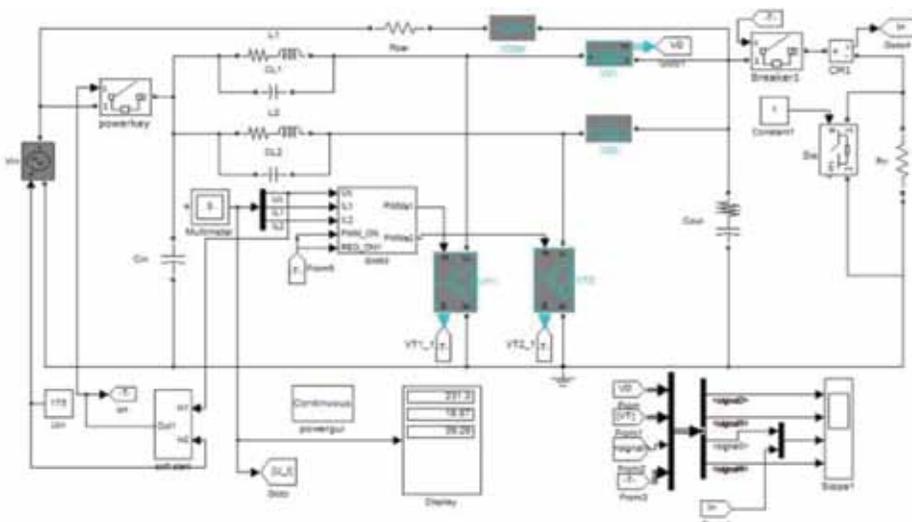


Рис. 6

где V_{IN} и U_{IN} образуют источник входного напряжения, C_{IN} – входной конденсатор. Контактторы powerkey и breaker, токоограничивающий резистор R_{ZAR} , диод VD_{ZAR} и блок softstart реализуют цепь плавного пуска преобразователя. IGBT-транзисторы VT_1 , VT_2 , диоды VD_1, VD_2 , конденсатор C_{OUT} , резистор R_{OUT} и ideal_switch1 образуют силовую часть преобразователя. Система управления собрана в блоке SHIM. Модель системы управления представлена на рис. 7, ШИМ-модулятор показан на рис. 8.

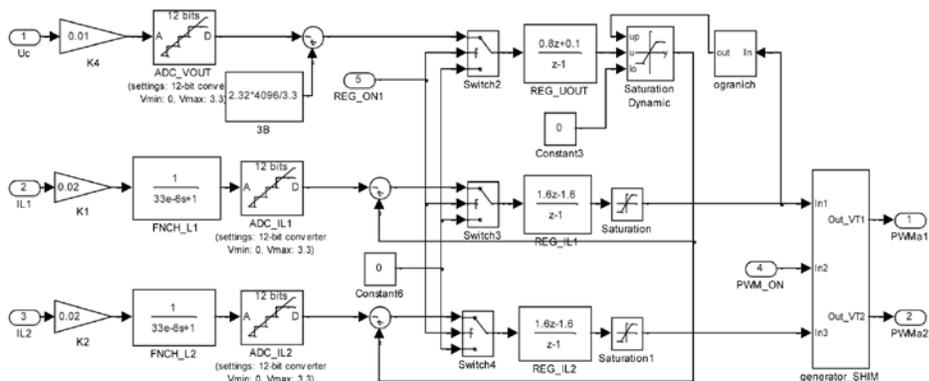


Рис. 7

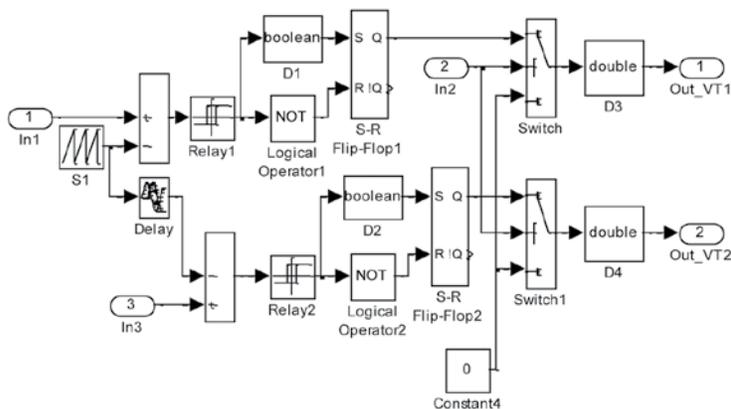


Рис. 8

Система управления получает напряжения с датчиков токов дросселей и выходного напряжения, которые реализованы на блоках K1, K2 и K4, блоки фильтров FNCH_L1 и FNCH_L2 служат для получения среднего значения токов дросселей. Сигнал с датчика напряжения на конденсаторе подается на АЦП и затем поступает на сумматор и сравнивается с блоком задания выходного напряжения (ЗВ), после

чего полученный сигнал ошибки поступает на блок DiscreteTransferFcn REG_VOUT, который осуществляет регулирование выходного напряжения. Этот сигнал является задающим воздействием для контура регулирования токов REG_IL1 и REG_IL2. Сигналы с регуляторов REG_IL1 и REG_IL2 поступают в блок generator_SHIM, где преобразуются в ШИМ сигнал, который подается на соответствующие транзисторы VT1 и VT2.

На рис. 9 показана осциллограмма установившегося режима работы преобразователя, где 1 – выходное напряжение U_{OUT} , 2 – ток нагрузки I_{Rn} , 3 и 4 – токи дросселей L_1 и L_2 .

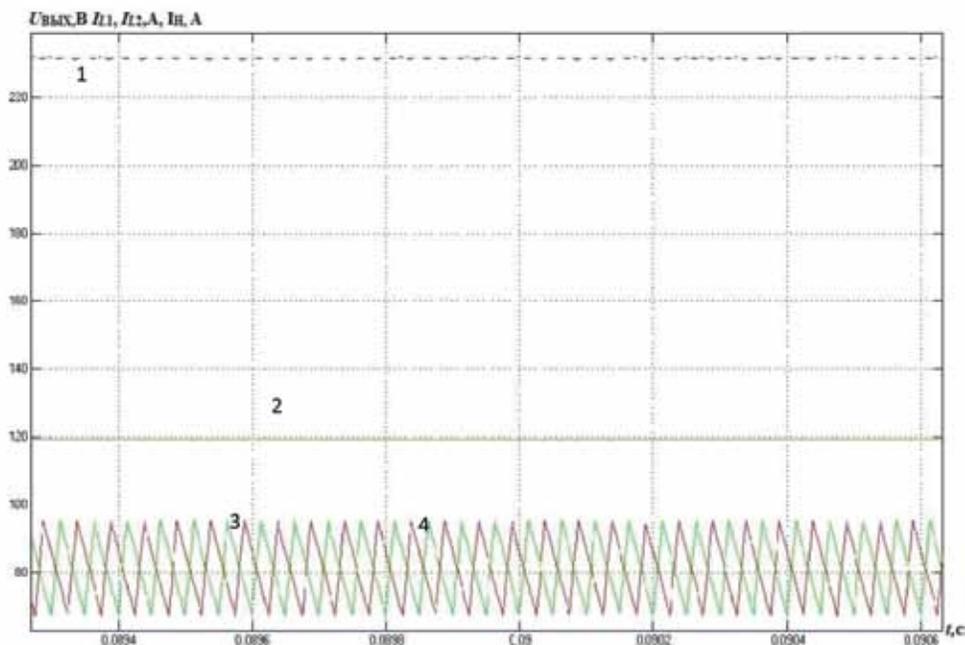


Рис. 9

Осциллограмма выходного напряжения в установившемся режиме показана на рис. 10, пульсации выходного напряжения $\pm 0,5\%$.

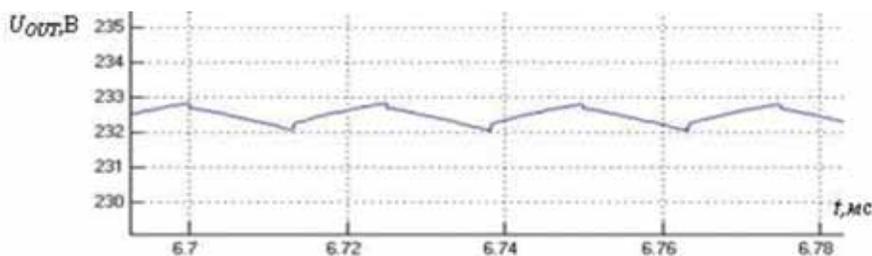


Рис. 10

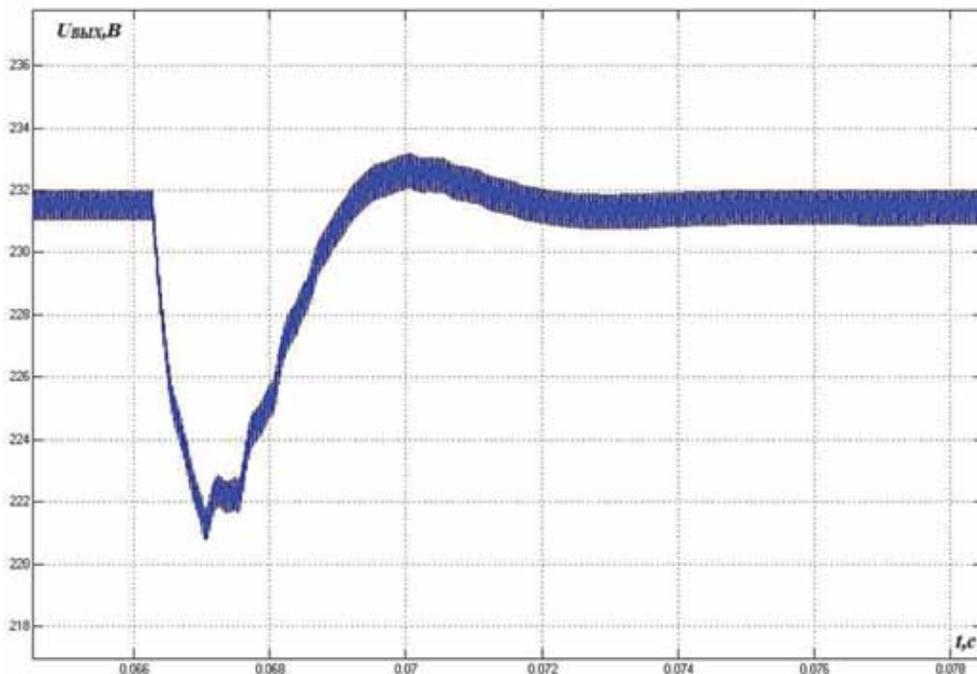


Рис. 11

На рис. 11 показана реакция на скачок тока нагрузки со 100 до 120 А при $U_{\text{вх}} = 175$ В (при минимальном входном напряжении).

Из осциллограммы видно, что перерегулирование составляет 5%, а время переходного процесса < 5 мс (рис. 8).

Вывод: рассмотренный метод синтеза системы управления MATLAB SIMULINK позволяет рассчитать регулятор по заданным статическим и динамическим характеристикам.

Литература

1. Белов Г.А. Структурные динамические модели и частотный метод синтеза двухконтурных систем управления импульсными преобразователями // Г.А. Белов, А. Серебрянников // Силовая электроника. 2008. №3.
2. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в Matlab, SimPowerSystems и Simulink. М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. 288 с.

Сведения об авторах



Шаварин Николай Иванович

Главный специалист отдела НКУ, к.т.н. Окончил Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова в 1977 г. В 1987 г. в Московском энергетическом институте защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук по теме «Разработка цифровых систем управления с низкой чувствительностью к изменению параметров».



Иванов Антон Леонидович

Инженер отдела НКУ. Окончил факультет радиотехники и электроники ЧГУ им. И.Н. Ульянова в 2012 г.



Лях Анатолий Валерьевич

Инженер отдела НКУ. Окончил факультет радиотехники и электроники ЧГУ им. И.Н. Ульянова в 2012 г.

УДК 621.6-5:621.314.2

Лазарев С.А.

ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ В ВЫСОКОВОЛЬТНОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

Аннотация: рассмотрены аспекты применения частотно-регулируемого электропривода для решения задач энергосбережения, приведен сравнительный анализ преобразователей частоты с инвертором напряжения и электроприводов на их основе.

Ключевые слова: электрический привод, преобразователь частоты, автономный инвертор напряжения, электромагнитная совместимость.

Lazarev S.A.

VOLTAGE INVERTER IN THE MEDIUM VOLTAGE ELECTRIC DRIVE

Abstract: different factors of the variable frequency drive use are reviewed to meet the challenges of energy conservation. Comparative analysis of the frequency converters with the voltage inverter and drives based on them has been conducted.

Keywords: electric drive, frequency inverter, voltage inverter, electromagnetic compatibility.

По традиционным технологиям в нашей стране регулирование подачи жидкости производится механическим способом путем дросселирования напорных линий (задвижки, заслонки, шиберы) при сохранении постоянной скорости вращения рабочего колеса и ступенчатым изменением числа работающих агрегатов в зависимости от технологических параметров, например, напора в коллекторе или в другой точке сети, регулирования уровня в приемном и накопительном резервуарах.

Механический способ регулирования малоэффективен, так как доля потерь энергии при регулировании примерно пропорциональна глубине регулирования давления.

В зависимости от требуемой глубины регулирования производительности либо давления применение регулируемого электропривода позволит снизить энергопотребление до 40%. Другая важная предпосылка применения регулируемого электропривода объясняется технологической необходимостью изменения технологических параметров в функции скорости. В этом случае оптимизация технологического процесса возможна только при регулировании скорости электропривода в автоматическом режиме. Так, например, применение регулируемого электропривода в технологии транспорта нефти позволит:

- уменьшить расходы электроэнергии до 30%;
- снизить расход ресурсов на 2-3% за счет стабилизации давления в трубопроводе и уменьшить утечки;

- уменьшить строительные объемы зданий и сооружений при вводе новых мощностей и оптимизации энергосистемы потребителя за счет снижения пиковой мощности;
- уменьшить износ электротехнического и гидромеханического оборудования;
- снизить вероятности возникновения аварий, вызванных гидроударами благодаря плавному изменению режимов работы насосных агрегатов.

Успехи развития силовой полупроводниковой техники и доступность высоковольтной полупроводниковой техники мировых лидеров на отечественном рынке предопределили возможность разработки преобразователей частоты, освоения их производства на НПП «ЭКРА», успешные их внедрения и эксплуатацию. Широкое внедрение мощных частотно-регулируемых электроприводов переменного тока подтвердило их уникальные возможности для энергосбережения и экономии ресурсов.

Наиболее эффективным решением задачи ресурсосбережения с одновременной экономией электроэнергии при регулировании таких технологических параметров, как давление и расход жидкости, является применение частотно-регулируемого электропривода насосного агрегата. Современный частотно регулируемый электропривод среднего напряжения 6-10 кВ ЭСН, выпускаемый НПП «ЭКРА», обеспечивает плавный последовательный запуск нескольких двигателей с последующим переходом к питанию от сети даже при соизмеримой мощности электродвигателя и питающей его трансформаторной подстанции либо дизельгенераторной электростанции. Он обеспечивает регулирование скорости насосного агрегата, а следовательно, его производительности, по заданному технологическому закону легко интегрируется в автоматизированную систему управления насосной станцией.

Наибольшее распространение получили электроприводы с двухзвенным преобразованием энергии, когда электроэнергия промышленной частоты и напряжения преобразуется в энергию требуемой для регулирования скорости электропривода частоты и соответствующего напряжения. Такие устройства получили название «преобразователи частоты со звеном постоянного тока». В них преобразование энергии осуществляется в два этапа. На первом этапе осуществляется преобразование переменного тока в постоянный путем его выпрямления. На втором этапе, с помощью инвертора, постоянный ток преобразуется в переменный требуемых для питания электродвигателя частоты и напряжения.

Если автономный инвертор получает питание от источника напряжения, т.е. от источника с малым внутренним сопротивлением, например выпрямитель с емкостным фильтром, то на его выходе при переключении силовых полупроводниковых «ключей» может быть получено переменное напряжение в форме последовательности разнополярных прямоугольных импульсов напряжения. Первая

гармоника такой последовательности должна соответствовать требуемому значению выходного напряжения. В этом случае для нагрузки – инвертор также является источником с малым внутренним сопротивлением, т.е. источником напряжения. Такой инвертор получил название «автономный инвертор напряжения».

В инверторе напряжения формирование выходного напряжения осуществляется с помощью широтно-импульсной модуляции. В качестве ключевых элементов в таких инверторах применяются транзисторы с изолированным затвором (IGBT) и полностью управляемые тиристоры. Среди полностью управляемых тиристоров следует выделить IGCT и SGST, которые имеют полевое управление. Ключи в инверторах напряжения работают в жестком режиме коммутации, что увеличивает коммутационные потери в них и тем самым ограничивает частоту коммутации и ухудшает форму выходного тока инвертора. Особенно сильно указанное обстоятельство проявляется в высоковольтных инверторах, когда напряжение на ключе превосходит 3 кВ.

Схема электропривода с преобразователем частоты на основе инвертора напряжения (рис. 1) получила широкое применение для электроприводов с номинальным выходным напряжением 380 В. Схема содержит неуправляемый выпрямитель – емкостной фильтр в звене постоянного тока и автономный инвертор напряжения, выполненный на IGBT-модулях (биполярный транзистор с изолированным затвором и обратный диод). Основными недостатками такой схемы являются повышенный уровень высших гармоник во входном токе преобразователя и плохая электромагнитная совместимость с электродвигателем, обусловленная высокочастотной коммутацией IGBT-модулей. Скорость изменения выходного напряжения инвертора в такой схеме, достигающая значения одного и более кВ/мкс, отрицательно влияет на изоляцию электродвигателя и требует применения специального электродвигателя с улучшенной изоляцией. Вместе с

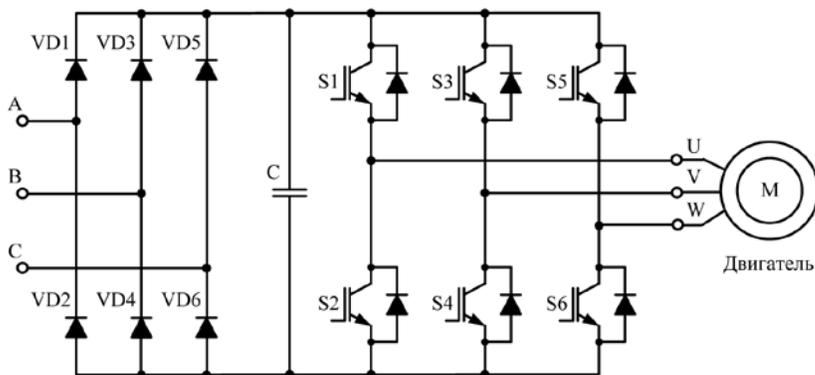


Рис. 1. Схема электропривода с двухуровневым инвертором напряжения

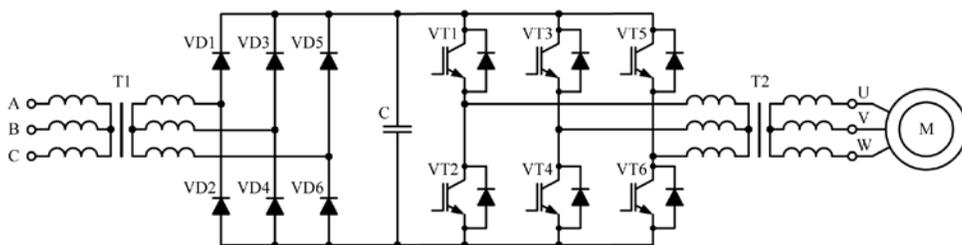


Рис. 2. Двухтрансформаторная схема электропривода с инвертором напряжения

тем, рабочее напряжение силовых полупроводниковых приборов не позволяет использовать такое схемное решение для высоковольтного электропривода.

Для уменьшения рабочего напряжения ключей инвертора ряд производителей предлагают вариант высоковольтного электропривода на основе двухуровневого низковольтного инвертора и двухтрансформаторной схемы (рис. 2).

Такое решение благодаря наличию на выходе инвертора трансформатора обеспечивает синусоидальное напряжение, подаваемое на электродвигатель с минимальным уровнем высокочастотных гармоник, что комфортно для питания статорных обмоток электродвигателя. При этом все высокочастотные гармоники выходного тока непосредственно инвертора ограничиваются индуктивностью обмоток повышающего трансформатора, сопровождая его дополнительный нагрев и снижая результирующий КПД всего преобразователя частоты. За счет симметричности и синусоидальности напряжения выходного трансформатора преобразователя в электродвигателе ограничиваются уровни паразитных синфазных токов через его подшипники. Однако такое решение имеет и существенные недостатки:

- За счет двукратного преобразования энергии в первичном и вторичном трансформаторах и однократного в автономном инверторе результирующее значение КПД преобразователя будет заметно снижено (до 90 %), что приведет к необходимости увеличения суммарной мощности на охлаждение установки, а также увеличит срок окупаемости преобразователя.

- Двухтрансформаторная схема высоковольтного электропривода является очень громоздкой и требует существенного увеличения площади модульного здания для размещения двух трансформаторов сухого типа, корректора мощности, синусного фильтра. В случае применения масляных трансформаторов необходимо вынести их за пределы модульного здания и построить их в виде КТП, что в свою очередь ведет к необходимости обеспечения специальных требований к пожаробезопасности оборудования. Вследствие увеличения сечения силового кабеля и его длины для монтажа трансформаторов, ПЧ, корректора мощности,

синусных фильтров преобразователя усложняется монтаж. Для обеспечения безопасности персонала необходимо будет предпринять дополнительные меры безопасности (к примеру, появляется необходимость установки дополнительных высоковольтных ячеек с разъединителями на входе питающего трансформатора и на выходе повышающего трансформатора). Таким образом, количество вводных ячеек увеличивается пропорционально количеству трансформаторов. Указанные недостатки ведут к существенному удорожанию оборудования. На мощности выше 800 кВт цена на комплект оборудования по двухтрансформаторной схеме, включая стоимость кабеля для проведения монтажа, практически соответствует стоимости преобразователя с многоуровневым инвертором.

- Низкий диапазон регулирования скорости высоковольтных электродвигателей в двухтрансформаторной схеме включения и существенное завышение мощности выходного трансформатора для исключения его насыщения при тяжелых условиях пуска или при необходимости увеличения диапазона регулирования скорости ведут к дополнительному удорожанию и ограничению на применение такой схемы.

- Проблемы синхронизации выходного напряжения инвертора с питающей сетью при шунтировании преобразователя частоты, выполненной по двухтрансформаторной схеме включения, во многих случаях являются непреодолимыми. К примеру, наличие фазового сдвига между напряжением на выходе инвертора и напряжением сети вызывает броски тока в момент шунтирования и требует установки дополнительных измерительных высоковольтных трансформаторов напряжения на выходе силового выходного трансформатора. Практически не реализуема схема подхвата работающего электродвигателя от сети для последующего регулирования скорости этого электродвигателя, что является необходимым требованием для каскадного регулирования скорости группы высоковольтных электродвигателей от одного преобразователя.

- Поскольку на выходе автономного инвертора напряжения установлен второй повышающий трансформатор и нет непосредственной связи с противо-ЭДС электродвигателя, то в подобных силовых двухтрансформаторных схемах нет возможности (на данный период времени) реализовать векторную структуру управления приводом, которая часто необходима по условиям тяжелых пусков рабочего механизма. Скалярная же система управления приводом, свойственная рассматриваемым преобразователям частоты, не всегда может обеспечить подобные режимы из-за ограничений по току преобразователя и электродвигателя.

Отмеченные недостатки двухтрансформаторной схемы с низковольтным двухуровневым инвертором напряжения позволяют сделать вывод о нецелесообразности применения такого схемного решения для построения схем электропривода среднего напряжения (6 и 10 кВ).

Возможным схемотехническим решением, позволяющим увеличить выходное напряжение инвертора, является применение последовательного включения силовых ключей. Одним из возможных вариантов является использование трехуровневого инвертора напряжения, построенного на IGCT, SGST либо IGBT приборах. Ограничение по напряжению современных высоковольтных приборов до уровня 5-6 кВ позволяет реализовать трехуровневые инверторы с выходным напряжением от 3 до 4,16 кВ, что явно недостаточно для широкого применения на отечественном рынке, где основную часть составляют электроприводы с номинальным напряжением 6 и 10 кВ.

Примером такой трехуровневой топологии является преобразователь частоты ACS1000, выпускаемый фирмой ABB (рис. 3). Инвертор напряжения этого электропривода выполнен на IGCT-тиристорах, включенных последовательно. Для формирования уровней напряжения в схеме использованы отсекающие диоды. Питание последовательно включенных выпрямителей осуществляется от трансформатора с двумя вторичными обмотками, имеющими фазовый сдвиг 30 электрических градусов. Такое решение позволило получить 12-пульсную схему выпрямления и тем самым исключить 5 и 7 гармоники входного тока, что улучшило гармонический состав потребляемого преобразователем тока по сравнению с двухуровневым инвертором, имеющим 6-пульсную схему выпрямления.

Рассматриваемый трехуровневый инвертор и электропривод на его основе имеет следующие недостатки:

- Повышенное содержание высших гармоник во входном токе и напряжении в узле подключения преобразователя, обусловленное 12-пульсной схемой выпрямления, что не всегда приемлемо по требованиям стандарта на качество электроэнергии [1], особенно в случае соизмеримой мощности электропривода и питающей его сети.

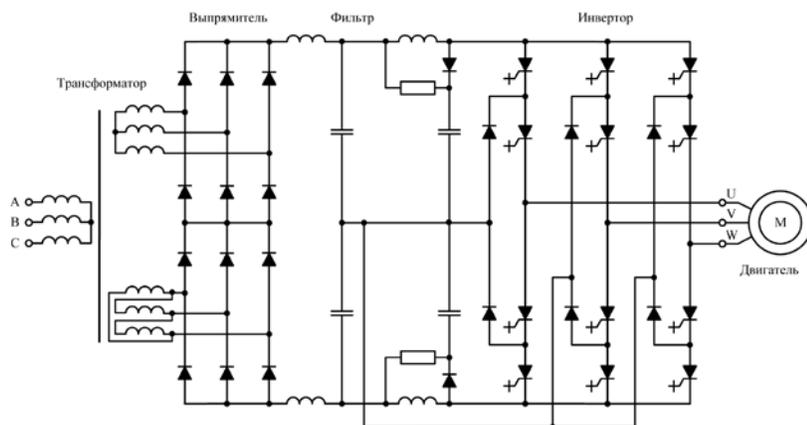


Рис. 3. Схема электропривода с трехуровневым инвертором на запираемых тиристорах

- Ограниченное значение выходного напряжения инвертора, обусловленное допустимым напряжением силовых ключей инвертора и быстродействующих отсекающих диодов до уровня 4,16 кВ.
- Высокое значение на выходе преобразователя, связанное с малым числом ступеней в выходном напряжении инвертора, отрицательно влияет на срок службы изоляции электродвигателя и не позволяет использовать серийные и бывшие в эксплуатации электрические машины.
- Частота коммутации такого инвертора, ограниченная динамическими потерями в силовых ключевых элементах, не превосходит 1 кГц, что отрицательно сказывается на форме и качестве выходного тока инвертора (повышенное содержание высших гармоник), питающего электродвигатель, и делает необходимым применение дорогостоящего выходного синусного фильтра.

По аналогичной трехуровневой схеме выполнены преобразователи Simover MV и Sinamics GM 150 фирмы Siemens.

Другим схемотехническим решением, позволяющим уменьшить негативное влияние неуправляемого выпрямителя на питающую сеть, является использование активного выпрямителя с многоуровневой топологией. Один из вариантов реализации такого выпрямителя (рис. 4) использован в преобразователе ACS2000, выпускаемом фирмой ABB.

Приведенная схема активного выпрямителя (рис. 4) с пятью уровнями коммутации сетевого напряжения позволяет уменьшить содержание высших гармоник в сетевом токе до уровня 2%.

Достоинствами такого схемного решения являются: отсутствие сложного высоковольтного трансформатора и хорошая электромагнитная совместимость преобразователя с питающей сетью.

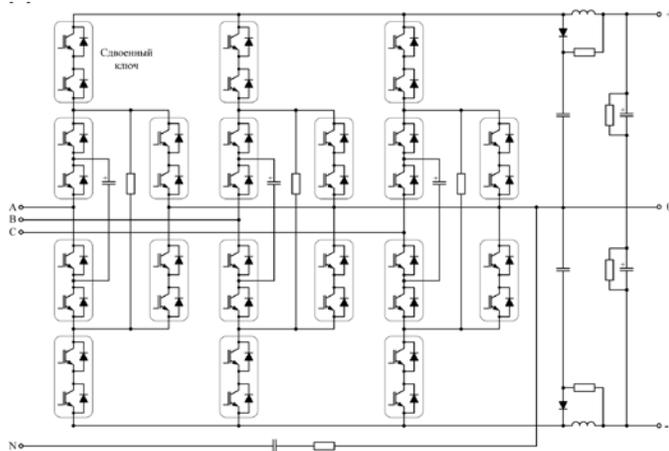


Рис. 4. Активный выпрямитель, выполненный по многоуровневой топологии

Однако эта схема имеет и существенные недостатки:

- Для равномерного распределения напряжения между закрытыми последовательно включенными IGBT сдвоенного ключа необходимо использовать IGBT-модули, специально подобранные по сопротивлению в выключенном состоянии (току утечки), времени включения и выключения IGBT-ключей в модуле.
- Для реализации выпрямителя на напряжение 6 кВ необходимы модули с напряжением 3300 В, а для 10 кВ – 6500 В. Это существенно увеличивает стоимость преобразователя.

По такой же топологии строится и инвертор преобразователя ACS2000, имеющий аналогичные достоинства и недостатки.

Другим схемотехническим решением увеличения выходного напряжения инвертора является использование последовательного каскадного включения однофазных инверторов напряжения. При этом напряжение в звене постоянного тока одного инвертора не превосходит 1000 В, а число последовательно включенных инверторов (ячеек) определяется требуемым фазным напряжением. Благодаря широкому распространению IGBT-модулей с максимальным напряжением 1700 В и невысокой стоимости таких модулей по сравнению с высоковольтными, а также указанным ниже достоинствам, такие схемы нашли широкое применение в преобразователях частоты с выходным напряжением 6 и 10 кВ.

Топология построения силовой схемы с такими многоуровневыми инверторами (рис. 5) позволяет снизить амплитуду пульсаций выходного напряжения пропорционально количеству силовых ячеек в фазе без использования выходного фильтра. Для получения выходного линейного напряжения 6 кВ используется 5 ячеек на фазу или 15 ячеек в преобразователе. На выходное линейное напряжение 10 кВ применяется 9 ячеек на фазу или 27 ячеек в преобразователе.

Схема ячейки многоуровневого инвертора преобразователя для электропривода среднего напряжения (ЭСН) (рис. 6), выпускаемого НПП «ЭКРА», содержит полууправляемый выпрямитель, фильтр звена постоянного тока, выполненный на пленочных конденсаторах, существенно увеличивающих надежность преобразователя, и однофазный инвертор напряжения. Для питания ячеек многоуровневого преобразователя применяется специальный сухой многообмоточный трансформатор. Вторичные обмотки трансформатора соединены по схеме треугольник, при этом каждая группа вторичных обмоток отличается фазовым смещением трансформируемого напряжения. Фазовый сдвиг напряжения вторичных обмоток относительно фазы напряжения предыдущей группы вторичных обмоток определяется результатом деления 60-ти электрических градусов на количество силовых ячеек в фазе. Применение многообмоточного трансформатора с фазовым сдвигом вторичных обмоток обеспечивает хорошую электромагнитную совместимость преобразователя ЭСН с питающей сетью, поскольку 30-пульсная

для 6 кВ или 54-пульсная для 10 кВ схема выпрямления переменного тока формирует сглаженную практически синусоидальную форму потребляемого из сети тока (табл. 1).

Применение многоуровневой схемы построения высоковольтного инвертора ограничивает dU/dt на выходе преобразователя, что ослабляет негативное влияние на изоляцию электродвигателя и не требует применения дорогостоящего синусного фильтра на выходе преобразователя, а также отодвигает на второй

Таблица 1. Электромагнитная совместимость преобразователя частоты с сетью

Число ячеек в фазе	Выходное линейное напряжение, кВ	Пульсность схемы выпрямления	Количество обмоток специального трансформатора	Возможные фазовые сдвиги вторичных обмоток	ТНД* входного тока, %, не более	Допустимое минимальное отношение мощности к.з. сети к мощности преобразователя**
3	3,3	18	10	-20°, 0°, +20°	5	15
5	6,0	30	16	-24°, -12°, 0°, +12°, +24°	3,5	лимитируется уровнем провала напряжения
6	6,3	36	19	-25°, -15°, -5°, +5°, +15°, +25°	2,5	лимитируется уровнем провала напряжения
9	10,0	54	28	-26,7°, -20°, -13,3°, -6,7°, 0°, +6,7°, +13,3°, +20°, +26,7°	2,0	лимитируется уровнем провала напряжения

* учитывались гармоники до 40-ой включительно;

** допустимое минимальное отношение мощности к.з. сети к мощности преобразователя – такая минимальная мощность к.з. сети, при которой искажения, вносимые преобразователем на форму напряжения, остаются в пределах нормально допустимых величин согласно ГОСТ 13109-97(2002).

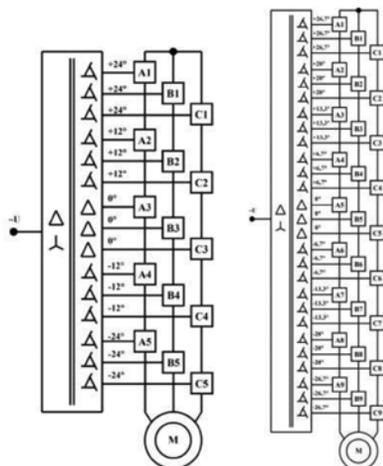


Рис. 5. Топология построения электропривода для напряжений 6 и 10 кВ

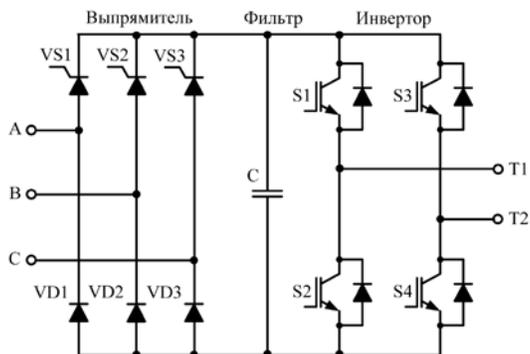


Рис. 6. Ячейка многоуровневого инвертора ЭСН

план проблему «длинного» кабеля» между преобразователем частоты и электродвигателем.

Табл. 2 иллюстрирует связь выходного напряжения многоуровневого инвертора с содержанием высших гармоник.

Таблица 2. Электромагнитная совместимость преобразователя частоты с двигателем

Выходное линейное напряжение, кВ	Число ячеек в фазе	Число уровней фазного напряжения	Число уровней линейного напряжения	Реальная частота коммутации ключей, кГц	Эффективная частота коммутации ключей, кГц	THD* выходного фазного напряжения, %	THD* выходного линейного напряжения, %	THD* выходного тока, %, не более	Значение ступени выходного напряжения, В
3,3	3	7	13	0,8	2,4	1,55 (18)	0,95 (15)	< 0,5	~ 900
6,0	5	11	21	0,8	4,0	0,5 (11)	0,2 (9,5)	< 0,5	~ 1000
6,3	6	13	25	0,8	4,8	0,5 (9)	0,2 (8)	< 0,5	~ 900
10,0	9	19	37	0,8	7,2	0,2 (6,5)	0,15 (5,5)	< 0,5	~ 900

* учитывались гармоники до 40-ой включительно (в скобках – с учетом ШИМ, т.е. до 2000 гармоник)

К достоинствам электропривода с многоуровневым преобразователем и каскадным включением инверторов относятся:

- За счет однократного преобразования энергии в первичном трансформаторе и однократного в автономном инверторе напряжения результирующее значение КПД преобразователя частоты (достигающее 95%) будет заметно выше, чем для других схемных решений, что скажется на снижении суммарной мощности на

- охлаждение установки и на сроке окупаемости подобного преобразователя.
- Высокий коэффициент мощности установки (до 0,95 при нагрузке выше 10% от номинала), поскольку регулирование напряжения в преобразователе осуществляется изменением относительной продолжительности включения силовых транзисторов. При этом коэффициент мощности будет сохраняться постоянным во всем диапазоне изменения нагрузок и скорости электропривода. Как следствие, нет необходимости в затратах времени и средств на анализ гармонического состава колебаний и резонансов токов в питающей сети, в покупке мощных и дорогостоящих фильтров и компенсирующих устройств для подавления гармоник тока в питающей преобразователь сети. При этом снижаются реактивные и результирующие токи потребления преобразователя со стороны питающей сети, уменьшаются сечения проводников кабельных линий, исключаются перегрузки питающих фидеров, выключателей и трансформаторов реактивной мощностью. А отсутствие в питающей сети коммутационных гармоник позволяет избежать штрафных санкций снабжающих электроэнергией компаний.
 - Режим работы подобного преобразователя не зависит от коэффициента мощности нагрузки, что обеспечивает его работу с любым типом и мощностью приводных электродвигателей. За счет высокой несущей частоты коммутации силовых транзисторов (до 5 кГц) выходной ток преобразователя близок к синусоидальному. Поэтому не требуется установка на выходе преобразователя частоты дорогостоящего и выделяющего существенные потери энергии синусного фильтра.
 - Преобразователь имеет встроенный силовой многообмоточный входной трансформатор, что резко снижает затраты на проектирование для конкретной мощности и параметров электрической машины и тем самым исключает ошибки при проектировании электропривода. Кроме того, многообмоточный трансформатор за счет фазовых сдвигов напряжений вторичных обмоток генерирует в окружающую среду более низкий уровень электромагнитных помех, что увеличивает помехоустойчивость системы электроснабжения как самого преобразователя, так и другого электрооборудования, особенно при наличии в нем микропроцессорных высокочувствительных к электромагнитным помехам устройств.
 - В данном преобразователе полностью решены проблемы синхронизации выходного напряжения инвертора с питающей сетью для обеспечения переключения питания электродвигателя от преобразователя на сеть и обратно, что особенно важно с позиций применения ограниченного числа преобразователей для питания большого числа электродвигателей в составе технологической установки. Иными словами, можно, используя лишь один преобразователь, обеспечить плавный частотный пуск любого электродвигателя, вывести его на частоту 50 Гц, переключить на сеть и затем вновь использовать преобразователь частоты для

пуска другого электродвигателя или регулирования производительности технологической установки.

- Поскольку выход инвертора напряжения непосредственно связан с обмотками статора электродвигателя (с его противо-ЭДС), то реализована векторная структура управления приводом, необходимая по условиям тяжелого пуска рабочего механизма. К тому же в подобных векторных структурах заложена возможность стабилизации скорости по ЭДС электродвигателя, т.е. бездатчиковая система управления скоростью электродвигателя, в которой отсутствует тахогенератор, установка которого часто бывает проблематична. Динамика электропривода с такой структурой достаточна для большинства применений высоковольтного электропривода и позволяет ограничивать пусковые токи электродвигателей на желаемом или допустимом уровне.
- Многоуровневый преобразователь частоты с каскадным включением инверторов идеально подходит для применения с электродвигателем, работающим на низкой синхронной частоте вращения. Высокий и стабильный коэффициент мощности поддерживается во всем диапазоне скорости вращения при использовании любых стандартных электродвигателей.

Несмотря на указанные достоинства, электропривод с многоуровневым инвертором имеет и некоторые недостатки:

- Преобразователи частоты подобного типа не могут работать в режимах рекуперативного торможения электродвигателя с возвратом энергии в питающую сеть. Но такой режим встречается редко, особенно применительно к приводам насосов, турбокомпрессоров и подобных механизмов с вентиляторной нагрузкой, там, где имеет место реактивная статическая нагрузка.

- Наличие на выходе преобразователя напряжения с высокочастотными гармоническими составляющими, обусловленными коммутацией силовых транзисторов, принципиально ухудшает изоляцию обмоток статора. Однако за счет того, что эти коммутационные перенапряжения в многоуровневых инверторах, выполненных по каскадной схеме, по амплитуде не превышают 1000 В (т.е. находятся в зоне допустимых отклонений напряжений питающей сети 6 кВ) и могут быть дополнительно сглажены дросселем на выходе преобразователя, который содержится в схемах с переключением преобразователя на сеть и обратно, этим недостатком можно пренебречь. К тому же современные электродвигатели, предназначенные для работы от преобразователей частоты, как правило, имеют повышенный класс изоляции обмоток статора.

- Появление паразитных синфазных токов через подшипники электрической машины, вызывающих дополнительный износ подшипников за счет возможной асимметрии выходного напряжения преобразователя и наличия высокочастотных пульсаций этого напряжения. Этот недостаток является общим для всех частотно-регулируемых электроприводов, и поэтому в электродвигателях, предназначенных для работы

от преобразователей частоты, с целью ограничения подобных паразитных токов в последнее время стали применять в подшипниках антимагнитные кольца. К тому же опасность попадания паразитных токов через соединительную муфту на корпус насосов и рабочих установок весьма мала из-за наличия в соединительных пальцах муфт изоляционных прокладок, предназначенных для сглаживания обоюдных ударных возмущений со стороны электродвигателя и приводимого им механизма.

Отмеченные достоинства многоуровневой топологии построения высоковольтного инвертора с каскадным включением однофазных инверторов обусловили широкое применение таких схемотехнических решений большинством ведущих мировых производителей преобразователей частоты для высоковольтного электропривода: Siemens (преобразователь Perfect Harmony), Toshiba, Mitsubishi Electric, GE, Harvest. При этом только два иностранных производителя, Siemens и Harvest, на сегодняшний день имеют исполнение преобразователя с номинальным выходным напряжением 10 кВ.

Выводы

Среди присутствующих на российском рынке преобразователей частоты для высоковольтного электропривода следует выделить отечественный преобразователь ЭСН, разработанный и выпускаемый НПП «ЭКРА». Инвертор этого электропривода построен по многоуровневой топологии с каскадным включением однофазных инверторов. ЭСН выпускается для двух напряжений 6 и 10 кВ и имеет характеристики, полностью удовлетворяющие требованиям российского рынка.

Литература

1. ГОСТ 13109-97 «Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения».

Сведения об авторе



Лазарев Сергей Александрович

Канд. техн. наук, заведующий кафедрой «Системы автоматического управления электроприводами» Чувашского государственного университета, ведущий специалист отдела Э9 НПП «ЭКРА» г. Чебоксары. Окончил Чувашский государственный университет в 1973 г. В 1984 г. в Ленинградском политехническом институте защитил кандидатскую диссертацию по теме «Быстродействующий электропривод для регулирования натяжения материала при перематке». Автор 13 изобретений и около 80 научных статей.

УДК 621.372.632

Иванчин И.И.

ФОРМИРОВАНИЕ КОММУТАЦИОННОЙ ФУНКЦИИ С УЧЕТОМ ИЗБЫТОЧНЫХ СОСТОЯНИЙ В МНОГОУРОВНЕВОМ ИНВЕРТОРЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Ключевые слова: коммутационная функция, динамические потери в силовых полупроводниковых приборах, избыточные состояния инвертора.

Аннотация: рассмотрены различные методы формирования коммутационных функций в многоуровневом инверторе напряжения. Исследовано их влияние на изменение напряжения в звене постоянного тока отдельных силовых ячеек. Предложен способ распределения коммутаций, не зависящий от метода модуляции напряжения.

Ivanchin I.I.

REDUNDANT STATE SELECTION IN MULTI-LEVEL CONVERTOR

Abstract: various methods of forming switching functions in multi-level convertor is considered. Studied their effect on the change in DC link voltage of individual H-bridges. A method for the distribution of switching function independent of the modulation voltage is proposed.

Keywords: switching function, switching losses in power semiconductor devices, redundant convertor states.

В инверторах напряжения, применяемых в электротехнической промышленности, существуют такие состояния силовых ключей, которые приводят к одинаковому вектору напряжения на выходных зажимах. Это зависит от их силовой схемы. В обычной трехфазной мостовой схеме инвертора напряжения (рис. 1, а) их два. Это когда замкнуты либо все три верхних ключа, либо все нижние. В итоге на выходные выводы подается напряжение одинакового потенциала. Таким образом, на выходе инвертора формируется нулевой вектор напряжения. Следовательно, по отношению к напряжению на нагрузке инвертора одно из этих состояний избыточно.

В многоуровневых инверторах напряжения [2] количество избыточных состояний зависит от числа уровней и определяется по формуле:

$$n_{sw} = n^3 - 3n(n - 1) + 1, \quad (1)$$

где n^3 – общее количество состояний силовых ячеек в трехфазном инверторе, $3n(n-1)+1$ – число возможных векторов напряжения для схемы n уровнями напряжения (рис. 1, б).

Существуют два различных способа получения эквивалентного напряжения на выходе инвертора при разных состояниях силовых ключей. Первый – это смещением общей точки инвертора. Это достигается изменением напряжения во всех фазах на один и тот же уровень, в этом случае линейное напряжение между фазами остается неизменным, как и напряжение на нагрузке. При этом ток, протекающий в нагрузке, так же протекает и в конденсаторах звена постоянного тока тех силовых ячеек, которые формируют напряжение. Заряд конденсатора либо его разряд зависит от взаимной полярности тока и напряжения. Это позволяет управлять напряжением в звене постоянного тока и поддерживать его уровень без использования выпрямителя.

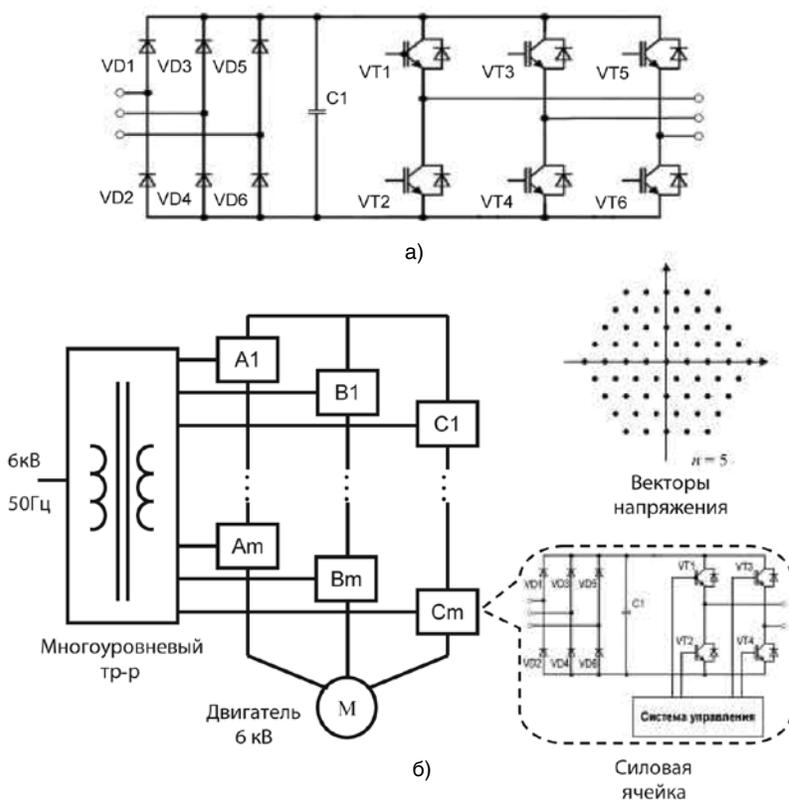


Рис. 1. Схемы инверторов напряжения:
 а – трехфазный мостовой инвертор напряжения;
 б – многоуровневый инвертор напряжения

Данное свойство позволяет уменьшить количество вторичных обмоток трансформатора. В подобных схемах выборка избыточных состояний должна обеспечивать поддержание значения напряжения в силовых ячейках, которые не запитаны от сети [2].

Вторая группа избыточных состояний – состояния, обусловленные равнозначностью силовых ячеек внутри одной фазы. В схеме с m силовыми ячейками на выходе фазы можно получить $2m+1$ уровней напряжения, при этом число возможных состояний силовых ячеек $(2m-1)m+3$. Таким образом, для формирования одного того же уровня напряжения на фазе инвертора возможно использовать различные комбинации включения силовых ячеек. Это позволяет производить выбор избыточных состояний исходя из распределения токовой нагрузки на вторичных обмотках трансформатора либо распределения нагрузки на конденсаторы звена постоянного тока силовых ячеек. Также возможны алгоритмы выбора исходя из распределения динамической нагрузки силовых приборов либо уменьшения частоты коммутации силовых приборов.

Напряжение на выходе инвертора складывается из последовательно подключаемых напряжений на конденсаторах силовых ячеек. Это приводит к тому, что изменение напряжения на конденсаторах влияет на форму выходного напряжения инвертора. Следовательно, методом выборки избыточных состояний можно влиять и на гармонический состав выходного напряжения.

В итоге алгоритм выборки избыточных состояний в многоуровневом инверторе предполагает большое разнообразие. Он может определяться исходя из следующих требований:

- равномерное распределение нагрузки на трансформатор;
- управление значением напряжения в звене постоянного тока;
- равномерное распределение динамических потерь в силовых приборах;
- уменьшение их частоты коммутаций;
- улучшения гармонического состава выходного напряжения;
- распределение тока заряда конденсаторов в схемах с уменьшенным количеством выпрямителей.

Рассмотрим перечисленные требования более подробно. Первое из них выполняется при равномерном распределении потребляемой мощности силовыми ячейками от вторичных обмоток трансформатора. Равномерность распределения по фазам обеспечивается одинаковым алгоритмом выборки для всех фаз. С учетом этого данное требование обеспечивается выборкой избыточных состояний, относящихся ко второй группе. При одинаковом выходном напряжении вторичных обмоток мощность определяется потребляемым током, который, в свою очередь, зависит от падения напряжения в звене постоянного тока. Следовательно, два этих требования взаимосвязаны.

Падение напряжения в звене постоянного тока силовых ячеек зависит от тока нагрузки инвертора и показано на рис. 2, а. При совпадении полярности выходного напряжения и тока силовой ячейки происходит уменьшение значения напряжения на конденсаторе, при несовпадении знаков – конденсатор заряжается.

Увеличение тока в нагрузке приводит к большим колебаниям напряжения.

Если равномерно распределять ток нагрузки по силовым ячейкам фазы, можно достичь равномерного распределения динамических потерь в силовых приборах и уменьшения частоты их коммутаций, то есть выполнить третье и четвертое требования. В этом случае заряд на конденсаторах силовых ячеек одной фазы будет изменяться синфазно и на эквивалентное значение (рис. 2, б). Это позволяет производить компенсацию колебаний напряжения, изменяя пропорционально скважность широтно-модулированного сигнала, и выполнить пятое требование.

Шестое требование для рассматриваемой схемы неактуально, так как каждая силовая ячейка использует свои вторичные обмотки многообмоточного трансформатора. Кроме того, можно заметить, что использование избыточных состояний первой группы, т.е. смещение общей точки инвертора, приводит также и к смещению общей точки обмоток двигателя. Это увеличивает токи утечек двигателя, что ведет за собой дополнительный износ изоляции обмоток и подшипников.

Таким образом, можно сделать вывод, что пять из шести перечисленных выше требований взаимосвязаны и определяются равномерной нагрузкой силовых ячеек инвертора по фазам.

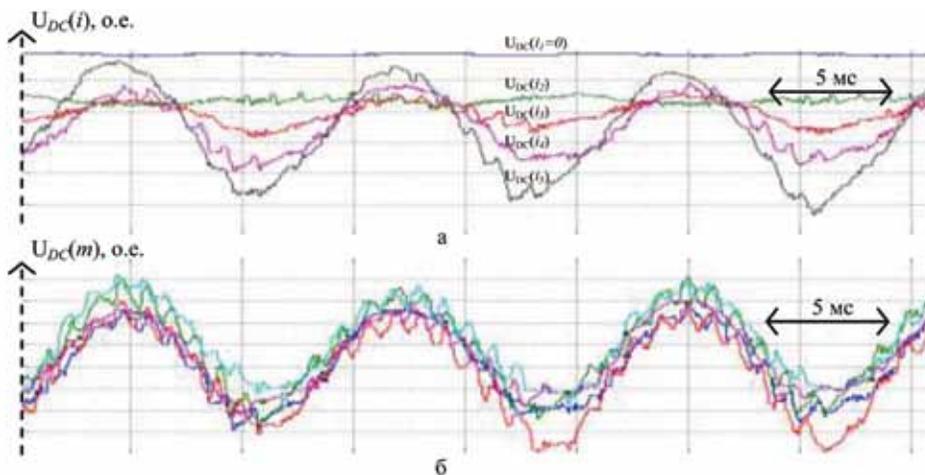


Рис. 2. Зависимость колебаний напряжения в звене постоянного тока силовой ячейки:
 а – от тока в нагрузке $i_1 < i_2 < i_3 < i_4 < i_5$;
 б – от номера силовой ячейки в фазе

В итоге была предложена функциональная схема системы выборки избыточных состояний инвертора и формирования коммутационной функции, состоящая из следующих основных узлов. В блоке компенсации происходит коррекция напряжения задания для компенсации изменения напряжения в звене постоянного тока силовых ячеек фазы. При равномерном распределении нагрузки для этого

необходима информация о напряжении в звене постоянного тока одной силовой ячейки в фазе. Скорректированный сигнал подается в блок модуляции, где происходит вычисление формы выходного напряжения. Система в данном случае является универсальной и не зависит от метода модуляции напряжения. Затем блок распределения формирует коммутационную функцию фазы инвертора, выбирая комбинации состояния силовых ячеек из предварительно составленной таблицы.

Таблица представляет собой матрицу размерностью $[2L + 1 \times L]$.

Элементы таблицы предварительно вычисляются по формуле:

$$C_{l,n} = \left(C_l^0 \gg \gg n - \left\lfloor \frac{|l| + 1}{2} \right\rfloor \right),$$

где L – равно числу уровней блока силовых ячеек;

l – принимает целочисленные значения от $-L$ до L ;

n – принимает целочисленные значения от 1 до L .

Таким образом, элемент таблицы равен базовой комбинации состояний выхода блока для данного уровня C_l^0 , циклически смещенному вправо.

Базовая комбинация определяется по формуле:

$$C_l^0 = [l|\{s\}, L - |l|\{z\}],$$

где z – состояние блока при нулевом входном дискретном сигнале;

s – состояние блока ячеек: при $l > 0$ происходит формирование положительного уровня сигнала – « p », при $l < 0$ отрицательного уровня сигнала – « m ».

Таким образом, элементы таблицы представляют из себя вектор-строку размерностью $[1 \times L]$, элементы которой, в свою очередь, определяют состояние каждой ячейки в фазе.

Пример для структуры с $L=5$ приведен в табл. 1.

Таблица 1

$n \backslash l$	1	2	3	4	5
5	[ppppp]	[ppppp]	[ppppp]	[ppppp]	[ppppp]
4	[ppppz]	[ppppz]	[zpppp]	[pzppp]	[ppzpp]
3	[ppzzp]	[ppppz]	[zpppz]	[zzppp]	[pzppp]
2	[ppzzz]	[zpppz]	[zpppz]	[zzppp]	[pzppp]
1	[pzzzz]	[zpppz]	[zpppz]	[zzppz]	[zzppz]
0	[zzzzz]	[zzzzz]	[zzzzz]	[zzzzz]	[zzzzz]
-1	[mzzzz]	[zmmzz]	[zmmzz]	[zzmmz]	[zzzzm]
-2	[mzzzz]	[zmmzz]	[zmmzz]	[zzmmz]	[mzzzm]
-3	[mzzzm]	[mzzzm]	[zmmzz]	[zzmmz]	[mzzzm]
-4	[mzzzm]	[mzzzm]	[zmmzz]	[zzmmz]	[mzzzm]
-5	[mzzzm]	[mzzzm]	[mzzzm]	[mzzzm]	[mzzzm]

На рис. 3 показан алгоритм выборки комбинаций и предварительно составленной таблицы.



Рис. 3. Алгоритм работы с таблицей

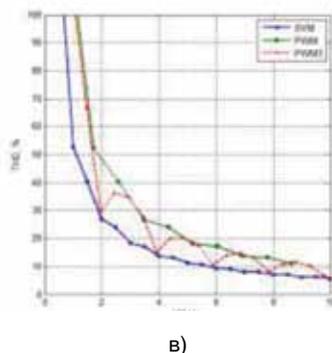
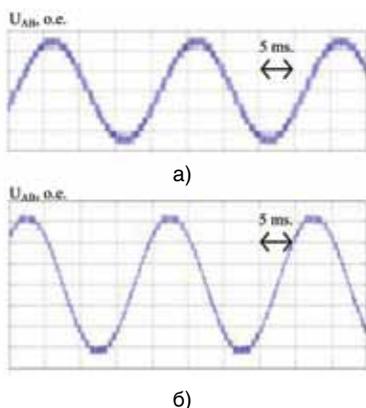


Рис. 4. Экспериментальные графики полученного линейного напряжения: а – трехфазный синусоидальный ШИМ; б – векторный ШИМ; в – коэффициент гармоник для различных методов ШИМ

Основное отличие данной схемы от представленных в литературе [2, 3] состоит в том, что нет необходимости в информации о токах и напряжениях на входе и выходе инвертора. Равномерная нагрузка силовых ячеек достигается алгоритмом выборки избыточных состояний из составленной таблицы.

Предложенная схема распределения коммутаций была реализована в преобразователе частоты переменного тока на среднее напряжение 6 кВ по структуре, включающей в себя пять силовых ячеек в фазе. Экспериментальные графики при различных методах модуляции напряжения приведены на рис. 3, а и рис. 3, б. Зависимость гармонического состава выходного напряжения в зависимости от глубины

модуляции при различных методах ШИМ показана на рис. 3, в. Можно заметить, что качество выходного напряжения существенно повышается при использовании векторного ШИМ (SVM) по сравнению с трехфазной синусоидальной ШИМ (PWM). На рисунке также показано влияние добавления третьей гармоники напряжения при модуляции (PWM3). Улучшение гармонического состава получаемого напряжения при векторном ШИМ оправдывает применение предложенного способа распределения коммутаций. Единственным минусом данной схемы распределения коммутаций является усложнение алгоритма при необходимости шунтировать отдельные силовые ячейки. Но нужно заметить, что в существующих преобразователях частоты на среднее напряжение это является опцией. Кроме того, режим работы с зашунтированной ячейкой является штатным и предполагает замену ее на рабочую. Данная операция не представляется сложной при сохранении модульной структуры построения и равнозначности силовых ячеек.

Литература

1. Лазарев С.А., Иванчин И.И. Векторная и синусоидальная ШИМ в многоуровневом преобразователе напряжения / Региональная энергетика и электротехника: проблемы и решения: Сб. науч. тр. Вып. VI. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. – 2010. – С.179-189.
2. Corzine K.A. Operation and Design of Multilevel Inverters. / University of Missouri-Rolla, 2005.
3. Corzine K.A. A Hysteresis Current-Regulated Control for Multi-Level Drives // IEEE Transaction On Energy Conversion, June 2000. Vol. 15, No. 2, P. 169-175.

Сведения об авторе



Иванчин Иван Иванович
*Магистр техники и технологий, инженер-программист,
ООО «НПП «ЭКРА», Россия, Чебоксары.
Ivanchin Ivan Ivanovich – master of engineering and technology, engineer-
programmer, «EKRA» SPC, Ltd, Russia, Cheboksary.*

ГЛОССАРИЙ

(избранные основные термины)

Smart Grid – «Умные сети». Электрические сети, удовлетворяющие требованиям энергоэффективного и экономического функционирования энергосистемы за счет скоординированного управления и при помощи современных двухсторонних коммуникаций между элементами электрических сетей, электрическими станциями, аккумулирующими источниками и потребителями.

FACTS – (Flexible Alternating Current Transmission System) – Гибкая система передачи переменного тока.

WAMS (Wide Area Measurement System) – Система мониторинга переходных режимов (СМПР).

WAPS (Wide Area Protection System) – Распределенные системы защиты и противоаварийной автоматики.

WACS (Wide Area Control System) – Система распределенного противоаварийного управления.

PMU (Phasor Measurement Unit) – Устройство синхронизированных векторных измерений.

HVDC (High-Voltage Direct Current) – Система передачи электроэнергии постоянного тока.

SVC (Static Variable Compensator) – Статический тиристорный компенсатор реактивной мощности.

SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) – Диспетчерское управление и сбор данных.

GPS (Global Positioning System) – Система глобального позиционирования.

ГЛОНАСС – Глобальная навигационная спутниковая система (GLONASS – Global Navigation Satellite System).

Digital Substation – Цифровая подстанция (ЦПС). Подстанция, на которой доступ к информации, ее передача и обработка производятся в цифровом виде.

IEC (International Electrotechnical Commission) – Международная электротехническая комиссия (МЭК) – международная некоммерческая организация по стандартизации в области электрических, электронных и смежных технологий.

IED (Intellectual Electronic Device) – Интеллектуальное электронное устройство ИЭУ. К ним относятся терминалы МПРЗА, контроллеры присоединения и другие многофункциональные микропроцессорные устройства.

NCIT (Non-Conventional Instrument Transformer) – Нетрадиционный измерительный трансформатор (электронный или оптический).

MU (Merging Unit) – Объединяющее устройство (мультиплексор). Предназначено для сбора, оцифровки и передачи в протоколе МЭК 61850-9-2 данных от нетрадиционных трансформаторов тока и напряжения.

SAMU (Stand-Alone Merging Unit) – Измерительное объединяющее устройство (ИОУ) – объединяющее устройство с цифровым интерфейсом в соответствии с IEC 61869-9, но подключаемое к обмоткам 1 A/5 A/100 В традиционных измерительных трансформаторов.

Process Bus – Технологическая шина (шина процесса). Обеспечивает передачу данных измерений с первичных преобразователей тока и напряжения устройствам нижнего уровня АСУ ТП и интегрированных в АСУ ТП смежных систем ЦПС (устройствам РЗА, ПА, РАС, ОМП, контроля качества электроэнергии и т.п.) по протоколу IEC 61850-9-2.

Station Bus – Подстанционная шина. Используется не только для связи клиент-сервер между АСУ ТП и ИЭУ, но и для горизонтального обмена информацией между ИЭУ при помощи GOOSE-сообщений, включая высокоприоритетные сигналы релейной защиты.

Подстанционные шины предназначены для информационного обмена средней интенсивности. Технологические шины – это шины высокоскоростного обмена, через которые проходит весь поток первичных цифровых измерений.

MMS (Manufacturing Message Specification) – Протокол передачи данных реального времени и команд диспетчерского управления между сетевыми устройствами и/или программными приложениями.

GOOSE (Generic Object Oriented Substation Event) – Протокол передачи данных о

событиях на подстанции в объектно-ориентированном виде. Фактически данный протокол служит для замены медных кабельных связей, предназначенных для передачи дискретных сигналов между устройствами.

SV (Sampled Values) – Протокол передачи оцифрованных мгновенных значений от измерительных трансформаторов тока и напряжения (ТТ и ТН). Данный протокол позволяет заменить цепи переменного тока, соединяющие устройства РЗА с ТТ и ТН.

IEC 61850 – Стандарт МЭК 61850. Набор, включающий стандарты: по одноранговой связи и связи клиент-сервер; по конструкции и конфигурации подстанций; по методике испытаний; по экологическим требованиям; по проектированию.

Основные свойства данного стандарта:

- отделяет собственно данные (информацию) от методов их передачи;
- определяет точные модели данных и методы работы с ними, обеспечивая их возможное расширение;
- определяет единый язык конфигурирования;
- определяет использование широко распространенных протоколов Ethernet и TCP/IP для связи внутри ПС, одновременно обеспечивая высокую скорость связи (не менее 100 Мбит/с) и открытость будущих концепций связи;
- поддерживает свободное распределение функций и их комбинацию для различных устройств и таким образом позволяет реализовать различные философии систем;
- обеспечивает высокую скорость передачи данных от одного устройства к другому на одном («горизонтальные» связи) и нескольких («вертикальные» связи) иерархических уровнях.

Micro RTU (Remote Terminal Unit) – Выносной модуль или устройство связи с объектом (УСО). Предназначен для сбора дискретной информации (положение коммутационных аппаратов, положение ключей режима управления, состояние цепей обогрева проводов и др.) и управления коммутационными аппаратами.

LAN (Local Area Network) – Локальная вычислительная сеть (ЛВС) – компьютерная сеть, покрывающая обычно относительно небольшую территорию или небольшую группу зданий (дом, офис, фирму, институт). Наиболее широко применяемой технологией для построения ЛВС является Ethernet.

Ethernet (от англ. Ether «эфир») – семейство технологий пакетной передачи данных для компьютерных сетей.

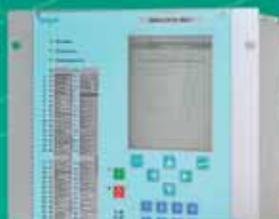
Составители: Понамарев Е.А., Харитонов К.В., Шевцов В.М.

Модификации терминалов

БЭ2704



ЭКРА 211А 0603



БЭ2502А



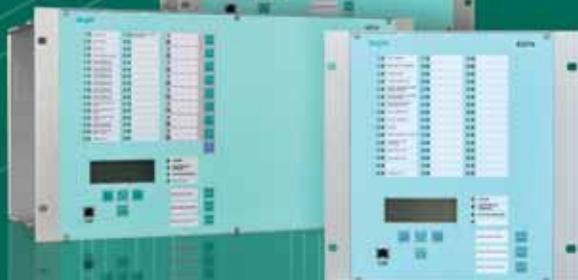
ЭКРА 221



БЭ2704



БЭ2704



Научное издание

**Цифровая электротехника:
проблемы и достижения**

Сборник научных трудов НПП «ЭКРА»
Выпуск II

Отв. за выпуск: В.М. Шевцов, Н.А. Иванова

Подписано в печать 20.11.2013 г.

Формат: 64x94/16. Печать офсетная. Бумага офсетная.

Физ. печ. л. 6. Усл. печ. л. 6,68.

Тираж 300 экз.

Заказ 32823

Отпечатано в ООО «ПК «НН ПРЕСС»
428022, РФ, Чувашская Республика, г. Чебоксары,
пр-д Машиностроителей, д. 1с

