

Высоковольтный параллельный активный сетевой фильтр

ЧАПЛЫГИН Е.Е., ВЕРШАНСКИЙ Е.А.

Наличие неактивных составляющих тока в сетях 35 кВ обусловлено их неполным подавлением в низковольтных сетях, подключением непосредственно к сети мощных нелинейных нагрузок и динамическими процессами в сети. Для компенсации неактивных составляющих тока предложено использование каскадного мостового активного фильтра с емкостными накопителями, реализация которого не требует затрат на вспомогательные реактивные и ключевые элементы. Определена связь формируемого активным фильтром напряжения на стороне переменного тока и гармоническим составом тока внешней нагрузки сети. Проведено сравнение двух способов формирования напряжения фильтра в виде прямоугольно-ступенчатого напряжения либо многозонной ШИМ. Показаны преимущества последнего способа, особенно при подавлении субгармонических составляющих спектра. Рекомендован способ распределения импульсов управления при циклическом изменении функции каждого из мостов — от формирования «нижней» ступени напряжения активного фильтра к формированию «верхней» ступени.

Ключевые слова: неактивные составляющие тока, сетевые активные фильтры, инвертор напряжения, многозонная широтно-импульсная модуляция

Проблема подавления неактивных составляющих тока в электрических сетях не теряет актуальности. Благодаря разработке высокочастотных силовых транзисторов и современных устройств управления, в том числе микропроцессорных устройств, созданы сетевые преобразователи с активной коррекцией коэффициента мощности и активные сетевые фильтры, позволившие значительно повысить коэффициент мощности. Однако подобные транзисторные устройства применяют лишь в низковольтных сетях, что связано с невысокими значениями рабочих напряжений на силовых транзисторах: максимальное напряжение на IGBT-транзисторе не превышает 1700 В, на HV-IGBT-транзисторе — 6500 В. Для обеспечения надежной работы приборов в реальных установках необходимо иметь значительный запас по напряжению.

Вместе с тем в высоковольтных сетях, в частности в сетях напряжением 35 кВ, нередко присутствуют заметные неактивные составляющие тока, в том числе гармоники, частота которых выше или ниже частоты сети. Причины появления таких гармоник следующие:

неполное подавление искажений тока на стороне низкого напряжения;

подключение непосредственно к сети 35 кВ мощных нелинейных нагрузок, в первую очередь дуговых сталеплавильных печей, являющихся источниками стохастического ряда гармоник самого широкого спектра [1];

подключение и отключение мощных нагрузок, функционирование нагрузок с резко динамическим режимом работы, коммутации и переходные процессы в самой сети.

Для подавления неактивных составляющих тока в сети 35 кВ разработаны параллельные гибридные

тиристорные активные фильтры [1], позволяющие компенсировать реактивную мощность, мощность несимметрии и подавить ряд наиболее интенсивных канонических гармоник тока. Однако ограниченность значений максимальной частоты управления устройств с естественной коммутацией не позволяет эффективно подавить субгармонические составляющие тока в той области частот, которая обуславливает возникновение фликер-эффекта.

Универсальными параллельными компенсаторами неактивной мощности являются транзисторные активные фильтры с емкостным накопителем энергии на стороне постоянного тока, выполненные с использованием IGBT-транзисторов. Такие фильтры способны подавлять неактивные составляющие тока в широком диапазоне частот — как выше, так и ниже частоты сети. Однако создание активных фильтров для работы в высоковольтных системах электроснабжения с использованием традиционных схем [2] требует применения трансформаторов с большим коэффициентом трансформации, технико-экономические параметры которых весьма низкие.

В статье проводится исследование высоковольтного транзисторного активного фильтра, построенного по многомостовой или каскадной схеме [3], применение которого позволяет исключить трансформатор либо использовать трансформатор с коэффициентом трансформации, близким к единице. При создании активного фильтра (АФ) на основе каскадной схемы решению задачи способствует то, что на стороне постоянного тока АФ отсутствует источник питания. Такое решение отличается максимальной простотой и минимальными аппаратными затратами, поскольку устройство не содержит вспомогательных реактивных элементов и ключей, необходимых для реализации других из-

вестных решений [2, 3], отсутствуют ограничения по числу уровней формируемых напряжений.

Принцип действия преобразователя, выполненного по каскадной схеме. Трехфазный АФ, выполненный по каскадной схеме, показан на рис. 1, внешняя нагрузка сети обозначена *ВН*.

Со стороны сети мосты подключены последовательно, и формируемое преобразователем напряжение на стороне переменного тока равно

$$u_{\Pi} = \sum_{p=1}^N u_{\Phi p},$$

где *N* – число мостов в фазе АФ; *p* = 1, 2, ..., *N*; *u_{Φp}* – напряжение на накопительном конденсаторе *p*-го моста; на рис. 1 *N* = 3.

К каждому мосту подключен накопительный элемент – конденсатор, в номинальном режиме на каждом из конденсаторов поддерживается напряжение *U_{СНОМ}*, при этом выполняется условие *NU_С* > √2*E*, где *E* – действующее значение фазного напряжения сети *e*. Максимальное напряжение на полупроводниковом ключе *U_С*.

При работе системы управления контролируется суммарное напряжение на всех емкостных накопителях, при отклонении его значения от заданного корректируется активная составляющая сетевого тока АФ *i_Ф* с тем, чтобы активная мощность АФ была равна мощности потерь. Наряду с этим контролируется напряжение на каждом накопительном конденсаторе. При отклонении напряжения на конденсаторе от *U_{СНОМ}* его значение стабилизируется за счет изменения алгоритма переключения в данном мосту.

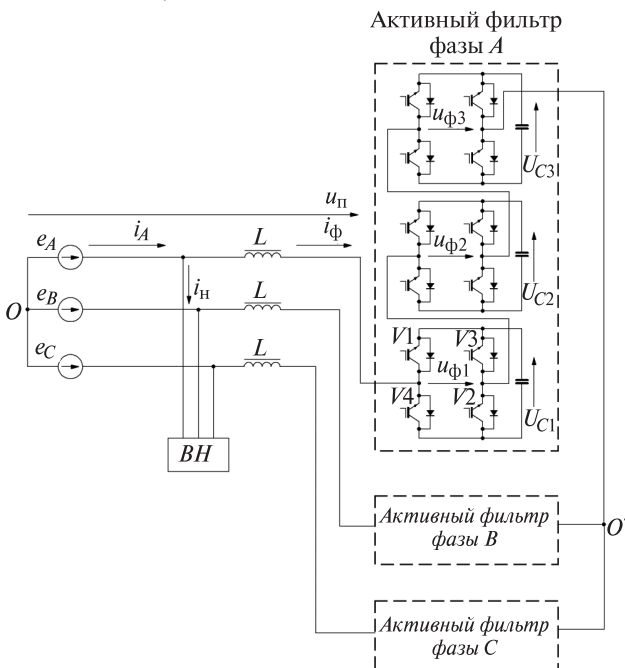


Рис. 1. Схема трехфазного высоковольтного активного фильтра

Кривая суммы тока нагрузки *i_Н* и усредненного значения тока активного фильтра *i_Ф* представляет собой синусоиду, синфазную первой гармонике напряжения сети. Напряжение *u_Π* формируется из прямоугольных импульсов положительной и отрицательной полярности амплитудой *mU_С* (где *m* = 0, 1, 2, ..., *N*) и нулевых пауз.

Поскольку в трехфазной сети без нейтрали отсутствуют гармоники напряжения и тока нулевой последовательности, можно заключить, что напряжение *u_{ОО'}* будет равно нулю. Поэтому ограничимся рассмотрением работы только одной фазы АФ и придем к схеме замещения рис. 2, которая совпадает с аналогичной схемой АФ с емкостным фильтром на базе традиционного инвертора напряжения [4].

Для компенсации совокупности неактивных составляющих сетевого тока сетевой фильтр должен сформировать ток того же значения и той же формы, но противоположного знака. Для этого на стороне переменного тока активного фильтра формируется полигармоническая ШИМ-последовательность напряжения *u_Π*. К реактору *L* прикладывается разность сетевого напряжения *e* и напряжения ШИМ-последовательности *u_Π*. Пренебрегая высшими гармониками напряжения сети, можно считать, что при *k* > 1 для формирования *k*-й гармоники тока фильтра с амплитудой *i_{пкм}* амплитуда *k*-й гармоники напряжения ШИМ-последовательности будет равна:

$$U_{пкм} = I_{пкм} L k \omega_{\text{сети}} \quad (1)$$

Из этого следует, что для подавления высокочастотных гармоник сетевого тока соответствующие гармоники *u_{пк}* должны иметь существенно большее значение, чем для гармоник той же интенсивности с меньшей частотой.

Рассмотрим идеальную питающую сеть напряжением *e* = √2*U_С* sin θ. Пренебрегаем потерями в схеме активного фильтра, считая ключи идеальными. Ток активного фильтра формируется за счет приложения к реактору *L* разности сетевого напряжения *e* и напряжения *u_Ф*.

Для исключения влияния напряжения сети на сетевой ток активного фильтра в напряжении *u_Π* должна присутствовать компенсирующая первая гармоника, равная *e*, тогда

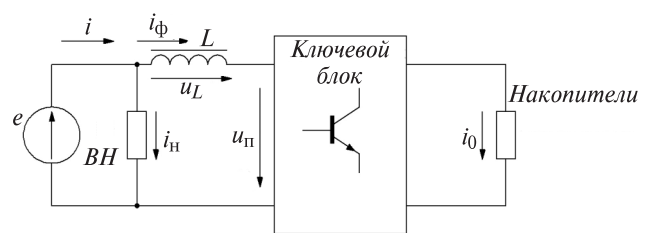


Рис. 2. Схема замещения одной фазы системы «сеть–ВН–АФ»

$$u_{\Pi}^* = e + L\omega_{\text{сети}} k \left\{ A_1 \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) + \sum_{k=3}^{N_{\Gamma}} \left[A_k \cos\left(k\theta + \frac{\pi}{2}\right) + B_k \sin\left(k\theta + \frac{\pi}{2}\right) \right] \right\}, \quad (2)$$

где $k=1,3,\dots,N_{\Gamma}$; N_{Γ} – наибольший номер гармоники, которая подавляется фильтром; A_k, B_k – амплитуды косинусной и синусной k -х гармоник разложения в ряд Фурье тока нагрузки; L – индуктивность дросселя.

Наличие в (2) напряжения e свидетельствует о том, что даже при отсутствии в токе ВН $i_{\text{Н}}$ неактивных составляющих АФ формирует значительное напряжение и инвертор работает с ненулевым коэффициентом модуляции. Член, пропорциональный A_1 , характеризует компенсацию реактивной мощности, при индуктивном характере реактивной мощности ВН амплитуда напряжения u_{Π}^* возрастает. При наличии в сети существенных неканонических гармоник и субгармоник с частотами, меньшими частоты сети, в выражение (2) добавляются гармоники с дробными значениями k .

Для выбора индуктивности L необходим предварительный анализ различных режимов работы ВН. Значение L выбирается в режиме формирования выпрямителем значений максимальных неактивных токов таким образом, чтобы амплитуда напряжения $u_{\Pi m}^* \leq NU_{\text{Сном}}$. При увеличении значения $NU_{\text{Сном}}$ возрастают амплитуда гармонических составляющих напряжения u_{Π}^* и значение индуктивности L , растут аппаратные затраты за счет увеличения числа N или вследствие введения трансформатора. При снижении значения $NU_{\text{Сном}}$ уменьшается индуктивность реактора, но падает и амплитуда составляющих напряжения u_{Π}^* , что усиливает чувствительность работы активного фильтра к электромагнитным помехам.

Способы управления. Управление активными параллельными фильтрами основано на применении обратных связей по току внешней нагрузки, из которого выделяется неактивная составляющая. Сигнал, пропорциональный выделенной неактивной составляющей, подается на модулятор системы управления [2]. В результате формируется напряжение u_{Π} , обеспечивающее генерацию активным фильтром тока, компенсирующего неактивные составляющие тока внешней нагрузки.

Для формирования напряжения u_{Π} возможны два способа управления полупроводниковыми ключами: формирование прямоугонльно-ступенчатого напряжения; формирование многозонной широтно-импульсной модуляции (МШИМ); второй

способ отличается от первого наличием широтно-импульсной модуляции в ступенях.

С использованием вычислительного пакета MathCad была построена спектральная модель [5] одной фазы АФ на рис. 1 и проведено исследование влияния напряжения активного фильтра на фильтрацию неактивных составляющих; число инверторных ячеек $N=9$, $NU_{\text{Сном}}=37$ кВ.

Ток ВН $i_{\text{Н}}$ может иметь самый разный гармонический состав и в общем виде является стохастической величиной. Ограничимся рассмотрением характерных примеров. Рассмотрим существенно нелинейную нагрузку, ток которой представлен на рис. 3 и содержит высшие гармоники (5-я гармоника – 15% основной, 7-я – 15%, 11-я – 5%, 13-я – 5%). Исходя из формулы (2) усредненное напряжение, которое необходимо формировать на выходе АФ, должно иметь вид рис. 4.

Напряжение u_{Π} при использовании прямоугонльно-ступенчатого способа управления показано на рис. 5, форма напряжения u_{Π} при использовании многозонной ШИМ – на рис. 6.

В обоих случаях результатом функционирования АФ является снижение высших гармоник в токе системы ВН–АФ. Отношение значений высших гармоник к основной для двух способов управления приведены в таблице.

Способ управления	Отношение гармоники, %			
	k_5/k_1	k_7/k_1	k_{11}/k_1	k_{13}/k_1
Прямоугонльно-ступенчатое напряжение	0,156	0,247	0,052	0,138
Многозонная ШИМ	0,003	0,041	0,031	0,036

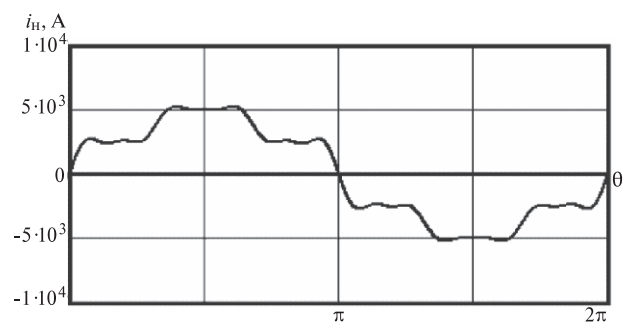


Рис. 3. Диаграмма тока нагрузки

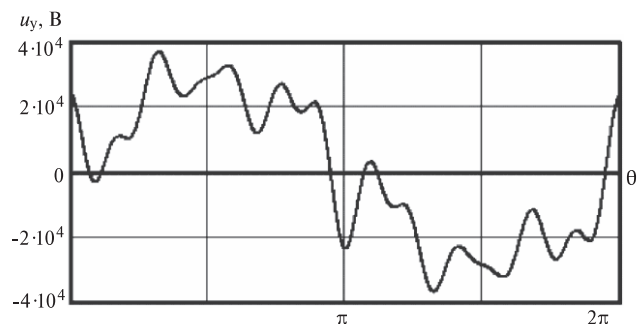


Рис. 4. Усредненное напряжение на выходе АФ

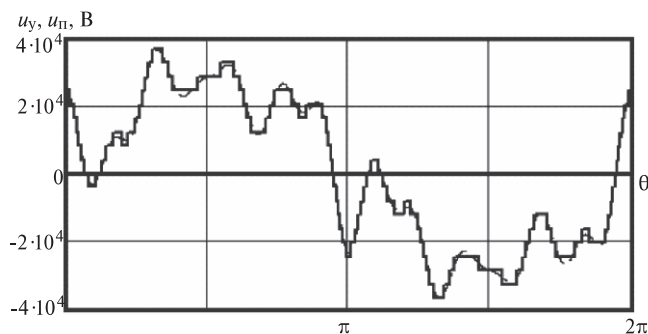


Рис. 5. Напряжение u_{Π} при использовании прямоугольно-ступенчатого способа управления

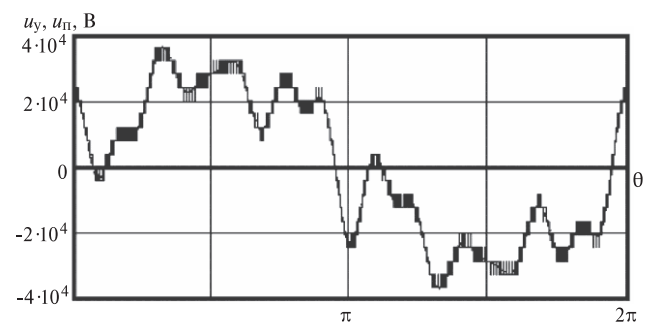


Рис. 6. Напряжение u_{Π} при использовании многозонной ШИМ

Данные таблицы показывают, что оба способа управления обеспечивают значительное снижение неактивных составляющих в токе сети. При реализации прямоугольно-ступенчатого способа управления имеет место погрешность дискретизации сигнала по уровню, ее влияние значительнее при низких частотах гармоник, поскольку в соответствии с (1) амплитуда гармоник напряжения u_{Π} при этом меньше.

Рассмотрим процесс подавления гармоники с низкой частотой. Исследуем нагрузку, ток которой содержит субгармонические составляющие. Допустим, субгармоника на частоте $f_c/2$ составляет 15% тока основной гармоники. Эффективность работы АФ характеризуется отношением значения гармоники в токе сети к току основной гармоники. При использовании прямоугольно-ступенчатой формы напряжения $k_{1/2}/k_1 = 0,146\%$, при реализации многозонной ШИМ значение $k_{1/2}/k_1 = 0,032\%$. Еще более заметно различие результатов при уменьшении амплитуды субгармоники. Прямоугольно-ступенчатый способ управления становится неэффективным. Так, при использовании прямоугольно-ступенчатого способа и значении субгармоники тока 5% основной отношение $k_{1/2}/k_1 = 0,307\%$, при применении многозонной ШИМ $k_{1/2}/k_1 = 0,032\%$. Для субгармоник с более низкими частотами это различие усугубляется.

Можно заключить, что многозонная ШИМ более эффективна для компенсации всех неактивных составляющих тока, но особенно для подавления низкочастотных субгармоник. Кривая рис. 6 пока-

зывает, что в каждом из мостов АФ на периоде сети происходит сравнительно небольшое число коммутаций, поэтому доля коммутационных потерь в полупроводниковых приборах невелика. Затраты на систему управления при обоих способах управления практически равны.

Эксперимент на модели показывает, что при реализации многозонной ШИМ подавление неактивных составляющих тока эффективно и при меньшем числе мостов АФ ($N=3 \div 4$). Однако при этом возникает необходимость в применении понижающего трансформатора, обратно пропорционально возрастают значения токов ключей.

Токовая нагрузка ключей. При работе АФ через все мосты одной фазы на протяжении всего периода повторения протекает один и тот же ток i_{Φ} , однако его распределение между транзисторами и диодами схемы различно. Рассмотрим варианты, реализуемые в течение периода повторения, выбрав один из мостов (рис. 1).

Вариант 1, $u_{\Phi p} = \pm U_{Cp}$. В свою очередь, возможны два режима:

при совпадении полярности $u_{\Phi p}$ и i_{Φ} ток протекает только через транзисторы ключей $V1-V2$ либо $V3-V4$ в зависимости от полярности, диоды обесточены, конденсатор C_p заряжается;

при противоположной полярности $u_{\Phi p}$ и i_{Φ} ток протекает только через диоды ключей $V1-V2$ либо $V3-V4$ в зависимости от полярности тока, транзисторы обесточены, конденсатор C_p разряжается.

Вариант 2, $u_{\Phi p} = 0$. Сторона переменного тока моста замыкается накоротко последовательным соединением транзистора и диода, принадлежащих к четной либо нечетной группам. Возможно образование четырех пар, включающих каждый из транзисторов. При выборе рационального алгоритма формирования каждая из пар проводит ток i_{Φ} в течение 1/4 части периода сети. Энергия, запасенная в конденсаторе C_p , практически не изменяется.

Вариант 3. На интервале происходит модуляция длительностей импульса и паузы (широотно-импульсная модуляция). В этом случае интервал может быть разбит на участок формирования импульса, который сводится к варианту 1, либо на участок формирования паузы, идентичный варианту 2.

Таким образом, токовая нагрузка транзисторов и диодов изменяется на протяжении периода повторения и может сильно отличаться для разных мостов. Значительно различаются условия заряда и разряда конденсаторов мостов. Для выравнивания токовой нагрузки полупроводниковых ключей можно циклически изменять через каждый период сетевого напряжения функции каждого из мостов — от формирования «нижней» (самой широкой) ступени напряжения до «верхней» (см. рис. 5, 6). Реализация указанного алгоритма распределения

управляющих импульсов на транзисторы АФ позволяет более эффективно выравнивать значения напряжения на конденсаторах мостов.

Выводы. 1. Сетевой каскадный активный фильтр выполняется с минимальными аппаратными затратами, поскольку устройство не содержит вспомогательных реактивных элементов и ключей, отсутствуют ограничения по числу уровней формируемых напряжений, что позволяет подключать фильтр к сети без трансформаторов.

2. Сравнение формирования напряжения активного фильтра на стороне сети в виде прямоугольно-ступенчатого напряжения либо многозонной ШИМ показало, что последняя более эффективна для компенсации всех неактивных составляющих тока, особенно низкочастотных субгармоник.

3. Доля коммутационных потерь в полупроводниковых приборах при реализации многозонной ШИМ невелика.

4. В результате анализа токовой загрузки полупроводниковых приборов и процессов заряда конденсаторов отдельных мостов схемы АФ рекомендован способ распределения импульсов управления при циклическом изменении функции каждого из мостов — от формирования «нижней» ступени напряжения до «верхней».

Elektrichestvo (Electricity), 2017, No. 2, pp. 39–43.

A High-Voltage Parallel Active Network Filter

CHAPLYGIN Yevgenii Yevgen'evich (National Research University «Moscow Power Engineering Institute» — NRU «MPEI», Moscow, Russia) — Professor, Cand. Sci. (Eng.)

VERSHANSKII Yevgenii Aleksandrovich (NRU «MPEI», Moscow, Russia) — magistrant

Non-active components of current may appear in 35 kV networks if they are incompletely suppressed in the low-voltage networks and if powerful nonlinear loads are directly connected to the network; in addition, they can be caused by dynamic processes in the network. For compensating non-active components of current, it is proposed to use a cascade bridge active filter with capacitive energy storages, the implementation of which does not involve costs for auxiliary reactive and switch elements. A relationship between the voltage generated by the active filter on its AC side and the harmonic composition of the external network load current is determined. Two methods for shaping the filter voltage in the form of rectangular-stepped voltage or a multizone PWM are compared with each other. Advantages of the latter method are shown, especially in suppressing subharmonic components of the spectrum. A method for distributing the control pulses with a cyclically changing function of each bridge from generating the “lower” active filter voltage step to its “upper” step is proposed.

Key words: non-active components of current, active network filters, voltage inverter, multizone pulse-width modulation

REFERENCES

1. Chaplygin Ye.Ye., Kovyrzina O.S. *Elektrichestvo — in Russ. (Electricity)*, 2009, No. 11, pp. 30–38.

2. *Spravochnik po silovoi elektronike* (Handbook of power electronics)/Yu.K. Rozanov, P.A. Voronin, S.Ye. Ryvkin, Ye.Ye. Chaplygin. Moscow, Publ. House of the Moscow Power Engineering Institute, 2014, 472 p.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чаплыгин Е.Е., Ковырзина О.С. Компенсация неактивных составляющих полной мощности дуговых сталеплавильных печей. — *Электричество*, 2009, № 11, с. 30–38.

2. *Справочник по силовой электронике*/Ю.К. Розанов, П.А. Воронин, С.Е. Рывкин, Е.Е. Чаплыгин — М.: Издательский дом МЭИ, 2014, 472 с.

3. Зиновьев Г.С. *Силовая электроника: Учебное пос.* 5-е изд. — М.: Изд-во Юрайт, 2012, 667 с.

4. Чаплыгин Е.Е. Активный фильтр для подавления неактивных составляющих сетевого тока выпрямителей с емкостным фильтром. — *Электричество*, 2015, № 4, с. 38–44.

5. Чаплыгин Е.Е. Инверторы напряжения и их спектральные модели: Учебное пос. — М.: Изд-во МЭИ, 2003, 64 с.

[26.12.2016]

А в т о р ы : Чаплыгин Евгений Евгеньевич окончил радиотехнический факультет Московского энергетического института (НИУ «МЭИ») в 1965 г. В 1974 г. защитил кандидатскую диссертацию «Исследование непосредственных преобразователей частоты с замкнутым контуром управления». Профессор кафедры промышленной электроники НИУ «МЭИ».

Вершанский Евгений Александрович окончил бакалавриат НИУ «МЭИ» в 2015 г. Магистрант кафедры промышленной электроники НИУ «МЭИ».

3. Zinov'yev G.S. *Silovaya elektronika. 5-ye izd. Publ* (Power electronics. Publ. 5th). Moscow, Publ. «Yurait», 2012, 667 p.

4. Chaplygin Ye.Ye. *Elektrichestvo — in Russ. (Electricity)*, 2015, No. 4, pp. 38–44.

5. Chaplygin Ye.Ye. *Inventory napryazheniya i ikh spektral'nye modeli* (Voltage inverters and spectrum modeles). Moscow, Publ. of the Moscow Power Engineering Institute, 2003, 64 p.