

Электротехника

УДК 519.6; 21.3.0; 621.313

ПОСТРОЕНИЕ СХЕМ И ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА КОМПАКТНЫХ ОБМОТОК МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

П.Ю. Грачев, А.С. Табачинский

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

***Аннотация.** Представлены результаты разработки методик построения схем и расчета вылета лобовых частей оригинальных компактных обмоток переменного тока для асинхронных или синхронных машин, уменьшающих их объем. Одно из перспективных направлений внедрения таких инновационных машин – электрическое оборудование автономных энергоустановок. Витки компактных обмоток состоят из проводников с циклически изменяющимся прямоугольным поперечным сечением. Такое выполнение обмоток позволяет за счет существенного уменьшения вылета лобовых частей уменьшить материалоемкость и массо-объемные показатели электрических машин. Как пример представлены методики построения трех типов схем компактной обмотки статора – обмотки многополюсного асинхронного генератора. Описаны особенности методик расчета вылета лобовых частей и массы меди таких обмоток. Приведены расчетные данные уменьшения вылета лобовых частей и массы меди компактной обмотки по сравнению с традиционной.*

***Ключевые слова:** машина переменного тока, обмотка статора, методика, схема обмотки, лобовая часть, сечение проводника, материалоемкость.*

Снижение материалоемкости электрических машин представляется задачей особенно актуальной для автономных объектов [1], в том числе автомобильного транспорта [2, 3, 4]. В ветроэнергетике снижение материалоемкости, объема и массы электрооборудования установок [5, 6] делает более легкими и компактными их башни, снижает расходы при транспортировании ветроэлектрических установок в отдаленные города и поселки. При этом нужно обеспечить и энергоэффективность электрических машин. Решение этого комплекса задач обычно достигается как за счет оптимизации конструкций [7] и применения новых материалов, так и за счет внедрения новых алгоритмов управления машинами [8]. Россия продвигает на рынок общепромышленную серию асинхронных двигателей 7AVE [9], обладающих высокой энергоэффективностью и низким уровнем шума. Традиционно в этой серии отечественных двигателей, как и в других энергосберегающих машинах, эффект снижения потерь достигается увеличением объема активных материалов, что ведет к увеличению их габаритов и стоимости.

Грачев Павел Юрьевич (д.т.н., доц.), профессор кафедры «Теоретическая и общая электротехника».

Табачинский Алексей Сергеевич, аспирант, старший преподаватель кафедры «Теоретическая и общая электротехника».

Противоречия, возникающие при расчете экономии электроэнергии при внедрении энергосберегающих машин в регулируемый электропривод, показаны в работе [10]. Показано, что помимо потерь, возникающих в силовых вентилях и электрических машинах в процессе работы электропривода, необходимо учитывать затраты на производство таких энергосберегающих машин и на их повышенную ресурсоемкость. Поэтому учеными всего мира предлагаются другие способы повышения энергосбережения за счет электрических машин – применение сосредоточенных обмоток [11] и круговых обмоток из провода прямоугольного сечения [12]. Авторами данной статьи рассматриваются инновационные электрические машины, конструкция которых позволяет уменьшить их материалоемкость и габариты (патенты [13–19]). Они включают оригинальную компактную обмотку статора, положительный эффект от применения которой достигается за счет сокращения длины фазных проводов и вылета лобовых частей [20].

В данной статье описываются методики построения схем и расчета размеров и массы обмотки статора для определения эффективности инновационных машин с компактными обмотками при выборе в качестве прототипа многополюсной машины [21].

Особенности конструкций инновационных машин с компактными обмотками и методика построения схем обмоток

Инновационные машины переменного тока рассматриваемой в статье конструкции имеют компактную двухслойную волновую обмотку статора в пазах прямоугольной или кусочно-прямоугольной формы с циклически изменяющимся прямоугольным сечением проводников [19].

Рассмотрим особенности выполнения статора многополюсного генератора переменного тока с такой компактной обмоткой. В каждом пазу статора генератора находятся четыре активных проводника, по два в каждом из двух слоев. Лобовые части включают переключки уменьшенного сечения. На рис. 1 приведены части развернутой схемы обмотки генератора.

На рис. 1а изображена часть схемы обмотки с выводами фаз U и W . На рис. 1б изображена часть схемы обмотки с выводами фазы V . Обозначены полюсные деления. Эта схема по виду совпадает с развернутой схемой трехфазной двухслойной волновой стержневой обмотки с $Z_1 = 180$, $2p = 30$, $q = 2$, $y = 6$, т. е. с диаметральной шагом. Однако в пазу компактных обмоток каждый слой может содержать несколько проводников. Поэтому проводники одного слоя в пазу назовем группами активных проводников. На схеме каждая из групп показана одним отрезком. Сплошными линиями показаны группы активных проводников верхнего слоя, а штриховыми линиями – нижнего слоя. Лобовые проводники, соединяющие группы активных проводников, расположены друг над другом [14]. Назовем их группами лобовых проводников. Эти группы изображены на схеме (вверху и внизу) ломаными линиями. Горизонтальными линиями обозначены группы лобовых проводников обмотки для соединения полуветвей фаз, имеющих противоположные направления намотки (например, из паза 170 в паз 176). Сплошными ломаными линиями обозначены группы лобовых проводников, соединяющих ветви фаз (например, из паза 177 в паз 3).

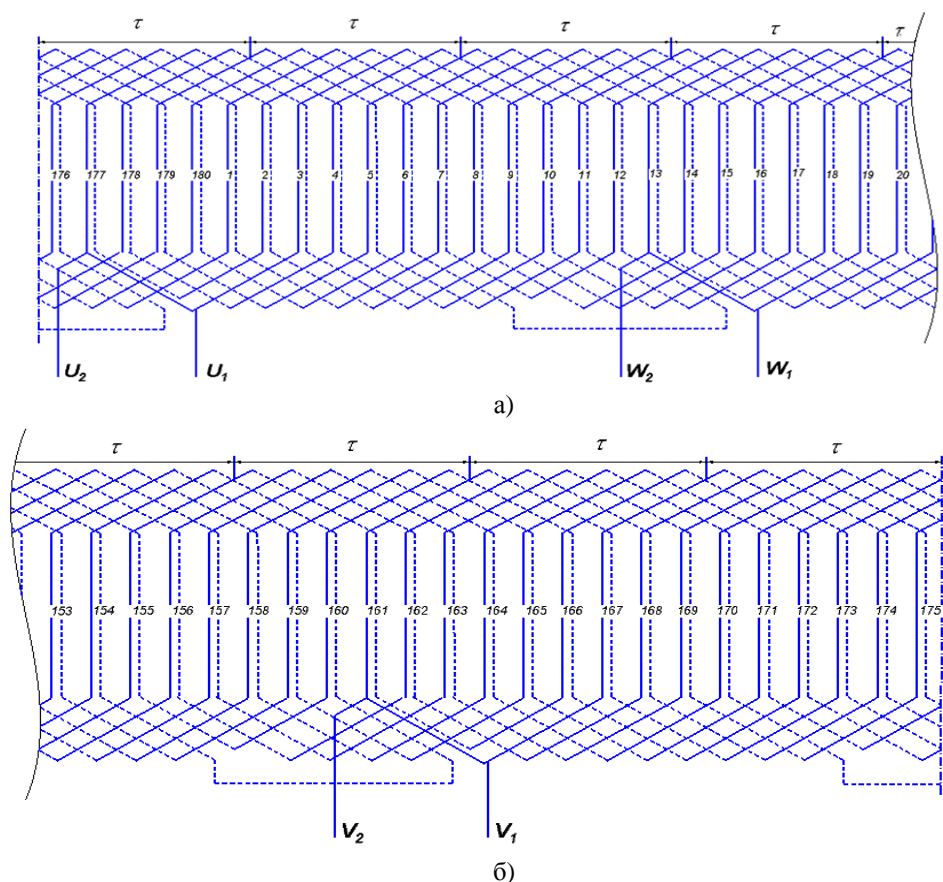


Рис. 1. Развернутая схема компактной обмотки статора генератора

Такая схема не отражает число проводников в слоях паза и недостаточно полно отражает расположение лобовых проводников обмотки над торцевыми поверхностями сердечника статора, которое представляет основную новизну компактных обмоток. Таким образом, стандартные методики проектирования не позволяют учесть особенности конструкции компактной обмотки, поэтому необходима разработка новых методик проектирования инновационных машин.

Для наглядного представления о выполнении лобовых частей компактных обмоток в части соединения групп лобовых проводников с проводниками в пазах и их расположения предложено строить специальные развернутые торцевые схемы [22]. Эти торцевые схемы позволяют оценить возможность создания обмоток с неперекрывающимися лобовыми проводниками, т. к. иллюстрируют расположение групп лобовых проводников над торцами сердечника статора и позволяют показать последовательность соединения активных и лобовых проводников.

Авторами статьи предложена следующая методика построения развернутых торцевых схем компактных обмоток.

1. *Изображение активных проводников обмотки.* На схемах для каждого паза сердечника парой вертикальных отрезков изображают группы активных проводников обмотки каждого слоя: сплошными отрезками обозначают группы про-

водников верхнего слоя, а пунктирными – нижнего слоя. Каждый конец вертикального отрезка изображает совокупность выводов активных проводников одной группы в одном слое каждого паза, являющихся перемычками уменьшенного сечения. При этом правые верхние концы пар вертикальных отрезков схемы и левые нижние концы пар этих отрезков изображают выводы групп активных проводников, находящихся на одной торцевой поверхности сердечника. А левые верхние концы пар вертикальных отрезков схемы и правые нижние концы этих пар изображают выводы групп активных проводников, находящихся на другой торцевой поверхности сердечника.

2. *Изображение лобовых проводников обмотки.* Чтобы изобразить группы лобовых проводников витков обмотки над одной торцевой поверхностью сердечника, проводят наклонные отрезки, соединяющие верхние или нижние концы сплошных вертикальных отрезков с нижними или верхними концами пунктирных вертикальных отрезков, изображающих выводы групп активных проводников слоев, в соответствии с шагом обмотки. Соединяя левые верхние концы пар вертикальных отрезков с правыми нижними концами пар, получаем схему лобовых витковых соединений с одного торца сердечника. Соединяя правые концы пар с левыми концами пар, получаем схему лобовых витковых соединений с другого торца сердечника. Можно построить одну схему для двух торцов, но она получается громоздкой и недостаточно наглядной. Поэтому методика предполагает построение двух схем – отдельно для каждого торца машины.

3. *Построение торцевой схемы без выводов фаз обмотки.* Для ее построения достаточно двух предыдущих этапов методики, т. к. на ней не изображаются лобовые проводники, соединяющих полуветви и ветви фаз обмотки, а также выводы фаз.

4. Для построения торцевой схемы, где находятся выводы фаз обмотки, необходимо провести следующие дополнительные построения. Изображают группы лобовых проводников, соединяющих полуветви и ветви фаз обмотки, горизонтальными отрезками. Пунктирными отрезками изображают группы лобовых проводников, соединяющих активные проводники нижних слоев, расположенные над ярмом сердечника. Сплошными отрезками изображают группы лобовых проводников, соединяющих активные проводники верхнего слоя. Эти группы лобовых проводников расположены со стороны воздушного зазора. Выводы начал и концов фаз могут быть сделаны из верхнего или нижнего слоя активных проводников.

На рис. 2 показана развернутая торцевая схема двухслойной волновой обмотки статора многополюсного генератора для торца с выводами фаз. Она построена в соответствии с изложенной методикой. Группы лобовых проводников, соединяющих полуветви фаз, обозначены U, V, W . Группы лобовых проводников, соединяющих ветви фаз, обозначены $U_1 - U_2, V_1 - V_2, W_1 - W_2$.

Группы лобовых проводников для соединения полуветвей фаз соединяют активные проводники нижнего слоя, а группы лобовых проводников для соединения ветвей фаз – активные проводники верхнего слоя. В отличие от стержневых, компактные обмотки имеют несколько ветвей в фазе. Однако приведенные выше схемы не позволяют определить число ветвей в фазе. Поэтому для полного представления о конструкции компактных обмоток необходимо дополнять развернутые и торцевые схемы компактных обмоток схемами последовательности соединения проводников фаз, аналогичными тем, что применяются для стержневых обмоток [22].

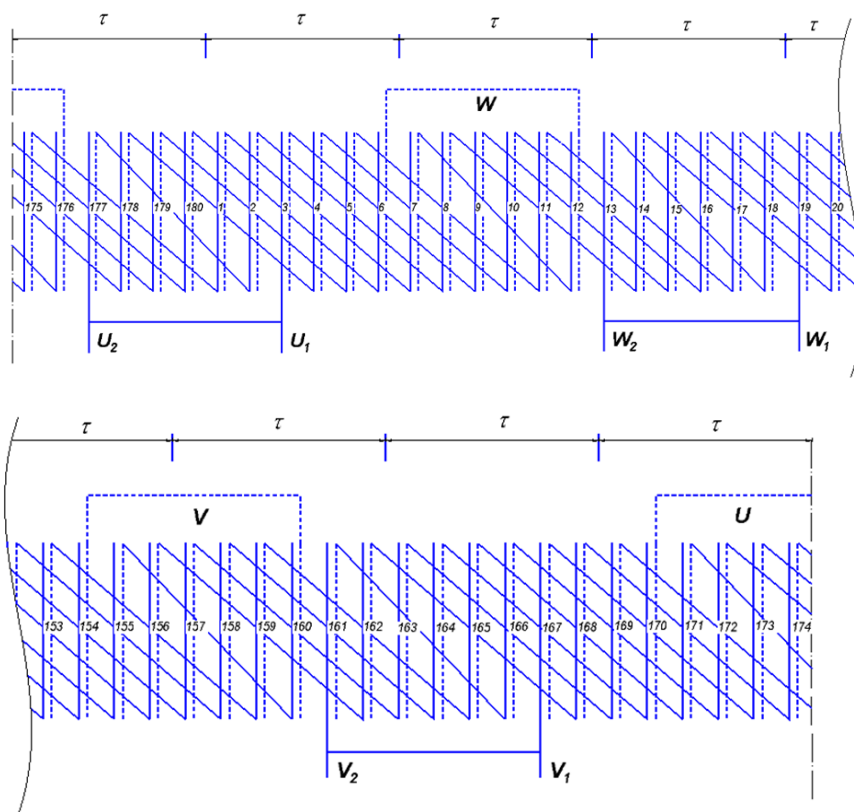


Рис. 2. Торцевая схема компактной обмотки статора генератора

На рис. 3 показана схема последовательности соединения проводников для одной фазы обмотки статора генератора. Она позволяет получить полное представление о числе ветвей в фазе, соединении активных и лобовых проводников в каждом витке, о соединении полуветвей и ветвей фаз, а также о каждом шаге обмотки по пазам.

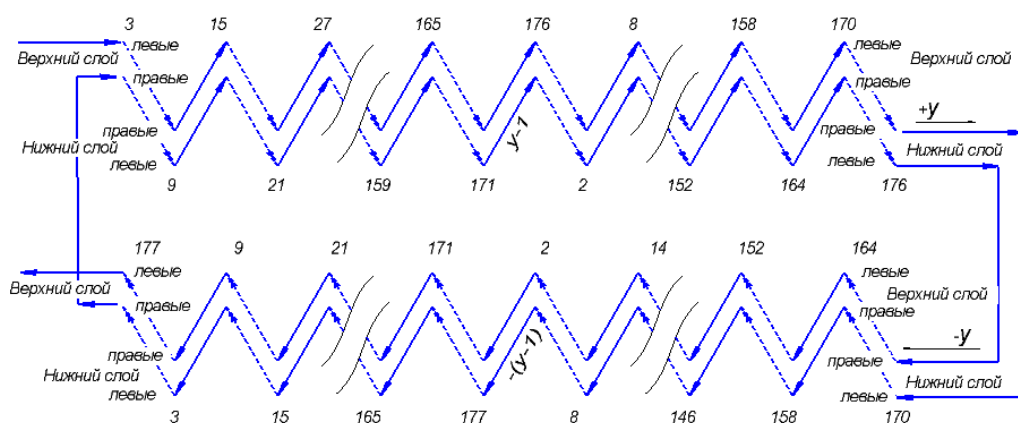


Рис. 3. Схема соединений проводников фазы U (два проводника в слое паза)

На схеме рис. 3 показана нумерация пазов сердечника статора, обозначен y – шаг обмотки, выделены ее верхний и нижний слои, обозначены правые и левые проводники в слоях пазов. Сплошными отрезками обозначены лобовые проводники со стороны торца с выводами фаз, а штриховыми отрезками – с другого торца. Соединения сплошных отрезков со штриховыми отрезками изображают активные проводники, как бы перпендикулярные плоскости чертежа. Каждое соединение – это левый или правый проводник (по направлению чередования пазов) в нижнем или верхнем слое паза.

Рассмотрение схемы позволяет сделать вывод, что фазы инновационного многополюсного генератора включают две ветви, соединенные последовательно, каждая из которых состоит из двух полуветвей, соединения которых показаны слева. Направления намотки полуветвей противоположные. В середине полуветвей обмотка имеет укороченный шаг $y-1$. Выводы фазы и соединения между ветвями находятся в верхнем слое обмотки, а соединения между полуветвями – в нижнем слое обмотки.

На рис. 4 показан вид торца сегмента активной части инновационного многополюсного генератора.

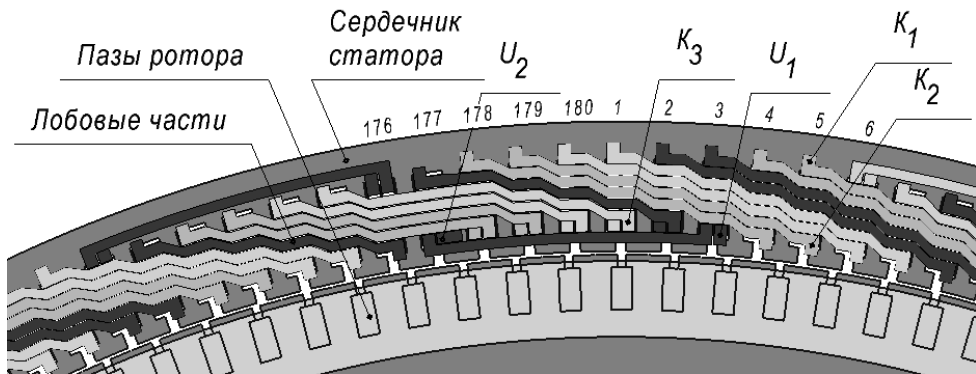


Рис. 4. Активная часть генератора с компактной обмоткой статора

На рис. 4 изображены лобовые проводники трех фаз обмотки статора. Фазы обозначены различными оттенками серого цвета. Лобовые проводники, расположенные у воздушного зазора, соединяют полуветви, а около ярма статора – ветви фазы. В нижней части рисунка изображен короткозамкнутый ротор асинхронной машины. Здесь U_1 , U_2 – выводы фазы компактной обмотки; K_1 , K_3 , K_2 – обозначения различных видов соединений активных и лобовых проводников; $1 \dots 180$ – номера пазов сердечника статора.

Особенности расчета лобовых частей и массы меди обмотки инновационной машины

Особенности расчета связаны с наличием в фазах обмотки так называемых перемычек – проводников с уменьшенным сечением для соединения активных и основных лобовых проводников. В этом случае основные лобовые проводники располагаются в плоскостях, параллельных торцам статора, без взаимного перекрещивания. Предлагаемые инновационные электрические машины могут иметь

различные виды этих перемычек. Один из вариантов соединения активных и основных лобовых проводников обмотки изображен на рис. 5.

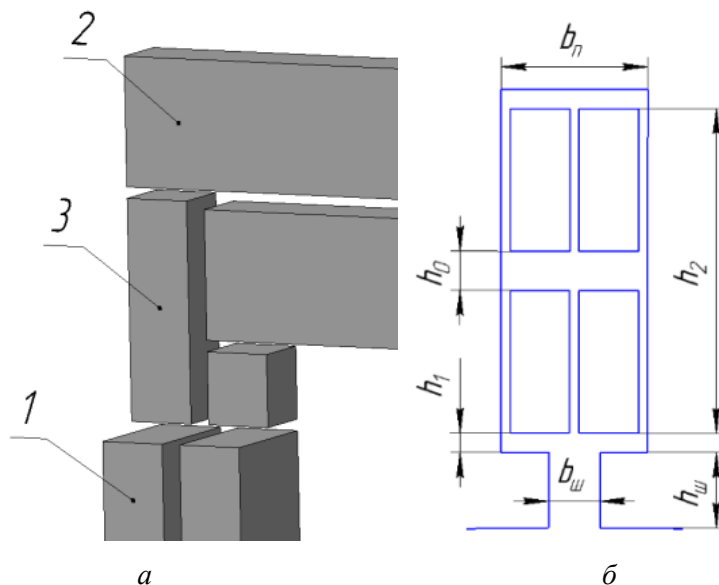


Рис. 5. К расчету компактной обмотки статора

На рис. 5а показаны соединения активных и лобовых проводников перемычками уменьшенного сечения, которые для наглядности отделены от активных и лобовых проводников. 1 обозначает активные проводники в пазу сердечника статора, 2 – основные лобовые проводники, параллельные торцу сердечника статора, 3 – перемычки уменьшенного сечения. Длина перемычек может изменяться в зависимости от зазора между лобовыми частями и торцом сердечника. На рис. 5б представлен паз статора генератора с четырьмя проводниками двухслойной компактной обмотки. В каждом слое находится группа из двух проводников. На рис. 5б обозначены размеры паза, применяющиеся в формулах расчета обмоток статора электрических машин.

Для определения размеров и массы меди обмотки инновационной машины предложено пользоваться следующими выражениями. Полагаем, что площадь сечения перемычек в два раза меньше площади сечения активных и лобовых проводников; зазор между лобовыми частями и сердечником статора отсутствует.

Габариты лобового проводника компактной обмотки (с учетом изоляции) зависят от размеров паза статора и активного проводника:

$$b_{лп} = \frac{h_2 - 2h_{неп}}{y - 2}; h_{лп} = \frac{S_{ан}}{b_{лп}} \quad (1)$$

Здесь $b_{лп}$ – ширина изолированных лобовых проводников;

h_2 – высота части паза, занятая обмоткой (рис. 5б);

$h_{неп}$ – высота мест соединения активных и лобовых проводников (в данном случае – половина высоты активного проводника);

$S_{ан}$ – сечение активного проводника, равное сечению лобового проводника.

Расчет вылета лобовых частей стержневой обмотки по стандартной методике [23] зависит от высоты паза, внутреннего диаметра статора, числа полюсов и прямолинейной части лобовых проводников и производится по выражению

$$l_{\text{выл}} = K_{\text{л}} \frac{\pi(D + h_{\text{л}})}{2p} + B. \quad (2)$$

Вылет лобовых частей статора для компактной обмотки зависит от зазора между лобовыми частями и торцом сердечника, а также от количества проводников в пазу u_n . Для двухслойной обмотки, если зазор между лобовыми частями и сердечником статора отсутствует, вылет лобовых частей $l_{\text{выл}}$ предлагается определять по следующему выражению:

$$l_{\text{выл}} = \frac{u_n}{2} h_{\text{л}}. \quad (3)$$

Длина лобовых проводников $l_{\text{л}}$ стержневой обмотки статора в соответствии со стандартной методикой [23]

$$l_{\text{л}} = K_{\text{л}} \frac{\pi(D + h_{\text{л}})}{2p} + 2B. \quad (4)$$

Длина лобового проводника $l_{\text{л}}$ компактной обмотки зависит от размеров паза сердечника и шага обмотки. Эту длину предлагается определять по следующему выражению:

$$l_{\text{л}} = \sqrt{\left(h_{\text{л}} + \left[\frac{D}{2} + h_{\text{ш}} \right] \left[1 - \cos \frac{2\pi y}{Z_1} \right] \right)^2 + \left(2b_{\text{л}} \left[\frac{D}{2} + h_{\text{ш}} \right] \sin \frac{2\pi y}{Z_1} \right)^2}. \quad (5)$$

Здесь $h_{\text{л}}$ – высота паза; $h_{\text{ш}}$, $b_{\text{л}}$, $b_{\text{ш}}$ указаны на рис. 5б; D – внутренний диаметр статора; y – шаг обмотки; Z_1 – число зубцов статора.

Вес меди в обмотке статора для обычной стержневой двухслойной обмотки можно определить:

$$m_{\text{медь}} = \rho S_{\text{ан}} Z_1 u_n (l_{\delta} + l_{\text{л}}). \quad (6)$$

Вес меди компактной обмотки статора предложено определять, зная длины проводников: длины активных l_{δ} и лобовых $l_{\text{л}}$ проводников, а также перемычек уменьшенного сечения, равных высоте основных лобовых проводников $h_{\text{лн}}$:

$$m_{\text{медь}} = \rho S_{\text{ан}} Z_1 [u_n (l_{\delta} + l_{\text{л}}) + h_{\text{лн}}]. \quad (7)$$

Методики построения схем и расчета лобовых частей и массы меди обмоток инновационных машин могут быть применены при расчете асинхронных машин с короткозамкнутым и фазным ротором, расчете синхронных машин, расчете машин двойного питания для любого числа полюсов.

Сравнение размеров и массы меди обмотки статора инновационного генератора с прототипом

Размеры и масса меди обмотки статора многополюсной машины прототипа [21] определялись для варианта петлевой обмотки с жесткими секциями.

Исходные параметры сердечника и обмотки статора многополюсной машины приведены в табл. 1, где размерные величины длины указаны в мм, а площади – в мм².

Таблица 1

Параметры сердечника и обмотки статора электрической машины

$2p$	Z_1	q	y	w_1	u_n	D	D_a	l_δ	τ	t_z
30	180	2	6	120	4	307	338	242	32,13	5,43
δ	h_2	h_1	h_n	$h_{ш}$	b_n	$b_{ш}$	B	$S_{ан}$	$k_{об}$	
0,4	8,1	0,48	9,04	1,9	3,65	1,3	15	5,17	0,9	

Результаты расчета параметров компактной обмотки и их сравнение с результатами расчета параметров обмотки базовой машины (традиционной конструкции) приведены в табл. 2.

Таблица 2

Сравнение результатов расчета параметров электрической машины

Показатель	Базовая машина	Машина с компактной обмоткой	Относительная разница
Вылет лобовых частей $d_{ов}, мм$	64	9,4	85,3 %
Длина лобовых проводников $l_{ов}, мм$	79	36	52,2 %
Вес меди обмотки $Q_{срр}, г$	10634	9270	12,7 %

Результаты расчета позволяют оценить положительный эффект от применения компактной обмотки. Уменьшение вылета лобовых частей дает сокращение размеров корпуса асинхронного генератора, а сокращение длины лобовых частей обмотки приводит к уменьшению длины фазного провода и, соответственно, к уменьшению активных потерь в меди. Упомянутые особенности конструкции компактной обмотки нуждаются в дальнейшем исследовании.

Выводы

1. Авторами показано, что стандартные методики проектирования не позволяют учесть особенности конструкции компактной обмотки, поэтому необходима разработка новых методик при проектировании инновационных машин.

2. Для проектирования электрических машин с компактными обмотками статора авторами предлагается методика построения специальных торцевых схем обмотки, учитывающих особенности конструкции путем выделения групп активных и лобовых проводников, и схем последовательности соединения проводников компактных обмоток, позволяющих учесть число ветвей в фазе и способы соединения этих ветвей.

3. Предложенные методики применены для построения схем компактной обмотки статора многополюсного асинхронного генератора с четырьмя проводниками в пазу сердечника статора. Даны рекомендации по области применения этих методик для расчета других электрических машин.

4. Выявлены особенности расчета длины фазного провода и вылета лобовых частей компактных обмоток, а также массы меди таких обмоток. Доказано, что в обмотках существенно снижается вылет лобовых частей и длина лобовых проводников, что приводит к экономии меди, уменьшению объема и массы машины. Для тридцатиполюсного асинхронного генератора на базе ТАД 60 кВт экономия меди при изготовлении обмотки статора составляет 12,7 % за счет сокращения длины лобовых проводников на 52,2 %. Уменьшение вылета лобовых частей на 85,3 % позволяет сократить длину асинхронного генератора.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Грачев П.Ю., Костырев М.Л., Мяков Ф.Н., Кунцевич П.А.* Многообмоточные преобразователи энергии для автономных объектов // *Электротехника*. – 2005. – № 12. – С. 23–27.
2. *Cheng M., Sun L., Buja G. and. Song L.* Advanced electrical machines and machine-based systems for electric and hybrid vehicles, *Energies*, vol. 9, Oct. 2015, pp. 9541–9564.
3. *Patzak A., Gerling D.* Design of an automotive 48V integrated starter-generator on the basis of an induction machine with concentrated windings, 17th International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS, 2014, pp. 2583–2589.
4. *Subotic I., Bodo N., Levi E.* An EV Drive-Train With Integrated Fast Charging Capability, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, Is. 2, Apr. 2015, pp. 1461–147.
5. *Табачинский А.С.* Использование возобновляемых источников энергии для нужд объектов АПК в Саратовской области // *Актуальные проблемы энергетики АПК: VI Междунар. науч.-практ. конф.* Под общ. ред. В.А. Трушкина. – 2015. – С. 289–291.
6. *Bu F., Hu Y., Huang W., Zhuang S., Shi K.* Wide-speed-range-operation dual stator-winding induction generator DC generating system for wind power applications, *IEEE Transactions on Power Electronics* №30 (2), 2015, pp. 561–573.
7. *Livadaru L., Munteanu A., Simion A., Cantemir C.-G.* Design and finite element analysis of high-density torque induction motor for traction applications, 2015, 9th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering, ATEE 2015, 7133766, pp. 211–214.
8. *Васильев Б.Ю., Козярук А.Е.* Повышение эффективности асинхронных электроприводов с прямым управлением моментом // *Вестник Южно-Уральского государственного университета. Сер. Энергетика*. – 2013. – Т. 13. – № 2. – С. 75–84.
9. *Беспалов В.Я., Кобелев А.С., Кругликов О.В., Макаров Л.Н.* Разработка и освоение производства энергоэффективных асинхронных двигателей массовых серий // *Электротехника*. – 2015. – № 4. – С. 194–200.
10. *Козярук А.Е., Макаров Л.Н., Русаковский А.М.* Концепция разработки электромагнитного ядра асинхронных электродвигателей энергоэффективных серий // *Электротехника*. – 2008. – № 11. – С. 608–613.
11. *Takizawa D., Takahashi T., Shimizu H., Kato R.* Development of transverse flux motor with improved material and manufacturing method SAE, *International Journal of Passenger Cars – Electronic and Electrical Systems* 6 (1), 2013, pp. 366–376.
12. *Ishigami T., Tanaka Y., Homma H.* Motor stator with thick rectangular wire lap winding for HEVs, *IEEE Transactions on Industry Applications* Volume 51, Issue 4, 1 July 2015, pp. 2917–2923.
13. *Грачев П.Ю., Сарапулов Ф.Н., Ежова Е.В.* Обмотка электрической машины. Патент на изобретение *RUS 2275729 15.10.2004*.
14. *Грачев П.Ю., Горбачев Е.Е.* Энергоэффективная электрическая машина. Патент на изобретение *RUS 2526835 03.08.2012*.
15. *Грачев П.Ю., Горбачев Е.Е.* Обмотка электрической машины. Патент на изобретение *RUS 2509402 07.08.2012*.
16. *Грачев П.Ю., Горшков Р.Г., Костюченко А.П.* Асинхронная энергоэффективная машина. Патент на изобретение *RUS 2558672 26.11.2013*.
17. *Грачев П.Ю., Макаров Д.В., Горшков Р.Г., Карсаков А.Ю.* Экономичная двухслойная обмотка электрической машины. Патент на изобретение *RUS 2568186 12.03.2014*.

18. *Грачев П.Ю., Стрижакова Е.В., Горбачев Е.Е.* Энергоэффективная электрическая машина с компактными лобовыми частями обмотки. Патент на изобретение RUS 2602511. 10.08.2015.
19. *Грачев П.Ю., Стрижакова Е.В., Горбачев Е.Е., Макаров Д.В.* Энергоэффективная электрическая машина с нетрадиционным электромагнитным ядром. Патент на изобретение RUS 2658903. 5.10.2015.
20. *Grachev P.Yu., Gorbachev E.E., Tabachinskiy A.S.* Power Converters with Compact Winding SCIGs for HEVs, Micro Hydroelectric Power Stations and Wind Turbines International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM-2016), May 19-20, Chelyabinsk, 2016.
21. *Беспалов В.Я., Красовский А.Б., Панихин М.В., Фисенко В.Г.* Исследование многополюсного асинхронного тягового частотно-регулируемого двигателя // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2014. – № 5. – С. 295–307.
22. *Грачев П.Ю., Беспалов В.Я., Табачинский А.С., Стрижакова Е.В.* Энергоэффективные асинхронные машины с нетрадиционным электромагнитным ядром // Электротехника. – 2018. – № 2. – С. 7–12.
23. Проектирование электрических машин: учебник для вузов / под ред. И.П. Копылова. – 4-е изд., испр. и доп. – М.: Высшая школа, 2005. – 767 с.

Статья поступила в редакцию 1 декабря 2018 г.

SCHEME DESIGN AND CALCULATION FEATURES OF COMPACT WINDINGS IN AC MACHINES

P.Yu. Grachev, A.S. Tabachinskiy

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

Abstract. *The paper presents the results of scheme design and overhang deviation calculation for original mass-reduced compact windings of induction and synchronous machines. Electrical equipment of autonomous energy units is among the proposed implementations of these innovative machines. Compact winding's turns consist of rectangular conductors with periodically irregular cross-section. This solution allows to decrease material intensity and volume of electrical machines due to reduced overhang deviation. Design methodic of three different types of schemes of the stator compact winding - multipolar induction generator winding are given as an example. Calculation features of overhang deviation and copper mass for compact windings are described. Calculation results can estimate the difference between compact and traditional windings.*

Keywords: *AC machine, stator winding, methodic, winding scheme, overhang part, conductor's cross-section, material intensity.*

REFERENCES

1. *Grachev P.Yu., Kostyrev M.L., Myagkov F.N., Kuncевич P.A.* Многообмоточные преобразователи энергии для автономных объектов // Электротехника. 2005. no. 12. pp. 23-27. (In Russian)
2. *Cheng M., Sun L., Buja G. and Song L.* “Advanced electrical machines and machine-based systems for electric and hybrid vehicles,” *Energies*, vol. 9, Oct. 2015, pp. 9541–9564.
3. *Patzak A., and Gerling D.* “Design of an automotive 48V integrated starter-generator on the basis of an induction machine with concentrated windings,” 17th International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS, 2014, pp. 2583–2589.
4. *Subotic I., Bodo N. and Levi E.* “An EV Drive-Train With Integrated Fast Charging Capability,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, Is. 2, Apr. 2015, pp. 1461–147.
5. *Tabachinskiy A.S.* Ispol'zovanie возобновляемых источников энергии для нужд объектов АПК в Саратовской области // *Aktual'nye problemy energetiki АПК VI Mezhdunarodnaya nauchno-*

- prakticheskaya konferenciya. Pod obshchej redakciej Trushkina V.A.. 2015. pp. 289-291. (In Russian)
6. *Bu F., Hu Y., Huang W., Zhuang S. and Shi K.* "Wide-speed-range-operation dual stator-winding induction generator DC generating system for wind power applications," IEEE Transactions on Power Electronics №30 (2), 2015, pp. 561–573.
 7. *Livadaru L., Munteanu A., Simion A. and Cantemir C.-G.* "Design and finite element analysis of high-density torque induction motor for traction applications," 2015, 9th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering, ATEE 2015, 7133766, pp. 211–214.
 8. *Vasil'ev B.Yu., Kozyaruk A.E.* Povyshenie effektivnosti asinhronnyh elektroprivodov s pryamym upravleniem momentom // Vestnik Yuzhno-Ural'skogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Energetika. 2013. Vol. 13, issue 2. pp. 75-84. (In Russian)
 9. *Bespalov V.Ya., Kobelev A.S., Kruglikov O.V., Makarov L.N.* Razrabotka i osvoenie proizvodstva energoehffektivnyh asinhronnyh dvigatelej massovyh serij // Elektrotehnika. 2015. no.4. pp. 194–200. (In Russian)
 10. *Kozyaruk A.E., Makarov L.N., Rusakovskij A.M.* Konceptiya razrabotki elektromagnitnogo yadra asinhronnyh elektrodvigatelej energoehffektivnyh serij // Elektrotehnika. 2008. no.11. pp. 608–613. (In Russian)
 11. *Takizawa D., Takahashi T., Shimizu H. and Kato R.* "Development of transverse flux motor with improved material and manufacturing method SAE," International Journal of Passenger Cars – Electronic and Electrical Systems 6 (1), 2013, pp. 366–376.
 12. *Ishigami T., Tanaka Y., and Homma H.* "Motor stator with thick rectangular wire lap winding for HEVs," IEEE Transactions on Industry Applications Volume 51, Issue 4, 1 July 2015, pp. 2917–2923.
 13. *Grachev P.Yu., Sarapulov F.N., Ezhova E.V.* Obmotka elektricheskoy mashiny. Patent na izobretenie RUS 2275729 15.10.2004. (In Russian)
 14. *Grachev P.Yu., Gorbachev E.E.* Energoehffektivnaya elektricheskaya mashina. Patent na izobretenie RUS 2526835 03.08.2012. (In Russian)
 15. *Grachev P.Yu., Gorbachev E.E.* Obmotka elektricheskoy mashiny. Patent na izobretenie RUS 2509402 07.08.2012. (In Russian)
 16. *Grachev P.Yu., Gorshkov R.G., Kostyuchenko A.P.* Asinhronnaya ehnergoehffektivnaya mashina. Patent na izobretenie RUS 2558672 26.11.2013. (In Russian)
 17. *Grachev P.Yu., Makarov D.V., Gorshkov R.G., Karsakov A.Yu.* Ekonomichnaya dvuhslojnaya obmotka elektricheskoy mashiny. Patent na izobretenie RUS 2568186 12.03.2014. (In Russian)
 18. *Grachev P.Yu., Strizhakova E.V., Gorbachev E.E.* Energoehffektivnaya elektricheskaya mashina s kompaktnymi lobovymi chastyami obmotki. Patent na izobretenie RUS 2602511. 10.08.2015. (In Russian)
 19. *Grachev P.Yu., Strizhakova E.V., Gorbachev E.E., Makarov D.V.* Energoehffektivnaya elektricheskaya mashina s netraditsionnym ehlektromagnitnym yadrom. Patent na izobretenie RUS 2658903. 5.10.2015. (In Russian)
 20. *Grachev P.Yu., Gorbachev E.E., Tabachinskiy A.S.* Power Converters with Compact Winding SCIGs for HEVs, Micro Hydroelectric Power Stations and Wind Turbines International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM-2016), May 19-20, Chelyabinsk, 2016.
 21. *Bespalov V.Ya., Krasovskij A.B., Panihin M.V., Fisenko V.G.* Issledovanie mnogopolyusnogo asinhronnogo tyagovogo chastotno-reguliruemogo dvigatelya // Nauka i obrazovanie: nauchnoe izdanie MG TU im. N.E.H. Baumana. 2014. no. 5. pp. 295–307. (In Russian)
 22. *Grachev P.Yu., Bespalov V.Ya., Tabachinskiy A.S., Strizhakova E.V.* Energoehffektivnyye asinhronnye mashiny s netraditsionnym elektromagnitnym yadrom // Elektrotehnika. 2018. no. 2. pp. 7–12. (In Russian)
 23. *Kopylov I.P.* Proektirovanie elektricheskikh mashin: uchebnik dlya vuzov – 4-e izd., ispravlenn. i dop. – M.: Vysshaya shkola, 2005. – 767 p. (In Russian)

УДК 681.5

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ В СИММЕТРИЧНОЙ ЦЕПИ НА ОСНОВЕ УРАВНЕНИЯ ЧАСТИЧНЫХ ЕМКостей МАКСВЕЛЛА¹

В.Ю. Денисов¹, В.Н. Митрошин², Б.К. Чостковский²

¹АО «РКЦ «Прогресс»
Россия, 443009, г. Самара, ул. Земеца, 18

²Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Аннотация. Приведено краткое описание природы влияния между симметричными кабелями. В качестве объекта исследования рассмотрен LAN-кабель. Приведен разработанный алгоритм получения соотношений, описывающих взаимное влияние между цепями (матрица преобразований напряжений, преобразований зарядов, взаимных и рабочих емкостей и частичных емкостей, соотношения зарядов и потенциалов узла), при различных структурных схемах. Рассмотрены взаимные влияния двух витых пар, между проводами двух отдельных витых пар, между четырьмя отдельными витыми парами. Построены структурные схемы для определения частичных емкостей, взаимных емкостей и емкостных связей. Для каждой структурной схемы образованы соответствующие цепи: симметричная, фантомная, несимметричная. Получено математическое описание взаимного влияния (соотношения взаимных и рабочих емкостей; коэффициент прямой емкостной связи между основными цепями, емкостной связи между основными и фантомными цепями и емкостной асимметрии земли) для двух витых пар, между проводами двух отдельных витых пар, между четырьмя отдельными витыми парами при помощи частичных емкостей Максвелла. Полученные результаты в совокупности с имеющимися зависимостями рабочей емкости, диэлектрической проницаемости среды и волнового сопротивления, которые определены посредством конформных преобразований, являются основой для синтеза систем автоматического управления технологическим процессом изготовления LAN-кабеля.

Ключевые слова: симметричная цепь, частичные емкости Максвелла, взаимные влияния между цепями, емкостная связь, взаимные емкости, LAN-кабель.

Введение

Быстрое развитие новых технологий открыло возможности для передачи различных видов информации с использованием общей телекоммуникационной среды, каналы связи которой используют в качестве направляющих систем проводные или волоконно-оптические линии связи.

Проводные каналы связи создаются с помощью направляющих систем, в качестве которых используются двухпроводные цепи, коаксиальные и симметрич-

¹ Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ (проект 18-08-00506-а).

Денисов Владимир Юрьевич, инженер-программист АО «РКЦ «Прогресс».
Митрошин Владимир Николаевич (д.т.н.), заведующий кафедрой «Автоматика и управление в технических системах».

Чостковский Борис Константинович (д.т.н.), профессор кафедры «Автоматика и управление в технических системах».

ные, с парной и четверочной скруткой. Конструктивно направляющие системы реализуются в виде кабельных линий связи, обладающих высокой защищенностью от помех и долговечностью.

Промышленность производит электрические кабели дальней, зонавой, местной связи и станционные кабели. Для передачи данных посредством структурированных кабельных систем используются симметричные радиочастотные кабели связи. Это LAN-кабели на основе витых пар (рис. 1). К ним относятся кабели без экранирующего покрытия – UTP (рис. 1, а, б), кабели с общим внешним экраном – STP, а также кабели SSTP (рис. 1, в) отличающиеся наличием двух защитных экранов: экранирующих каждую витую пару и являющихся общим экраном [1].

Для полной оценки электрических свойств линий связи (ЛС) и правильного их проектирования помимо процесса распространения электромагнитной энергии вдоль проводов необходимо изучить также явления перехода энергии с одной цепи на другую и их защищенность от мешающих влияний [2].

Помехозащищенность воздушных и кабельных цепей ЛС является важнейшим условием обеспечения надежной связи. Качество и дальность связи в этом случае обуславливаются не столько собственным затуханием цепи, сколько мешающими взаимными влияниями между соседними цепями, которые проявляются в виде переходного разговора или шума [3].

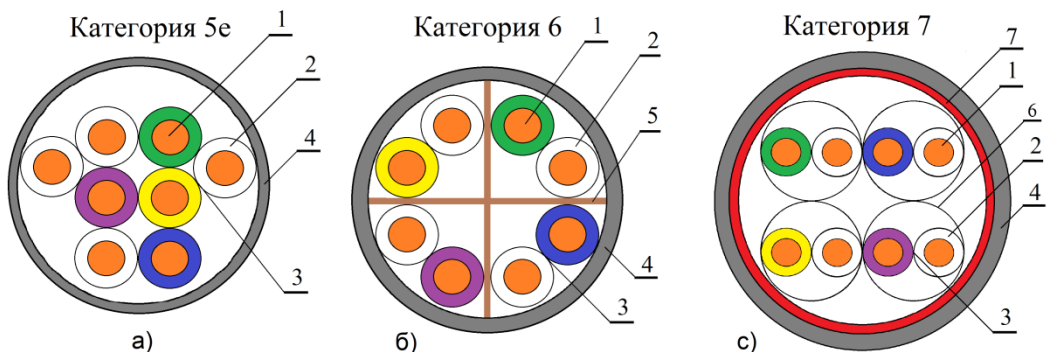


Рис. 1 . Конструкция LAN-кабелей различных категорий:

1 – токопроводящая жила; 2 – пенопластовая изоляция; 3 – витая пара; 4 – полимерная оболочка; 5 – крестообразный профиль; 6 – экран витых пар из алюмополиэтилена; 7 – внешний общий экран (оплетка из медной проволоки)

Характер и природа влияния между цепями воздушных линий и симметричных кабелей идентичны. Переход энергии с одной цепи на другую обусловлен электромагнитным взаимодействием между ними и может быть условно представлен в виде суммарного действия электрического и магнитного полей [4, 5].

При прохождении тока по какой-либо цепи (влияющей), например 1–2 (рис. 2), на проводах этой цепи образуются заряды $+Q_1$ и $-Q_1$.

Эти заряды создают электрическое поле, силовые линии которого частично соприкасаются с проводами 3–4 смежной цепи (подверженной влиянию). Вследствие этого между проводами 3–4 образуется разность потенциалов, которая создает в них ток, распространяющейся вдоль цепи. Наведенный ток достигает приемников, включенных на концах цепи, и проявляется в виде мешающего влияния. Это влияние, обусловленное действием электрического поля, называют

электрическим [2, 3], а связь между проводами под действием этого влияния – электрической, описываемой соотношением

$$K_{12} = g + i\omega k = \frac{I_2}{U_1}. \quad (1)$$

Здесь g – активная составляющая электрической связи;
 k – емкостная связь;
 I_2 – ток;
 U_1 – напряжение.

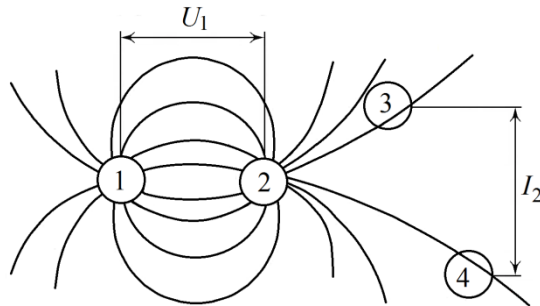


Рис. 2. Схема электрического влияния

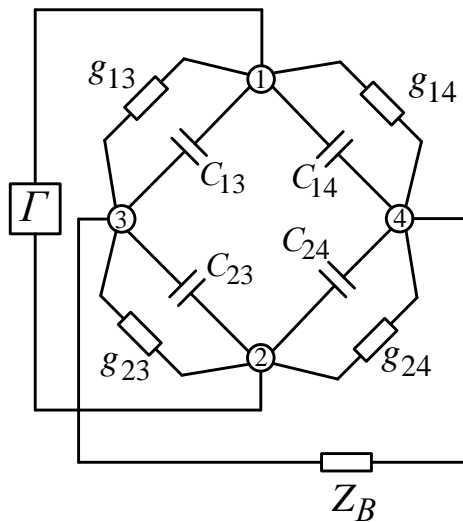


Рис. 3. Мост электрических связей

Емкостная связь k является результатом асимметрии частичных емкостей между жилами влияющей и подверженной влиянию цепей. На рис. 3 показаны жилы 1–2 влияющей цепи I и жилы 3–4 цепи II, подверженной влиянию [5].

Частичные емкости между жилами $C_{13}, C_{23}, C_{14}, C_{24}$ образуют так называемый мост (см. рис. 3). Если данный мост симметричен и находится в уравновешенном состоянии, то перехода энергии из цепи I в цепь II не будет. Условием симметрии моста является равенство

$$(C_{13} + C_{24}) - (C_{14} + C_{23}) = 0. \quad (2)$$

Из соотношения (2) видно, что если суммы противоположных емкостей будут равны между собой, то влияния между цепями не будет.

Существующая в действительных условиях емкостная асимметрия (неуравновешенность) моста, являющаяся причиной возникновения мешающих влияний между цепями связи, называется *коэффициентом емкостной связи* и для схемы, изображенной на рис. 3, будет выглядеть следующим образом [5, 6]:

$$k = (C_{13} + C_{24}) - (C_{14} + C_{23}). \quad (3)$$

Постановка задачи

Как известно, у симметричных кабелей с парной скруткой (LAN-кабель) минимизация взаимных (перекрестных) влияний достигается конструктивными мерами – экранированием витой пары кабелей [8, 9, 10]. Допустим, что принятые конструктивные меры по устранению взаимных влияний удовлетворяют допуску для передачи информации по кабелю без потерь. Но в будущем допуск будет становиться более жестким, и поэтому кроме предпринятых мер по экранированию нужно будет учитывать взаимные влияния как между витыми парами, так и между входящими в них проводками.

В работе решается задача нахождения соотношений, описывающих взаимное влияние между цепями (провод, входящий в витую пару LAN-кабеля, витая пара) связи, при использовании уравнений частичных емкостей Максвелла.

Начальные условия:

– LAN-кабель считается идеальной симметричной цепью, то есть не имеющей потерь в проводниках и без учета взаимодействия электромагнитных полей проводников;

– так как изоляция LAN-кабеля, как правило, состоит из поливинилхлорида, пропилена (кабели повышенного качества из тефлоновой изоляции или полиэтилена), то действие эффекта окружающих масс сводится к нулю;

– отсутствует влияние на ближний и дальний конец, а также индуктивная составляющая взаимного влияния.

При идеальной симметричной цепи утечка равна нулю, т. е. считается, что пространство между проводниками является непроводящим.

Рассмотрим частные случаи получения соотношений коэффициента емкостной связи и коэффициента асимметрии применительно для LAN-кабелей 5-й, 6-й и 7-й категорий. Данные коэффициенты и составляют математическое описание взаимного влияния как между проводками витой пары, так и между витыми парами LAN-кабеля.

Взаимные связи между двумя витыми парами

Составлена схема частичных емкостей с двумя узлами и землей или экраном. Полученная схема изображена на рис. 4.

Для описания объектов управления составлены матрицы преобразований напряжений и зарядов [11] согласно схеме, представленной на рис. 4.

Для построения матриц преобразований напряжений и зарядов используются провода и цепи, но в нашем случае проводками будут две витые пары. Образованы следующие цепи исходя из рис. 4.: 1/2, 12/0. Из них соответственно:

– 1/2 – симметричная;

– 12/0 – несимметричная.

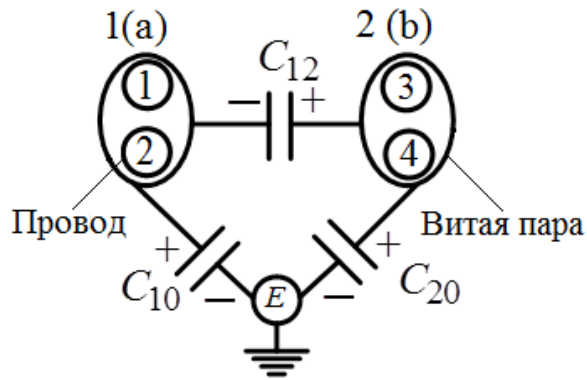


Рис. 4. Схема частичных емкостей с двумя узлами и землей

Исходя из уравнений (4) и правил построения матриц [12], описанных в [11],

$$\begin{cases} u_L = M_{uv}\varphi \\ q_L = M_{qv}q_D \end{cases}, \quad (4)$$

где u_L – напряжение цепи;
 q_L – заряд цепи;
 q_D – заряд узла;
 φ – потенциал узла;
 M_{uv} – матрица преобразований напряжений;
 M_{qv} – матрица преобразований зарядов.

Построены матрицы преобразований напряжений и зарядов [11]:

$$M_{uv} = \begin{Bmatrix} 1 & -1 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{Bmatrix}, \quad (5)$$

$$M_{qv} = \begin{Bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & 1 \end{Bmatrix}. \quad (6)$$

Согласно [11], внутреннее (скалярное) произведение одинаковых строк должно быть равно единице и внутреннее произведение разных строк должно равняться нулю. Как видно, если провести расчеты с уравнениями (5) и (6), то условия выполняются.

Значения матрицы C_L находятся из формулы

$$C_L = M_{qv}C_D M'_{qv}, \quad (7)$$

где C_L – матрица взаимных и рабочих емкостей;
 C_D – матрица частичных емкостей.

Матрица C_D взята из выражения

$$q_D = C_D\varphi, \quad (8)$$

$$C_L = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{21} & C_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & 1 \end{pmatrix}. \quad (9)$$

При перемножении указанных трех матриц [12] в выражении (8) получены элементы матрицы C_L как функции частичных емкостей:

$$C_L = \begin{pmatrix} \frac{1}{4}(C_{11} + 2C_{12} + C_{22}) & \frac{1}{2}(C_{11} - C_{22}) \\ \frac{1}{2}(C_{11} - C_{22}) & C_{11} - 2C_{21} + C_{22} \end{pmatrix}, \quad (10)$$

где $C_{11} \dots C_{zz}$ – сумма всех частичных емкостей, исходящих из соответствующего узла.

Согласно общему виду матрицы $C_L = \begin{pmatrix} +C_1 & -C_{1II} & \dots & -C_{1u} \\ -C_{1II} & +C_{1I} & \dots & -C_{1Iu} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{1u} & -C_{1Iu} & \dots & C_u \end{pmatrix}$ получаем

из (10) матрицу следующего вида:

$$C_L = \begin{pmatrix} \frac{1}{4}(C_{11} + 2C_{12} + C_{22}) & \frac{1}{2}(C_{22} - C_{11}) \\ \frac{1}{2}(C_{22} - C_{11}) & C_{11} - 2C_{21} + C_{22} \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Чтобы узнать элементы главной диагонали матрицы C_D , нужно обратиться к уравнению частичных емкостей Максвелла. Согласно выбранной полярности зарядов на схеме, изображенной на рис. 4. составлена матрица q_D [11, 13]:

$$\begin{cases} q_1 = q_{10} + q_{12} \\ q_2 = q_{20} - q_{12} \end{cases}, \quad (12)$$

где $q_1 \dots q_n$ – заряд узла (провода), $q_{10} \dots q_{1n}$, $q_{z0} \dots q_{zn}$ – заряд, исходящий из соответствующего узла.

Согласно формуле (8)

$$\begin{cases} q_1 = C_{10}\Phi_1 + C_{12}(\Phi_1 - \Phi_2) \\ q_2 = C_{20}\Phi_1 - C_{12}(\Phi_1 - \Phi_2) \end{cases}, \quad (13)$$

где $\Phi_1 \dots \Phi_n$ – потенциал соответствующего узла.

После раскрытия скобок:

$$\begin{cases} q_1 = \Phi_1(C_{10} + C_{12}) + \Phi_2 C_{12} \\ q_2 = \Phi_1 C_{12} + \Phi_2(C_{20} + C_{12}) \end{cases}. \quad (14)$$

Элементы главной диагонали:

$$\begin{cases} C_{11} = C_{10} + C_{12} \\ C_{22} = C_{20} + C_{12} \end{cases}, \quad (15)$$

причем $C_{ik} = C_{ki}$.

Элементы матрицы C_L будут равны

$$\begin{cases} C_I = \frac{1}{4}(C_{11} + 2C_{12} + C_{22}); \\ C_{III} = \frac{1}{2}(C_{22} - C_{11}); \\ C_{II} = C_{11} - 2C_{21} + C_{22}, \end{cases} \quad (16)$$

где C_I и C_{II} – рабочие емкости, C_{III} – взаимная емкость.

Подставим значения из (15) в (16):

$$\begin{cases} C_I = -\frac{1}{4}(C_{10} + C_{20}) - C_{12}; \\ C_{III} = \frac{1}{2}(C_{20} - C_{10}); \\ C_{II} = -C_{10} - C_{20}. \end{cases} \quad (17)$$

Введена емкостная асимметрия e_1 относительно земли, согласно [11]

$$e_1 = C_{10} - C_{20}. \quad (18)$$

Ввиду этого элементы матрицы C_L :

$$\begin{cases} C_I = -\frac{1}{4}(C_{10} + C_{20}) - C_{12}; \\ C_{III} = -\frac{1}{2}e_1; \\ C_{II} = -C_{10} - C_{20}. \end{cases} \quad (19)$$

Емкостную связь e_1 можно измерить непосредственно с помощью измерителя емкостных связей [15].

Взаимное влияние между проводами двух витых пар

Составлена схема влияния отдельных проводов в витой паре «а» на другие провода в витой паре «б» без учета влияния проводов друг на друга в каждой отдельной витой паре, т. е. согласно рис. 5 между проводами 1/2 и 3/4.

Образованы следующие цепи: 1/3, 2/4, 13/24, 1234/0. Из них соответственно:

1/3 и 2/4 – симметричные;

13/24 – фантомная цепь четверки;

1234/0 – несимметричная.

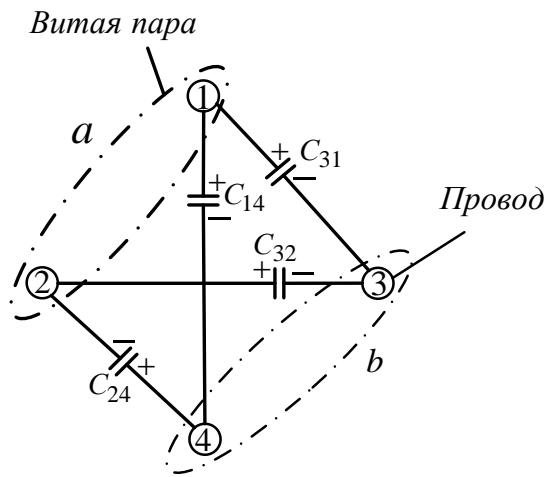


Рис. 5. Схема частичных емкостей, описывающих взаимное влияние отдельных проводов в витых парах

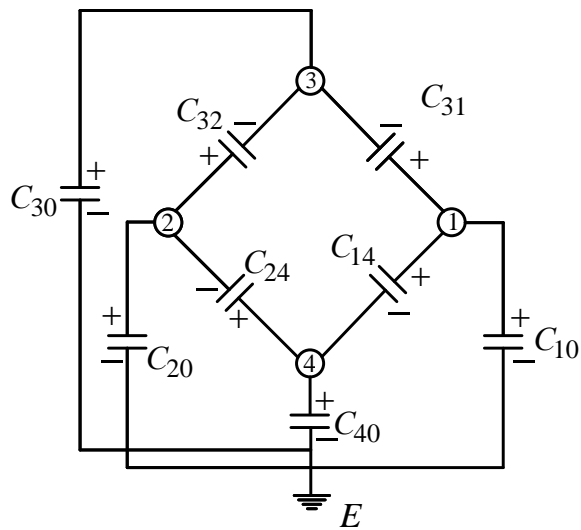


Рис. 6. Схема частичных емкостей с четырьмя узлами и землей

Согласно алгоритму, описанному выше, получены матрицы преобразований напряжений и зарядов:

$$M_{uv} = \begin{Bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{4} \end{Bmatrix}, \quad (20)$$

$$M_{qv} = \begin{Bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{Bmatrix}. \quad (21)$$

Составлена матрица C_L , но принято во внимание, что в матрице C_D частичные емкости, отсутствующие на чертеже, заменены на «0». В итоге получена следующая матрица:

$$C_L = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} +C_{11} & 0 & -C_{13} & -C_{14} \\ 0 & +C_{22} & -C_{23} & -C_{24} \\ -C_{31} & -C_{32} & +C_{33} & 0 \\ -C_{41} & -C_{42} & 0 & +C_{44} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} & 1 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} & 1 \\ 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{pmatrix}. \quad (22)$$

Согласно выбранной полярности зарядов на схеме, изображенной на рис. 6, составлена матрица q_D [11, 12, 16]:

$$\begin{cases} q_1 = q_{10} + q_{31} + q_{14} \\ q_2 = q_{20} + q_{32} - q_{24} \\ q_3 = q_{30} - q_{32} - q_{31} \\ q_4 = q_{40} - q_{14} + q_{24} \end{cases}. \quad (23)$$

Согласно формуле (8)

$$\begin{cases} q_1 = C_{10}\varphi_1 + C_{31}(\varphi_1 - \varphi_3) + C_{14}(\varphi_1 - \varphi_4) \\ q_2 = C_{20}\varphi_2 + C_{32}(\varphi_2 - \varphi_3) - C_{24}(\varphi_4 - \varphi_2) \\ q_3 = C_{30}\varphi_3 - C_{32}(\varphi_2 - \varphi_3) + C_{31}(\varphi_1 - \varphi_3) \\ q_4 = C_{40}\varphi_4 - C_{14}(\varphi_1 - \varphi_4) + C_{24}(\varphi_4 - \varphi_2) \end{cases}. \quad (24)$$

После раскрытия скобок:

$$\begin{cases} q_1 = \varphi_1(C_{10} + C_{31} + C_{14}) - \varphi_3 C_{31} - \varphi_4 C_{14} \\ q_2 = \varphi_2(C_{20} + C_{32} + C_{24}) - \varphi_3 C_{32} - \varphi_4 C_{24} \\ q_3 = -\varphi_1 C_{31} - \varphi_2 C_{32} + \varphi_3(C_{30} + C_{31} + C_{32}) \\ q_4 = -\varphi_1 C_{14} - \varphi_2 C_{24} + \varphi_4(C_{40} + C_{14} + C_{24}) \end{cases}. \quad (25)$$

Элементы главной диагонали:

$$\begin{cases} C_{11} = C_{10} + C_{31} + C_{14} \\ C_{22} = C_{20} + C_{32} + C_{24} \\ C_{33} = C_{30} + C_{32} + C_{31} \\ C_{44} = C_{40} + C_{14} + C_{24} \end{cases}. \quad (26)$$

После перемножения матриц в выражении (22) получены следующие значения элементов матрицы C_L . Для наглядности, так как матрица получается громоздкой, она записана в следующем виде:

1-й столбец:

$$\begin{cases} C_I = \frac{1}{4}(C_{11} + C_{33}) + \frac{1}{2}C_{13}; \\ C_{III} = \frac{1}{4}(-C_{23} - C_{41}); \\ C_{Iv} = \frac{1}{4}(-C_{11} + C_{23} - C_{14} + C_{33}); \\ C_{Iu} = \frac{1}{2}(-C_{11} - C_{23} + C_{14} + C_{33}), \end{cases} \quad (27)$$

где C_I – рабочая емкость;
 C_{III}, C_{Iv}, C_{Iu} – взаимные емкости;

2-й столбец:

$$\begin{cases} C_{III}; \\ C_{II} = \frac{1}{4}(C_{22} + C_{44}) + \frac{1}{2}C_{24}; \\ C_{Iv} = \frac{1}{4}(-C_{14} + C_{22} + C_{32} - C_{44}); \\ C_{Iu} = \frac{1}{2}(-C_{22} - C_{14} + C_{32} + C_{44}), \end{cases} \quad (28)$$

где C_{II} – рабочая емкость;
 C_{III}, C_{Iv}, C_{Iu} – взаимные емкости.

3-й столбец:

$$\begin{cases} C_{Iv}; \\ C_{Iv}; \\ C_v = \frac{1}{4}(C_{11} + C_{22} + C_{33} + C_{44}) + \frac{1}{2}(C_{14} + C_{32} - C_{24}); \\ C_{vu} = \frac{1}{2}(-C_{33} + C_{22} - C_{11} + C_{44}) - C_{24} + C_{13}, \end{cases} \quad (29)$$

где C_v – рабочая емкость;
 C_v, C_{vu} – взаимные емкости;

4-й столбец:

$$\begin{cases} C_{Iu}; \\ C_{Iu}; \\ C_{vu}; \\ C_u = C_{11} + C_{22} + C_{33} + C_{44} - 2(C_{31} + C_{14} + C_{23} + C_{24}), \end{cases} \quad (30)$$

где C_u – рабочая емкость.

Для сокращения записи введены разницы частичных емкостей, названные

емкостными связями [11].

Прямая емкостная связь между основными цепями K_1 :

$$K_1 = -C_{23} - C_{41}. \quad (31)$$

Прямая емкостная связь между основными и фантомными цепями K_2 и K_3 :

$$K_2 = C_{14} - C_{23} = -K_3. \quad (32)$$

Емкостная асимметрия относительно земли:

$$\begin{aligned} e_1 &= C_{10} - C_{30} \text{ (цепь1/3)}; \\ e_2 &= C_{20} - C_{40} \text{ (цепь2/4)}; \\ e_3 &= C_{10} + C_{30} - C_{20} - C_{40} \text{ (цепь13/24)}, \end{aligned} \quad (33)$$

где e_1, e_2, e_3 – емкостная связь относительно земли между соответствующими цепями.

Произведена замена:

$$4w = C_{10} + C_{20} + C_{30} + C_{40}. \quad (34)$$

Согласно уравнениям (31–34) элементы матрицы примут следующий вид:

$$\begin{cases} C_I = \frac{1}{4} C_{14} + C_{13} + \frac{1}{4} (C_{10} + C_{30}); \\ C_{II} = \frac{1}{4} C_{23} + C_{24} + \frac{1}{4} (C_{20} + C_{40}); \\ C_v = w + \frac{1}{2} C_{13} - K_1; \\ C_u = 4w; \end{cases} \quad (35)$$

$$\begin{cases} C_{III} = \frac{1}{4} K_1; \\ C_{Iv} = \frac{1}{2} K_3 - \frac{1}{4} e_1; \\ C_{Iv} = \frac{1}{2} K_3 + \frac{1}{4} e_2; \\ C_{Iu} = -\frac{1}{2} e_1; \\ C_{Iu} = -\frac{1}{2} e_2; \\ C_{vu} = \frac{1}{2} e_3. \end{cases} \quad (36)$$

Взаимное влияние между четырьмя витыми парами

Составлена схема взаимного влияния между четырьмя витыми парами, LAN-кабель 7-й категории (см. рис. 1) без учета внешнего общего экрана. Полученная схема изображена на рис. 7.

Образованы следующие цепи: 1/2, 3/4, 12/34, 1234/0. Из них соответственно:

- 1/2 и 3/4 – симметричные;
- 12/34 – фантомная цепь четверки;
- 1234/0 – несимметричная.

Согласно алгоритму, описанному выше, получены матрицы преобразований напряжений и зарядов:

$$M_{uv} = \begin{Bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{4} \end{Bmatrix}, \quad (37)$$

$$M_{qv} = \begin{Bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{Bmatrix}. \quad (38)$$

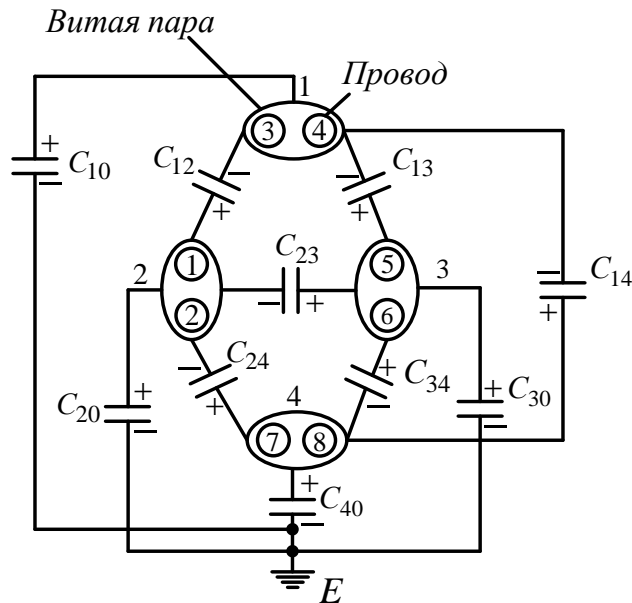


Рис. 7. Схема частичных емкостей с четырьмя узлами и землей

Составлена матрица C_L :

$$C_L = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} +C_{11} & -C_{12} & -C_{13} & -C_{14} \\ -C_{21} & +C_{22} & -C_{23} & -C_{24} \\ -C_{31} & -C_{32} & +C_{33} & -C_{34} \\ -C_{41} & -C_{42} & -C_{43} & +C_{44} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} & 1 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \\ 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{pmatrix}. \quad (39)$$

Согласно выбранной полярности зарядов на схеме, изображенной на рис. 7, составлена матрица q_D :

$$\begin{cases} q_1 = q_{10} - q_{12} + q_{13} - q_{14}; \\ q_2 = q_{20} + q_{12} - q_{23} - q_{24}; \\ q_3 = q_{30} + q_{13} + q_{23} + q_{34}; \\ q_4 = q_{40} + q_{14} - q_{34} + q_{24}. \end{cases} \quad (40)$$

Согласно формуле (8):

$$\begin{cases} q_1 = C_{10}\varphi_1 - C_{12}(\varphi_2 - \varphi_1) - C_{13}(\varphi_3 - \varphi_1) - C_{14}(\varphi_4 - \varphi_1); \\ q_2 = C_{20}\varphi_2 + C_{12}(\varphi_2 - \varphi_1) - C_{23}(\varphi_3 - \varphi_2) - C_{24}(\varphi_4 - \varphi_2); \\ q_3 = C_{30}\varphi_3 + C_{13}(\varphi_3 - \varphi_1) + C_{23}(\varphi_3 - \varphi_2) + C_{34}(\varphi_3 - \varphi_4); \\ q_4 = C_{40}\varphi_4 + C_{14}(\varphi_4 - \varphi_1) - C_{34}(\varphi_3 - \varphi_4) + C_{24}(\varphi_4 - \varphi_2). \end{cases} \quad (41)$$

После раскрытия скобок:

$$\begin{cases} q_1 = \varphi_1(C_{10} + C_{12} + C_{13} + C_{14}) - \varphi_2 C_{12} - \varphi_3 C_{13} - \varphi_4 C_{14}; \\ q_2 = -\varphi_1 C_{12} + \varphi_2(C_{20} + C_{12} + C_{23} + C_{24}) - \varphi_3 C_{23} - \varphi_4 C_{24}; \\ q_3 = -\varphi_1 C_{13} - \varphi_2 C_{23} + \varphi_3(C_{30} + C_{13} + C_{23} + C_{34}) - \varphi_4 C_{34}; \\ q_4 = -\varphi_1 C_{14} - \varphi_2 C_{24} - \varphi_3 C_{34} + \varphi_4(C_{40} + C_{14} + C_{34} + C_{24}). \end{cases} \quad (42)$$

Элементы главной диагонали:

$$\begin{cases} C_{11} = C_{10} + C_{12} + C_{13} + C_{14}; \\ C_{22} = C_{20} + C_{12} + C_{23} + C_{24}; \\ C_{33} = C_{30} + C_{13} + C_{23} + C_{34}; \\ C_{44} = C_{40} + C_{14} + C_{34} + C_{24}. \end{cases} \quad (43)$$

После перемножения матриц в выражении (39) получены следующие значения элементов матрицы C_L . Для наглядности, так как матрица получается громоздкая, она записана в следующем виде:

1 столбец:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_I = \frac{1}{4}(C_{11} + C_{22}) + \frac{1}{2}C_{12}; \\ C_{III} = \frac{1}{4}(C_{31} - C_{32} - C_{41} + C_{42}); \\ C_{IV} = \frac{1}{4}(C_{22} - C_{11} - C_{31} + C_{32} - C_{41} + C_{42}); \\ C_{Iu} = \frac{1}{2}(C_{22} - C_{11} + C_{31} - C_{32} + C_{41} - C_{42}). \end{array} \right. \quad (44)$$

2-й столбец:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{III}; \\ C_{II} = \frac{1}{4}(C_{33} + C_{44}) + \frac{1}{2}C_{34}; \\ C_{IV} = \frac{1}{4}(C_{13} - C_{14} + C_{23} - C_{24} + C_{33} - C_{44}); \\ C_{Iu} = \frac{1}{2}(C_{13} - C_{14} + C_{23} - C_{24} - C_{33} + C_{44}). \end{array} \right. \quad (45)$$

3-й столбец:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{IV}; \\ C_{IV}; \\ C_v = \frac{1}{4}(C_{11} + C_{22} + C_{33} + C_{44}) + \frac{1}{2}(C_{13} - C_{12} + C_{14} + C_{23} + C_{24} - C_{34}); \\ C_{vu} = \frac{1}{2}(C_{33} - C_{22} - C_{11} + C_{44}) - C_{34} + C_{12}. \end{array} \right. \quad (46)$$

4-й столбец:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{Iu}; \\ C_{Iu}; \\ C_{vu}; \\ C_u = C_{11} + C_{22} + C_{33} + C_{44} - 2(C_{12} + C_{14} + C_{23} + C_{24} + C_{34}). \end{array} \right. \quad (47)$$

Для сокращения записи введены разницы частичных емкостей:

– прямая емкостная связь между основными цепями:

$$K_1 = C_{13} - C_{23} + C_{14} + C_{24}, \quad (48)$$

– прямая емкостная связь между основными и фантомными цепями:

$$\begin{array}{l} K_2 = C_{13} - C_{23} + C_{14} - C_{24} \\ K_3 = C_{13} + C_{23} - C_{14} - C_{24}, \end{array} \quad (49)$$

– емкостная асимметрия относительно земли:

$$\begin{aligned}
e_1 &= C_{10} - C_{20} \text{ (цена } 1/2); \\
e_2 &= C_{30} - C_{40} \text{ (цена } 3/4); \\
e_3 &= C_{10} + C_{20} - C_{30} - C_{40} \text{ (цена } 12/34).
\end{aligned}
\tag{50}$$

Произведена замена [11]:

$$\begin{aligned}
4w &= C_{10} + C_{20} + C_{30} + C_{40}; \\
4w &= C_{13} + C_{23} + C_{14} + C_{24}.
\end{aligned}
\tag{51}$$

Согласно уравнениям (48–51) элементы матрицы примут следующий вид:

$$\begin{cases}
C_I = C_{12} + x + \frac{1}{4}(C_{10} + C_{20}); \\
C_{II} = C_{31} + x + \frac{1}{4}(C_{30} + C_{40}); \\
C_v = 4x + w; \\
C_u = 4w;
\end{cases}
\tag{52}$$

$$\begin{cases}
C_{III} = \frac{1}{4}K_1; \\
C_{Iv} = -\frac{1}{2}K_2 - \frac{1}{4}e_1; \\
C_{Iv} = \frac{1}{2}K_3 + \frac{1}{4}e_2; \\
C_{Iu} = -\frac{1}{2}e_1; \\
C_{Iu} = -\frac{1}{2}e_2; \\
C_{vu} = \frac{1}{2}e_3.
\end{cases}
\tag{53}$$

Полное математическое описание витой пары LAN-кабеля, включая найденные коэффициенты, описывающие взаимные влияния с учетом сделанных допущений, дополняется следующими параметрами [17, 18]:

Рабочая емкость витой пары C :

$$C = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_1 \varepsilon_2 \varepsilon (l + p + q)}{\ln m(\varepsilon_2 \varepsilon l + \varepsilon_1 \varepsilon p + \varepsilon_1 \varepsilon_2 q)},
\tag{54}$$

$$l = D_{u2}(D_{u1} - d)(D_{u2} + d),
\tag{55}$$

$$p = D_{u1}(D_{u1} - d)(D_{u1} + d),
\tag{56}$$

$$q = (D_{u1} + D_{u2})(D_{u1} + d)(D_{u2} + d),
\tag{57}$$

$$m = \sqrt{\frac{(D_{u1} + D_{u2})^2}{4d^2} - 1} + \frac{D_{u1} + D_{u2}}{2d},
\tag{58}$$

где ε_0 – диэлектрическая постоянная;
 $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon$ – диэлектрические проницаемости конденсаторов;
 D_{u1}, D_{u2} – диаметры изоляций соответствующих жил;
 d – диаметр проводящей жилы.

Эквивалентная диэлектрическая проницаемость среды ε_r :

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2 \varepsilon (l + p + q)}{\varepsilon_2 \varepsilon l + \varepsilon_1 \varepsilon p + \varepsilon_1 \varepsilon_2 q}, \quad (59)$$

волновое сопротивление Z :

$$Z = \frac{2a_1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \left(\frac{D_{u1} + D_{u2}}{d} \cdot \frac{4D_e^2 - (D_{u1} + D_{u2})^2}{4D_e^2 + (D_{u1} - D_{u2})^2} \right), \quad (60)$$

где a_1 – межосевое расстояние между проводниками; D_e – диаметр экрана.

Закключение

Проведены расчеты, в результате которых получено математическое описание взаимного влияния между двумя витыми парами LAN-кабеля. Получены соотношения рабочих C_1, C_{11} и взаимных C_{111} емкостей, а также емкостной связи e_1 .

Проведены расчеты, в результате которых получено математическое описание взаимного влияния между проводами отдельных витых пар. Получены соотношения рабочих C_1, C_{11}, C_v, C_u и взаимных $C_{111}, C_{1v}, C_{1b}, C_{1u}, C_{1u}, C_{vu}$ емкостей, а также емкостных связей $K_1, K_2, K_3, e_1, e_2, e_3$.

Проведены расчеты, в результате которых получено математическое описание взаимного влияния между четырьмя витыми парами. Получены соотношения рабочих C_1, C_{11}, C_v, C_u и взаимных $C_{111}, C_{1v}, C_{1b}, C_{1u}, C_{1u}, C_{vu}$ емкостей, а также емкостных связей $K_1, K_2, K_3, e_1, e_2, e_3$.

Полученные соотношения в совокупности с параметрами LAN-кабеля, найденными и приведенными ранее в [17], послужат в дальнейшем для описания витой пары как объекта управления при синтезе систем автоматического управления технологическим процессом LAN-кабеля высокой регулярности.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Семенов А.Б., Стрижаков С.К., Сунчелей И.Р. Структурированные кабельные системы: 5-е изд. – М.: Компания АйТи, ДМК Пресс, 2014. – 640 с.
2. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны: 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1998. – 440 с.
3. Шварцман В.О. Защищенность цепей связи от влияния электромагнитных полей. – М.: Связь, 1971. – 64 с.
4. Миролюбов Н.Н. Методы расчета электротехнических полей. – М.: Высш. шк., 1963. – 415 с.
5. Гроднев И.И., Верник С.М. Линии связи: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1988. – 544 с.
6. Ксенофонтов С.Н., Портнов Э.Л. Направляющие системы электросвязи. Сборник задач: 2-е изд. – М.: Горячая линия-Телеком, 2014. – 268 с.
7. Гроднев И.И., Шварцман В.О. Теория направляющих систем связи. – М.: Связь, 1978. – 296 с.
8. Самарский П.А. Основы структурированных кабельных систем. – М.: ДМК Пресс, 2016. – 216 с.

9. Андреев В.А., Портнов Э.Л., Бурдин В.А., Бурдин А.В., Воронков А.А. Направляющие системы электросвязи: теория передачи и влияния, проектирование, строительство и техническая эксплуатация: 8-е изд. – М.: Горячая линия-Телеком, 2018. – 396 с.
10. Чостковский Б.К. Структурно-параметрический синтез систем оптимального управления совмещенными технологическими процессами производства кабелей связи по эксплуатационным критериям качества: Дис. ... д-ра. техн. наук. – Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2007. – 265 с.
11. Клейн В. Теория взаимного влияния в линиях связи. – М.-Л.: ГЭИ, 1957. – 326 с.
12. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. 5-е изд. – М.: Физматлит, 2010. – 560 с.
13. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи: Учебник для бакалавров: 12-е изд., исправ. и доп. – М.: Юрайт, 2014. – 701 с.
14. Ионов А.Д., Попов Б.В. Линии связи: Учеб. пособ. для вузов. – М.: Радио и связь, 1990. – 168 с.
15. Любимов К.А. Емкостные связи в четверках кабелей связи и методика их измерения. – М.: ЦИНИТЭЛЕКТРОПРОН, 1963. – 35 с.
16. Бессолицын А.В., Попов М.Г., Хорошина Е.Н. Использование численного расчета трехмерного электростатического поля для определения собственных и взаимных емкостей проводов воздушных линий // Научно-технические ведомости СпбГПУ. Наука и образование. – 2010. – № 2. – С. 55–59.
17. Чостковский Б.К., Смородинов Д.А. Математическая модель витой пары радиочастотного кабеля объекта управления // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Физико-математические науки. – 2008. – Вып. 1(16). – С. 113–118.
18. Гумеля А.Н., Шварцман В.О. Электрические характеристики кабельных воздушных линий связи. – М.: Радио и связь, 1966. – 207 с.

Статья поступила в редакцию 15 декабря 2018 г.

MATHEMATICAL DESCRIPTION OF MUTUAL INFLUENCE IN A SYMMETRIC CIRCUIT (LAN CABLE) ON THE BASIS OF THE EQUATION OF PARTIAL CAPACITIES MAXWELL

V.Yu. Denisov¹, V.N. Mitroshin², B.K. Chostkovskiy²

¹Samara Space Centre
18, Zemetsa str., Samara, 443009, Russian Federation

²Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya str., Samara, 443100, Russian Federation

Abstract. *A brief description of the nature of the influence in symmetrical cables is given. LAN-cable is considered as an object of study. The ideal symmetric circuit is considered. The developed algorithm for obtaining relations describing the mutual influence between the chains for various structural schemes is presented. The mutual effects of two twisted pairs, between the wires of two separate twisted pairs, between four separate twisted pairs are considered. Structural schemes have been built to determine: partial capacities, mutual capacities and capacitive connections. The mathematical description of the mutual influence using partial capacities Maxwell has been received. The results obtained in conjunction with the existing dependences of the cable capacity, the dielectric permittivity of the medium and the wave resistance, which are determined by means of conformal transformations, are the basis for the synthesis of automatic control systems for the technological process of LAN-cable manufacturing.*

Keywords: *symmetric circuit, partial capacities Maxwell, mutual influences between circuits, capacitive coupling, mutual capacities, LAN-cable.*

*Vladimir Yu. Denisov, Engineer.
Vladimir N. Mitroshin (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Boris K. Chostkovskiy (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.*

REFERENCES

1. *Semenov A.B., Strizhakov S.K., Suncheley I.R.* Structured Cabling Systems. Moscow. IT Co., DMK Press, 2014. 640 p. (In Russian).
2. *Vaynshteyn L.A.* Electromagnetic waves: 2nd ed., revised and enlarged. Moscow. Radio I Svyaz', 1998. 440 p. (In Russian).
3. *Shvartsman V.O.* Protection of communication circuits from the influence of electromagnetic fields. Moscow. Svyaz', 1971. 64 p. (In Russian).
4. *Mirolubov N.N.* Methods for calculating electrical fields. Moscow. Vysshaya shkola, 1963. 415 p. (In Russian).
5. *Grodnev I.I., Vernik S.M.* Communication lines: Textbook for universities. Moscow. Radio I Svyaz', 1988. 544 p. (In Russian).
6. *Ksenofontov S.N., Portnov E.L.* Guiding systems of telecommunication. Collection of tasks: 2nd ed. Moscow. Goryachaya liniya-Telekom, 2014. 268 p. (In Russian).
7. *Grodnev I.I., Shvartsman O.V.* Theory of guiding communication systems. Moscow. Svyaz', 1978. 296 p. (In Russian).
8. *Samarskiy P.A.* Basics of structured cabling systems. Moscow. IT Co., DMK Press, 2016. 232 p. (In Russian).
9. *Andreev V.A., Portnov E.L., Burdin V.A., Burdin A.V., Voronkov A.A.* Telecommunication systems: transmission and influence theory, design, construction and maintenance: 8th ed. Moscow. Goryachaya liniya-Telekom, 2018. 396 p. (In Russian).
10. *Chostkovskiy B.K.* Strukturno-parametricheskii sintez sistem optimal'nogo upravleniya sovmeshchennymi tekhnologicheskimi protsessami proizvodstva kabeley svyazi po ekspluatatsionnym kriteriyam kachestva. Diss. ... dokt. tekhn. nauk. Samara, Samar. Gos. Tekhn. Un-t, 2007. 265 p. (In Russian).
11. *Kleyn V.* Theory of mutual influence in communication lines. Moscow. Leningrad. GEI, 1957. 326 p. (In Russian).
12. *Gantmakher F.R.* Theory of matrices. 5th ed. Moscow. Fizmatlit, 2010. 560 p. (In Russian).
13. *Bessonov L.A.* Theoretical foundations of electrical engineering. Electrical circuits: Textbook for bachelors: 12th ed. corrected and enlarged. Moscow. Yurayt, 2014. 701 p. (In Russian).
14. *Ionov A.D., Popov B.V.* Communication lines. Training manual for universities. Moscow. Radio I Svyaz', 1990. 168 p. (In Russian).
15. *Lyubimov K.A.* Capacitive coupling in four cables and the method of their measurement. Moscow. TSINITELEKTROPON, 1963. 35 p. (In Russian).
16. *Bessolitsyn A.V., Popov M.G., Horoshinina E.N.* The use the numerical calculation of the three-dimensional electrostatic field to determine own and mutual capacities of overhead wires // Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbGPU. Nauka i obrazovanie. 2010. no. 2. Pp. 55–59. (In Russian).
17. *Chostkovskiy B.K., Smorodinov D.A.* Mathematical model of twisted pairs radio-frequency cable of control object // Vestn. Samar. Gos. Tekhn. Un-ta. Ser. Fiziko-matematicheskie nauki. 2008. no. 1(16). Pp. 113-118. (In Russian).
18. *Gumeyla A.N., Shvartsman V.O.* Electrical specifications cable overhead lines. Moscow. Radio I Svyaz', 1966. 207 p. (In Russian).

УДК 621.314

СПОСОБ РЕГУЛИРОВАНИЯ ТОКА ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ В УЗЛЕ НАГРУЗКИ*

**Ю.П. Кубарьков¹, А.И. Чивенков², Н.Н. Вихорев², А.В. Шалухо²,
И.А. Липужин²**

¹Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

²Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
Россия, 603950, г. Нижний Новгород, ул. Минина, 24

Аннотация. Статья посвящена устройствам и способам автоматизированного регулирования потоков мощности в интеллектуальных электрических сетях. Приведено описание способа векторного регулирования тока линий электропередачи, электрически объединенных в общем узле нагрузки, посредством введения добавочной э.д.с. и применения сетевого дросселя с известными электрическими параметрами. Приведена векторная диаграмма напряжений и токов энергосистемы, поясняющая принципы формирования параметров тока сетевого дросселя, установленного в регулируемой линии электропередачи. Описан виртуальный инструмент, выполненный в среде графического программирования LabVIEW на базе платформы ContrastRIO, используемый как элемент системы управления преобразователем напряжения, реализующим управление электрическими потенциалами на сетевом дросселе. Описано влияние начального фазового сдвига между напряжениями соединяемых узлов линий электропередачи. Приведены результаты анализа системы векторов напряжений в регулируемой энергосистеме при измерении начального фазового сдвига между напряжениями линий электропередачи и формировании заданного характера тока сетевого дросселя; показано изменение величины, генерируемой/потребляемой инвертором напряжения активной мощности.

Ключевые слова: векторное регулирование тока, инвертор напряжения, интеллектуальная система, микросеть, сетевой дроссель, система управления, LabVIEW.

Развитие в России направления интеллектуальных электрических сетей, в том числе расширение распределенной энергетики, предполагает разработку активно-адаптивных устройств, обеспечивающих автоматическое регулирование

* Работа выполняется при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (Соглашение № 14.574.21.0167 о предоставлении субсидии от 26.09.2017, уникальный идентификатор проекта RFMEFI57417X0167).

Кубарьков Юрий Петрович (д.т.н., доцент), проф. кафедры «Электрические станции».

Чивенков Александр Иванович (д.т.н., доцент), проф. кафедры «Теоретическая и общая электротехника».

Вихорев Николай Николаевич, ст. преп. кафедры «Теоретическая и общая электротехника».

Шалухо Андрей Владимирович (к.т.н.), доцент кафедры «Теоретическая и общая электротехника».

Липужин Иван Алексеевич (к.т.н.), доцент кафедры «Электроэнергетика, электро-снабжение и силовая электроника».

параметров электрической сети и эффективную интеграцию в энергетическую систему возобновляемых источников малой и средней мощности [1–3]. Реализация данных функций во многом связана с разработкой технических решений в области регулирования потоков электрической мощности. Причем особое внимание должно быть уделено электрическим сетям среднего и низкого напряжения, поскольку в них отсутствуют устройства, способные эффективно выполнять перечисленные функции.

Авторами предложен способ векторного регулирования тока линий электропередачи [4–8] за счет установки регулятора в общем узле нагрузки (рис. 1), с помощью которого возможно регулировать потоки мощности между источниками генерации и потребителями электроэнергии.

На рис. 1 приведена структурная схема участка электрической сети с двумя линиями электропередачи Л1 и Л2. К линии электропередачи 1 может быть подключен автономный источник энергии или локальная сеть (*MicroGrid*, *NanoGrid*). Линия электропередачи 2 может быть подключена к централизованной электрической сети или к другой локальной сети.

Линии соединены в узле нагрузки с помощью регулятора, в состав которого входят: серийный трансформатор T , сетевой дроссель L , инвертор напряжения INV , система управления (CY) и узел связи с диспетчерским центром [9, 10].

Инвертор напряжения INV подключен к первичной обмотке серийного трансформатора T и позволяет вводить в линию электропередачи Л1 добавочную э.д.с., изменяя тем самым разницу потенциалов (a , b) на сетевом дросселе L . Таким образом, при известных параметрах сетевого дросселя L может быть сформирован ток линии Л1 с заданной амплитудой и фазовым углом. Питание инвертора может осуществляться либо от вспомогательного источника постоянного напряжения, либо от рабочей линии с помощью выпрямителя.

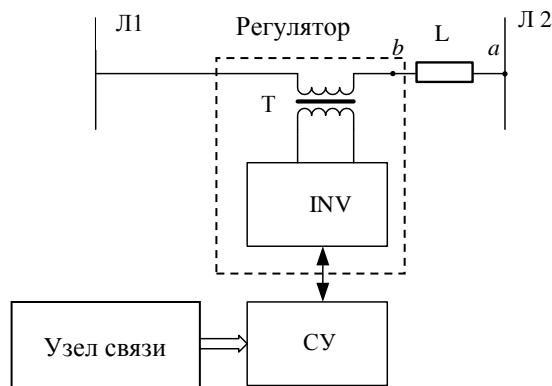


Рис. 1. Участок электрической сети с регулятором, установленным в линии электропередачи

Регулирование величины и фазового угла напряжения на сетевом дросселе позволяет изменять величину и характер (фазовый угол) тока в линии электропередачи Л1 и соотношения токов в обеих линиях Л1, Л2, в том числе «отключать» любую из линий электропередачи (ток линии равен нулю) без использования коммутационных аппаратов.

Векторная диаграмма напряжений и токов в электрической сети с регулируемой линией электропередачи, поясняющая принципы формирования заданных параметров тока сетевого дросселя, приведена на рис. 2.

Вспомогательный вектор \vec{S} , а также фазовые углы для него относительно вектора напряжения линии электропередачи Л1 ($\varphi_{S'}$) и вектора напряжения линии электропередачи Л2 (φ_S) введены для упрощения расчетов и геометрических построений при формировании заданных параметров тока сетевого дросселя.

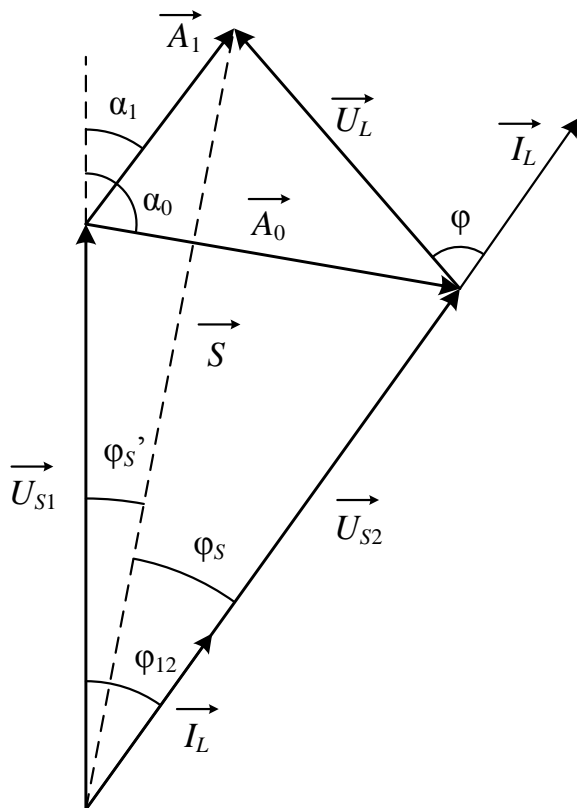


Рис. 2. Векторная диаграмма токов и напряжений при регулировании параметров тока линии электропередачи:

\vec{U}_{S1} – вектор напряжения линии электропередачи Л2; \vec{U}_{S2} – вектор напряжения линии электропередачи Л1; \vec{U}_L – вектор напряжения сетевого дросселя; \vec{I}_L – вектор тока сетевого дросселя; \vec{A}_0 – вектор напряжения серийного трансформатора, соответствующий нулевому току потребления от линии электропередачи Л1; \vec{A}_1 – вектор напряжения серийного трансформатора, соответствующий заданному току потребления от линии электропередачи Л1 (току сетевого дросселя); α_0 – фазовый угол вектора серийного трансформатора, соответствующий нулевому току потребления от линии электропередачи Л1; α_1 – фазовый угол вектора вольтодобавочного трансформатора, соответствующий заданному току потребления от линии электропередачи Л1 (току сетевого дросселя); φ_{12} – фазовый сдвиг между векторами напряжений линии электропередачи Л1 и Л2; φ – фазовый угол между векторами тока и напряжения сетевого дросселя.

Из приведенной на рис. 2 векторной диаграммы следует, что введение с помощью инвертора напряжения *INV* в линию электропередачи Л1 добавочной э.д.с. позволяет:

- сформировать режим нулевого значения тока между Л1 и Л2;

- сформировать режим компенсации реактивной мощности любого характера;
- произвести управляемое разделение нагрузки между Л1 и Л2;
- осуществить реверс мощности из линии электропередачи Л2 в линию Л1.

Параметры любого из описанных выше режимов могут быть определены путем измерения текущих параметров напряжений линий электропередачи, а также формирования заданных параметров вектора тока сетевого дросселя. Результат расчетов – вектор добавочной э.д.с. \vec{A}_0 , являющийся задающим сигналом для ШИМ-генератора инвертора напряжения INV [11–14].

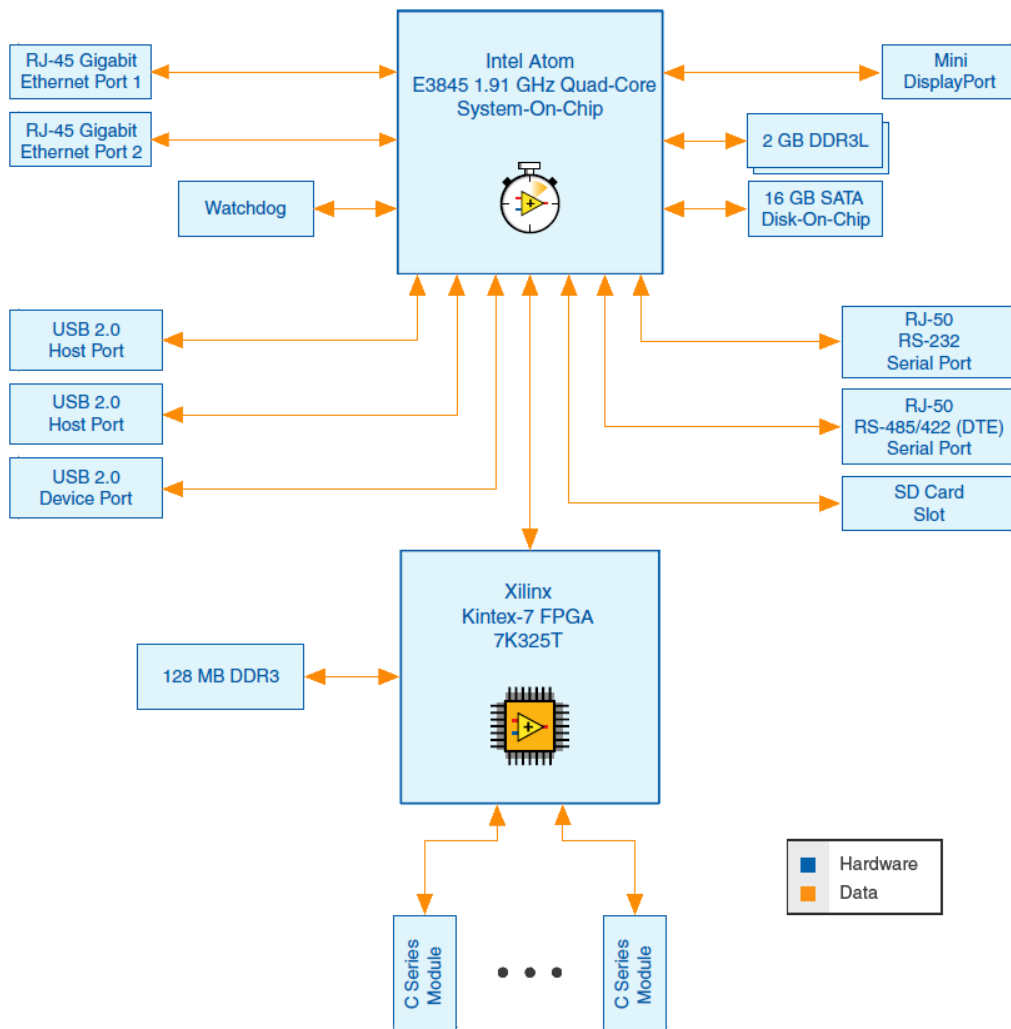


Рис. 3. Структура платформы *cRIO*

Одной из возможных реализаций системы управления преобразователя, ведомого сетью и автоматически корректирующего параметры выходного напряжения регулятора в условиях непрерывно изменяющихся параметров напряжения линии электропередачи, может выступать платформа *CompactRIO (cRIO)*. Данный аппаратный комплекс состоит из высокопроизводительной программ-

руемой логической интегральной схемы (ПЛИС), контроллера реального времени, набора протоколов удаленной связи и модулей расширения для формирования и приема логических сигналов управления, а также для цифро-аналогового и аналого-цифрового преобразования (рис. 3).

Система мониторинга и управления на базе платформы *cRIO* включает набор элементов, реализующих обмен измеряемыми величинами и параметрами режимов работы с удаленной системой мониторинга и управления посредством сетевого протокола *TCP/IP*, *RS 232/485*, *USB*. Встроенные твердотельные накопители позволяют вести дневник измерений и принимаемых команд, что упрощает последующий анализ.

Платформа *cRIO*, входящая в состав регулятора, выступает в роли сервера с фиксированным *IP*-адресом и зарезервированным для соединения портом и ожидает подключения к ней клиента, которым в данной схеме является удаленная система мониторинга и управления.

Программные компоненты, реализующие управление платформой *cRIO*, разрабатываются в среде графического программирования *LabVIEW* и носят название виртуальных инструментов (*virtual instruments (VI)*). Данные элементы являются аналогом подпрограмм текстовых языков программирования. Применение графических языков программирования позволяет значительно упростить разработку и наладку систем управления.

Приборные панели виртуальных инструментов, включенных в общую систему управления, позволяют локальному оператору контролировать наличие соединения с удаленным оператором, следить за качеством передаваемых данных, осуществлять ручной сброс соединения, фиксировать наличие ошибок в работе подсистемы приема/передачи.

Алгоритм векторного управления инвертором напряжения реализован в виде виртуального инструмента *VECTOR*, задачей которого является повторение построения векторной диаграммы (см. рис. 2), упрощающей восприятие работы регулятора для настройщика и оператора (рис. 4) [15, 16].

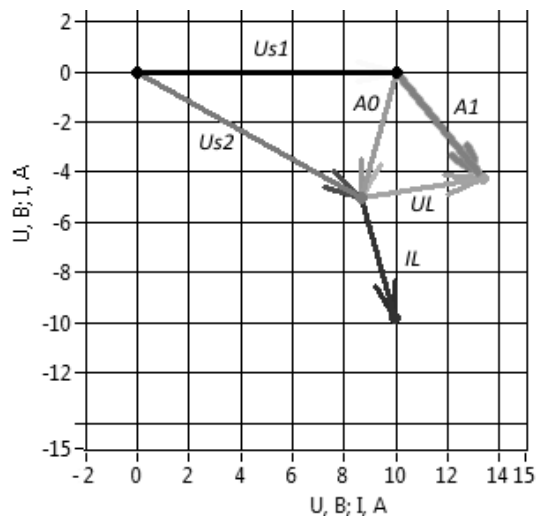


Рис. 4. Виртуальный инструмент *VECTOR*

На рис. 4 приведена векторная диаграмма при заданном угле генерируемого тока 45 электрических градусов опережающего характера относительно напря-

жения линии электропередачи 2 амплитудой 5 А. Для удобства восприятия напряжения линий приведены с амплитудными значениями 10 В.

Графический код выполнен с помощью стандартных библиотечных элементов, входящих в комплект *LabVIEW* 2015.

Входные параметры (амплитуды измеряемых или задаваемых токов и напряжения, а также их фазовые углы) преобразуются в координаты концов отрезков с помощью блоков преобразования данных полярной системы координат в прямоугольную (декартову) – *PolartoRe/Im* (библиотека *Mathematics>Numeric>Complex*).

Применение инструментов для работы с геометрическими объектами позволяет смещать или поворачивать построенные отрезки пропорционально задаваемым или измеряемым параметрам (библиотека *Mathematics>Geometry*).

Таким образом, виртуальные инструменты, оперируя с известными векторными величинами, формируют на координатной плоскости отрезки, соответствующие напряжению активного выпрямителя и выходного инвертора напряжения.

Полученные координаты отрезков конвертируются в параметры амплитуд и фазовых углов формируемых напряжений посредством блоков, осуществляющих обратное преобразование из прямоугольной системы координат в полярную (библиотека *Mathematics>Numeric>Complex*).

Для сокращения графического кода все величины передаются между расчетными узлами в виде локальных переменных (*LocalVariable*), а блоки *Expression-Node* (библиотека *Numeric*) выполняют функцию преобразования радиан в электрические градусы, что упрощает расчеты и взаимодействие оператора с панелью управления.

Все векторные величины, как задаваемые, так и рассчитываемые, выводятся на инструмент графического отображения *XYGraph* (библиотека *Modern>Graph*). При этом все сформированные отрезки объединяются в единый массив (*Array*) посредством блока *BuildArray* (Библиотека *Arrays*).

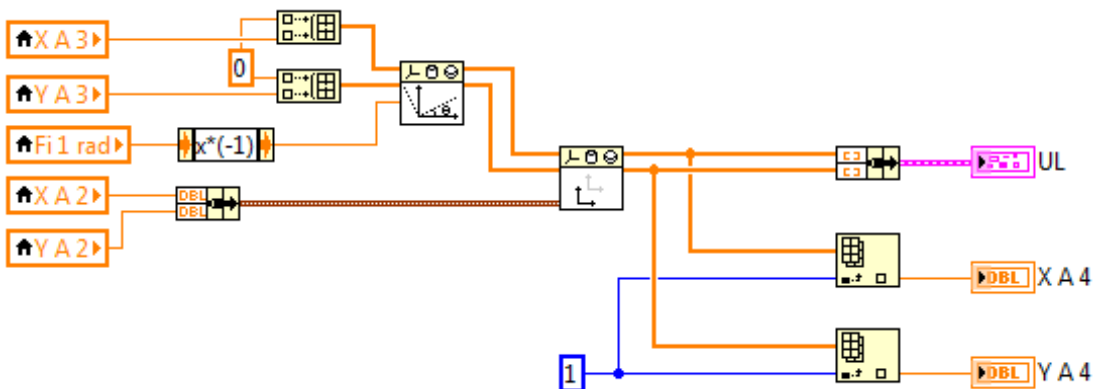


Рис. 5. Графически код узла расчета вектора напряжения сетевого дросселя

Элементы графического кода, реализующие расчет параметров вектора напряжения на сетевом дросселе *L*, приведены на рис. 5. Определение параметров остальных векторов выполняется сходными графическими структурами. Для удобства восприятия векторной диаграммы, воспроизводимой на виртуальном инструменте, начала и концы соответствующих друг другу векторов соединены.

Данный эффект достигается тем, что расчетные координаты концов одного вектора являются начальными для другого. Это реализуется с помощью локальных переменных X и Y , имеющих собственные индексы, соответствующие каждому вектору, использованному в инструменте.

Разработанная система управления учитывает возможное наличие начального фазового сдвига между напряжениями соединяемых линий электропередачи (рис. 6) [17].

Исследование поведения системы векторов при различных параметрах напряжения линий электропередачи позволило получить зависимость величины активной мощности, генерируемой/потребляемой инвертором напряжения INV , от задаваемого фазового угла тока сетевого дросселя (FiI) и величины фазового сдвига между напряжениями линий электропередачи (Fig).

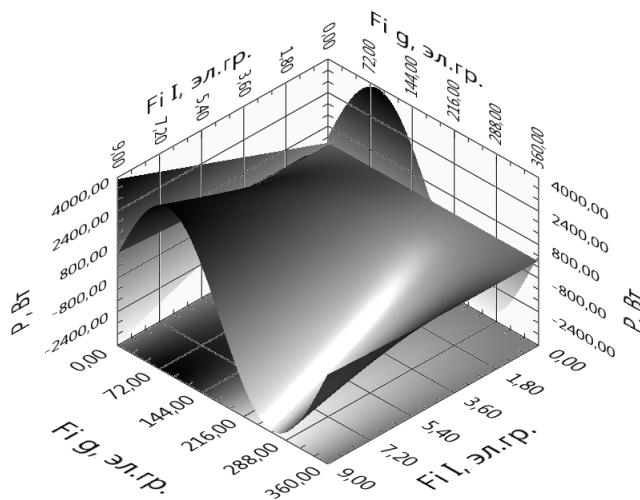


Рис. 6. Активная мощность, генерируемая/потребляемая инвертором напряжения INV , при опережающем характере напряжения линии Л2

Анализ параметров поверхности, образованной геометрическим местом соответствующих амплитудам активной мощности точек, позволяет сделать вывод, что потребление активной мощности минимально при отсутствии начального фазового угла сдвига между напряжениями линий электропередач. Максимум потребляемой от преобразователя мощности приходится на формирование тока реактивного характера в линии Л1 и увеличивается пропорционально увеличению начального фазового сдвига между линиями.

Как следует из результатов моделирования работы преобразователя, при различных начальных фазовых сдвигах между напряжениями в узлах подключения линий характер формируемого тока не идентичен характеру тока, потребляемому при этом инвертором напряжения.

Данное явление объясняется тем, что несмотря на заданный характер тока линии электропередачи вектор добавочной э.д.с. может иметь фазовый угол относительно тока сетевого дросселя и, как следствие, взаимодействие вводимой в линию э.д.с. и формируемого тока идет по собственному закону.

Характер фазового сдвига между напряжениями линий важен для определения активной составляющей мощности выходного преобразователя, регулирующего напряжение на сетевом дросселе. Отстающий характер напряжения линии

Л2 приводит к увеличению потребления активной мощности преобразователем от линии электропередачи при изменении фазового угла тока линии от 0 до 90 эл. гр. А в диапазоне 180–270 преобладает рост генерации активной мощности преобразователем в линию электропередачи (рис. 7).

Опережающий характер напряжения линии Л2 имеет зеркально обратную зависимость потребления/генерации активной мощности от задаваемого фазового угла тока и фазового сдвига между напряжениями линий.

Приведенные зависимости указывают на возникновение дополнительного потока мощности, не имеющего прямого влияния на формирование тока линии электропередач, однако способного оказывать воздействие на первичный источник энергии инвертора напряжения и на работу самого преобразователя посредством нарушения баланса мощностей в энергосистеме. Данный аспект должен учитываться при формировании тока, обеспечивающего стабильную работу инвертора напряжения, а также должны быть реализованы условия, допускающие работу инвертора в режиме рекуперации энергии.

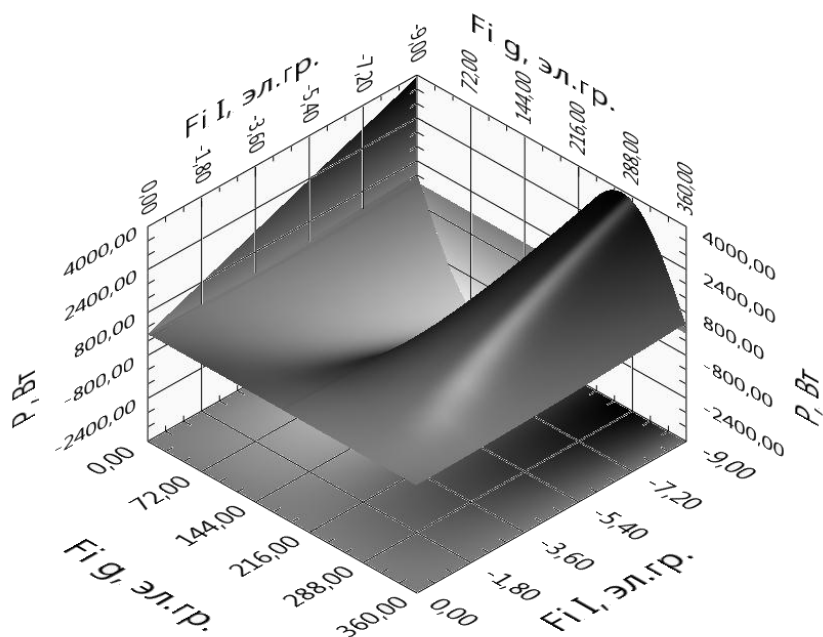


Рис. 7. Активная мощность, генерируемая/потребляемая инвертором напряжения *INV*, при отстающем характере напряжения линии Л2

Разработанный способ векторного регулирования тока линии электропередачи за счет управления величиной и фазовым углом напряжения на сетевом дросселе, посредством введения добавочной э.д.с. с заданными параметрами амплитуды и фазового угла относительно напряжения в точке подключения к линии позволяет реализовать:

- снижение нагрузки одной из линий электропередачи посредством перераспределения потоков мощности между линиями;
- реверс направления потока мощности из одной линии электропередачи в другую;
- режимы компенсации реактивной мощности.

Следует учитывать, что активные токи линии электропередачи, генерируемые устройством, будут иметь активно-реактивный характер по отношению к формируемому напряжению на выходе инвертора и, следовательно, оказывать влияние на баланс мощностей цепи питания инвертора.

На стадии разработки алгоритма управления и проведения пусконаладочных работ также следует учитывать начальный фазовый угол сдвига между напряжениями объединяемых линий в общем узле нагрузки, без учета которого могут возникать неявные энергетические потоки в контуре инвертора напряжения, подключенного к первичной обмотке серийного трансформатора.

Возникновение подобного эффекта нарушает корректное выполнение алгоритма управления и вызывает непрогнозируемое потребление или, наоборот, генерацию преобразователем активной мощности в линию электропередач, что может привести к нарушению энергетического баланса в звене постоянного тока и, как следствие, к некорректной работе преобразователя.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Кобец Б.Б., Волкова И.О., Ожороков В.Р.* SMARTGRID как концепция инновационного развития электроэнергетики за рубежом // Энергоэксперт. – 2010. – № 2. – С. 52–58.
2. *Zhang X.-P., Rehtanz C., Pal B.* Flexible AC transmission systems: Modeling and control. 2nd ed. Springer Nature, 2012. 552 p.
3. *Лоскутов А.Б.* Проблемы перехода электроэнергетики на цифровые технологии // Интеллектуальная электротехника. – 2018. – № 1. – С. 9–27.
4. *Чивенков А.И., Вихорев Н.Н., Трофимов И.М., Гедица А.* Физическая модель Smart Grid // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2016. № 1 (116). С. 83–89.
5. *Чивенков А.И., Севастьянов В.В.* Силовой модуль интегрированной системы управления электрическими сетями // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – 2013. – № 2 (99). – С. 196–204.
6. *Трофимов И.М., Зырин Д.В.* О перспективах регулирования транспортных потоков мощности в электрических сетях // Инновационные технологии: теория, инструменты, практика. – 2014. – Т. 2. – С. 102–107.
7. *Вихорев Н.Н., Аleshин Д.А.* Перспективные решения разработки адаптивных устройств автоматики нового поколения (энергорouter) // 20-й Международный научно-промышленный форум «Великие реки 2018»: труды научного конгресса. В 3 т. Т. 3. – Н. Новгород: ННГАСУ, 2018. – С. 77–82.
8. *Sosnina E.N., Chivenkov A.I., Shalukho A.V., Lipuzhin I.A.* Development of medium voltage power flow control device // 2018 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe). Sarajevo, Bosnia and Herzegovina, 2018. P. 1–6.
9. *Гребенщиков В.И., Чивенков А.И., Севастьянов В.В., Захаров И.А.* Разработка систем управления интеллектуальных регуляторов параметров качества электрической энергии // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – 2014. – № 5 (107). – С. 106–111.
10. *Кубарьков Ю.П., Голубева К.А., Макаров Я.В.* Использование распределенной генерации для улучшения уровней напряжения в интеллектуальных электросетях // Диспетчеризация и управление в электроэнергетике: мат. докладов IX открытой молодежной научно-практической конференции. – Казань: Казан. гос. энерг. ун-т, 2015. – 386 с.
11. *Король С.В.* Векторное управление активным корректором коэффициента мощности // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: Електротехніка і Енергетика. – 2013. – № 1 (14). – С. 118–121.
12. *Обухов С.Г., Чаплыгин Е.Е., Кондратьев Д.Е.* Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения // Электричество. – 2008. – № 7. – С. 23–31.
13. *Зиновьев Г.С.* Основы силовой электроники. 2-е изд. – Новосибирск: НГТУ, 2003. – 664 с.
14. *Hase Y.* Handbook of power system engineering with power electronics applications, 2nd ed. 771 p.
15. *Вихорев Н.Н., Панфилов С.Ю., Панфилов И.С., Чивенков А.И.* Система управления электропитания с топливным элементом и буферным накопителем // Актуальные проблемы электроэнергетики: материалы научно-технической конференции. – Н. Новгород: НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2014. – С. 179–182.

16. Лоскутов А.Б., Чивенков А.И., Антропов А.П., Суяков С.А. Автоматизированная система управления узлом нагрузки в рамках концепции построения интеллектуальных электрических сетей // Промышленная энергетика. – 2012. – № 5. – С. 4–10.
17. Бедретдинов Р.Ш., Гедифа А., Чивенков А.И. К вопросу о регуляторе потоков мощности // NovaInfo.Ru. – 2016. – № 51. – Т. 1. – С. 16–23.

Статья поступила в редакцию 11 января 2018 г.

ALGORITHM OF POWER LINE CURRENT FORMATION AT LOAD NODE

***Y.P. Kubarkov¹, A.V. Chivenkov², N.N. Vikhorev², I.A. Lipuzhin²,
A.V. Shalukho²***

¹Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

²Nizhny Novgorod State Technical University R.E. Alekseeva
24, Minin st., Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation

Abstract. *The paper is devoted to devices and methods for the automated regulation of power flows in the Smart Grids. A description of the method of the current vector control of the power transmission lines electrically combined in a general load power supply system by introducing an additional voltage and applying a line reactor with specified electrical parameters is given. A vector diagram of voltages and currents of the power system is presented, explaining the principles of forming the current parameters of a line reactor installed in an adjustable power line. A virtual tool made in the LabVIEW graphical programming environment based on the CompactRIO platform is described. It is used as an element of a voltage converter control system that implements control of electrical potentials on a line reactor. The effect of the initial phase shift between the voltages of the connected nodes of power lines is observed. The results of the analysis of the voltage vector system in the regulated power system when measuring the initial phase shift between the voltages of power lines and the formation of a predetermined nature of the current of the network choke are shown and the change in the value generated / consumed by the inverter active power voltage is shown.*

Keywords: *control system, LabVIEW, line reactor, micro grid, smart grid, vector current regulation, voltage inverter.*

REFERENCE

1. Kobets B.B., Volkova I.O., Okorokov V.R. SMART GRID as a concept of innovative development of electric power industry abroad // Energexpert, 2010. no. 2. Pp. 52–58 (In Russian).
2. Zhang X., Rehtanz S., Pal B. Flexible AC Transmission Systems: Modeling and control // Springer Nature, 2012. 552 p.

*Yury P. Kubarkov (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Aleksandr I. Chivenkov (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Nikolay N. Vikhorev, Senior Lecture.
Ivan A. Lipuzhin (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.
Andrey V. Shalukho (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.*

3. *Loskutov A.B.* Solving problems in transition of electrical industry to digital technologies // Smart electrical engineering, 2018. no. 1. Pp. 9–27 (In Russian).
4. *Chivenkov A.I., Vikhorev N.N., Trofimov I.M., Gedifa A.* Physical model of Smart Grid // Transactions of NNSTU n. a. R.E. Alekseev. 2016. no. 1(116). Pp. 83–89 (In Russian).
5. *Chivenkov A.I., Sevastyanov V.V.* Power modules of the integrated control system of electrical networks // Transactions of NNSTU n. a. R.E. Alekseev. 2013. no. 2(99). Pp. 196–204 (In Russian).
6. *Trofimov I.M., Zyrin D.V.* On the prospects for the regulation of traffic in coffee networks // Innovative technologies: theory, tools, practice. 2014. Vol. 2. Pp. 102–107 (In Russian).
7. *Vikhorev N.N., Aleshin D.A.* Perspective solutions for the development of adaptive automation devices of a new generation (energy router) // Proceedings of 20th International Scientific and Industrial Forum «Great Rivers 2018». In 3 Vol. Vol. 3, N. Novgorod: NNGASU, 2018. P. 77–82 (In Russian).
8. *Sosnina E.N., Chivenkov A.I., Shalukho A.V., Lipuzhin I.A.* Development of medium voltage power flow control device // Proceedings of the 2018 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe), Sarajevo, Bosnia and Herzegovina, 2018. P. 1–6.
9. *Grebenshchikov V.I., Chivenkov A.I., Sevastyanov V.V., Zakharov I.A.* Development of control systems for intelligent regulators of electrical energy quality parameters // Transactions of NNSTU n. a. R.E. Alekseev. 2014. no. 5 (107). Pp. 106–111 (In Russian).
10. *Kubarkov Yu.P., Golubeva K.A., Makarov Ya.V.* The use of materials of distributed generations to improve the voltage levels in the intellectual power grids // Proceedings of the IX open youth scientific and practical conferences «Dispatching and control in electric power industry», Kazan, Russia, 2015. 386 p (In Russian).
11. *Korol S.* Vector control of the active corrector of power factor // Naukovipratsi Donetsk national technical university. Series: electrical engineering and energy. 2013. no. 1 (14). Pp. 118–121 (In Russian).
12. *Obukhov S.G., Chaplygin E.E., Kondratiev D.E.* Pulse width modulation in three-phase voltage inverters // Electricity. 2008. no. 7. Pp. 23–31 (In Russian).
13. *Zinoviev G.S.* Fundamentals of power electronics, 2nd ed. Novosibirsk: NSTU, 2003. 664 p (In Russian).
14. *Hase Y.* Handbook of power system engineering with power electronics applications // 2nd ed. 771 p.
15. *Vikhorev N.N., Panfilov S.Yu., Panfilov I.S., Chivenkov A.I.* Power Management System with Fuel Cells and Buffer Storage // Proceedings of Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electric Power Industry, N. Novgorod, Russia, 2014. P. 179–182 (In Russian).
16. *Loskutov A.B., Chivenkov A.I., Antropov A.P., Suyakov S.A.* Automated load management system in the construction of intelligent power networks // Industrial Energy. 2012. no. 5. Pp. 4–10 (In Russian).
17. *Bedretdinov R.Sh., Gedifa A., Chivenkov A.I.* On the issue of power flow regulator // NovaInfo.Ru. 2016. no. 51, vol. 1. Pp. 16–23 (In Russian).

УДК 621.365.53 621.333.3

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ
В ЛИНЕЙНОМ АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ
ПРИ ПЕРЕМЕШИВАНИИ РАСПЛАВА*****В.П. Певчев, Е.В. Стрижакова, В.Н. Овсянников***Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Аннотация. Актуальность работы обусловлена необходимостью совершенствования методик расчета электромагнитных и гидравлических процессов в расплаве дуговой печи для задач снижения энергозатрат на перемешивание металла и увеличение производительности дуговых печей.

Цель работы: анализ существующих методик расчета электромагнитных и гидравлических процессов в системе «статор – расплав» и разработка усовершенствованных экономических вариантов линейных двигателей для реализации этих процессов. Рассмотрен комплекс вопросов по моделированию электромагнитных и гидравлических процессов в системе «статор – расплав» в режимах перемешивания жидкого металла и скачивания шлака. Процессы перемешивания расплава происходят при формировании вихрей в горизонтальной и вертикальной плоскостях, что отражается на требованиях к распределенным силам во всем объеме металла. Для повышения эффективности перемешивания рассмотрен комплекс мер, которые были проанализированы методом моделирования.

Методы исследования. Расчеты электромагнитных и гидравлических процессов в расплаве выполнены с помощью метода конечных элементов с использованием программного пакета Comsol. Проведен анализ конструкций статора линейного двигателя для оценки характера движения расплава и выявления возможности переключения из режима перемешивания в режим скачивания шлака. С учетом немагнитных свойств корпуса печи предложена упрощенная геометрическая модель для связанной электрогидравлической задачи, не содержащая футеровки и корпуса печи. Трехмерная задача реализована для гидравлического процесса при задании внутренних сил в ограниченном объеме, соответствующем области протекания токов в расплаве.

Результаты. Разработаны численные модели электромагнитного и гидравлического процессов в расплаве, определена зависимость скорости движения жидкого металла от силы, создаваемой двигателем, определены параметры моделей для стационарных режимов. На базе двумерной связанной электрогидравлической модели расплава в печи получены распределения электромагнитных сил и скоростей движения для режимов перемешивания металла и скачивания шлака. Моделирование гидравлических процессов в трехмерной области подтвердило эффективность перемешивания расплава в зоне лобовых частей обмотки статора.

Певчев Владимир Павлович (д.т.н., доцент), профессор кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий».

Стрижакова Елена Владимировна (к.т.н.), доцент кафедры «Теоретическая и общая электротехника».

Овсянников Владимир Николаевич (к.т.н.), доцент кафедры «Электромеханика и автомобильное электрооборудование».

Ключевые слова: асинхронный линейный двигатель, электромагнитные процессы, нелинейная задача, гидравлика, связанная модель, турбулентный режим.

Применяемые в конструкциях современных электродуговых печей системы электромагнитного перемешивания расплава решают задачи выравнивания температуры во всем объеме расплава и интенсификации химических процессов за счет лучшего взаимодействия с реагентами, содержащимися в специально создаваемом слое шлака. Кроме этого, на этапе скачивания шлака с поверхности расплава требуется приведение в движение верхнего слоя жидкого металла, чтобы без применения механических приспособлений можно было освободить поверхность металла. Для упрощения процедуры скачивания дуговая печь оснащается механизмом наклона. В этом случае уровень шлака становится выше окна для слива, но основной металл находится ниже уровня окна. Обеспечение надежности конструкции корпуса печи, включающего несколько слоев кирпичной кладки, достигается путем выполнения нижней части печи в форме комбинации сферической и конической поверхностей. Неотъемлемым конструктивным элементом печи является стальной корпус. Это приводит к тому, что электромагнитное поле системы перемешивания металла наводит вихревые токи в стенке корпуса. Для уменьшения потерь в качестве материала используется немагнитная сталь с высоким удельным сопротивлением, обеспечивая увеличение глубины проникновения тока.

Основной тенденцией развития дуговых печей является увеличение единичной мощности и сокращение времени плавки [1]. Повышение интенсивности перемешивания металла способствует ускорению химических реакций поверхностного слоя расплава с веществом шлака. Применение индукционных систем с кольцевыми катушками обеспечивает создание цилиндрического магнитного поля, обеспечивающего вертикальную циркуляцию расплава. Однако в этом случае нет возможности линейного перемещения расплава вдоль поверхности в сторону сливного лотка. Помимо классического для металлургии способа, связанного с продувкой газов через расплав [2], основное внимание в исследованиях уделяется электромагнитному перемешиванию [3–8] как наиболее эффективному способу ускорения тепловых и химических процессов. В дуговых печах переменного тока протекание токов в верхнем слое расплава обеспечивает создание электромагнитных сил, решающих задачу перемешивания расплава. В дуговых печах постоянного тока используются устройства, позволяющие регулировать электромагнитное поле для создания электромагнитных сил. Среди решений можно отметить применение электродинамического эффекта, возникающего при несоосном расположении электродов [5].

На интенсивность процессов перемешивания также оказывают влияние изменяющиеся физические параметры расплава. Особенно важен учет реологических характеристик [6–8].

В проектной практике расчет электромагнитных систем перемешивания производится на основе аналитических и численных методов, созданных для расчета линейных асинхронных двигателей [9–13]. В зависимости от решаемых задач предпочтительными могут быть как те, так и другие. Относительная простота и возможность использовать результаты при моделировании систем в динамике отличают методы, основанные на применении схем замещения [9–11]. В последнее время все большее распространение находят численные расчеты [12, 13], позволяющие получить распределения электромагнитных сил в пространстве, в данном случае в расплаве. Общей проблемой указанных методов является

сложность определения траектории токов в расплаве, так как на них оказывают влияние различные факторы, например зависимость удельного сопротивления от температуры.

Моделирование гидравлических процессов в расплавленных металлах для задач плавления в печах разных типов, а также для установок транспортировки расплавов рассмотрено в работах [14–18]. Основной целью этих работ является расчет распределений скорости в объеме расплавленного металла и их влияния на тепловые процессы. Особенность работы [17] заключается в учете процессов кристаллизации. Большинство перечисленных работ ограничивается рассмотрением только гидравлических процессов, что объясняется высокими требованиями к вычислительным ресурсам.

Перечисленные направления исследований решают отдельные задачи при расчете систем перемешивания расплава. Объединение моделей разных видов требует применения специальных подходов, таких как методы теории подобия, построение геометрических моделей для отдельных участков расчетной области [19]. С учетом сказанного задачами работы являются:

- разработка комплекса моделей для электромагнитных и гидравлических процессов в системе «магнитная система линейного двигателя – расплав»;
- создание системы с управляемым источником электромагнитного поля, позволяющим сформировать циркуляцию во всем объеме расплава.

Решение поставленных задач было реализовано с использованием программных комплексов, построенных на базе метода конечных элементов. Для расчета электромагнитных процессов в двухмерной области для большинства задач подходит программа Elcut. Моделирование гидравлических процессов для 2D- и 3D-задач, а также связанных с электромагнитными процессами хорошо реализуется с помощью программы Comsol. Возможности для решения нелинейных задач облегчают процедуры поиска.

Исходная конструкция дуговой печи для обеспечения перемешивания расплава содержит размещенный под основанием печи статор линейного двигателя с катушками. Создаваемое в расплаве бегущее электромагнитное поле приводит к движению слоев металла в расплаве. Статор содержит магнитопровод с многовитковыми катушками. В качестве ротора выступает расплав. Конструктивным элементом печи является стальной корпус, который ослабляет электромагнитное поле статора. Это приводит к снижению коэффициента полезного действия линейного двигателя. Большая толщина футеровки не позволяет сделать немагнитный зазор между статором и расплавом минимальным, что приводит к необходимости увеличения сечения катушки и, следовательно, ширины паза. Приведенная на рис. 1 расчетная геометрическая модель отражает соотношения между основными размерами печи и линейного двигателя.

Проведенный анализ существующих решений в области построения гидравлических [6, 7, 13–15] моделей для задач движения расплава показал возможности для дальнейшего совершенствования алгоритмов управления процессами.

В качестве исходных данных принимаем:

- плотность расплава стали ρ с учетом уменьшения при переходе в расплавленное состояние – 7410 кг/м^3 ;
- динамическая вязкость расплавленной стали μ в диапазоне от температуры плавления до $T_{пл} + 150 \text{ C}^\circ$ – $0,0028 \dots 0,0018 \text{ Па}\cdot\text{с}$;
- удельная электропроводность металла в расплавленном состоянии – $10^6 \text{ Сим}\cdot\text{м}$.

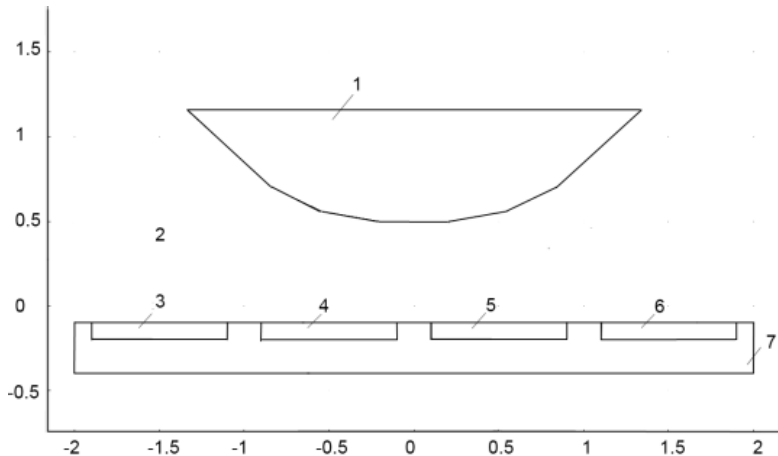


Рис. 1. Расчетная область расплава печи и статора линейного двигателя: 1 – расплав; 2 – воздух; 3–6 – пазы с проводниками статора; 7 – магнитопровод

Характер движения жидкости определяется на основании критерия Рейнольдса

$$Re = \frac{wl_0}{\mu}.$$

При значении коэффициента более 2300 начинается переходный режим между ламинарным и турбулентным характером движения. При меньших значениях наблюдается ламинарный характер. В рассматриваемом случае критерий в соответствии с принятыми значениями параметров изменяется от 71 до 111.

Отсутствие турбулентности в толще расплава приводит к необходимости обеспечения переноса более холодных нижних слоев в верхние в области тепловых источников. Переход к турбулентному движению возможен за счет увеличения скорости, но это сопровождается трением слоя жидкого металла о материал футеровки и ускоренным разрушением ее поверхности.

Длительный режим работы системы перемешивания делает излишним анализ изменения поля скоростей в пусковом режиме. Стабильность реологических свойств расплава определяется поддержанием температуры на заданном уровне с помощью управления мощностью излучения трех электрических дуг. Влияние мощности тепловыделения в расплаве от индуцированных токов незначительно по сравнению с основным источником тепла. Таким образом, обоснованным является использование стационарной модели для гидравлической задачи.

В качестве модели процесса принимаем модель несжимаемой жидкости Навье – Стокса, записываемую в виде двух уравнений [14]:

$$\rho(\mathbf{u} \cdot \nabla)\mathbf{u} = \nabla \cdot \left[-p\mathbf{I} + \eta(\nabla\mathbf{u} + (\nabla\mathbf{u})^T) \right] + \mathbf{F};$$

$$\nabla \cdot \mathbf{u} = 0,$$

где ρ – плотность (кг/м³);
 \mathbf{u} – вектор усредненной скорости (м/с);
 η – динамическая вязкость (Па·м);
 p – давление (Па);
 \mathbf{I} – единичный вектор;

\mathbf{F} – вектор распределенных сил, включая массовые силы.

В качестве граничных условий задается равенство нулю скорости:

$$\mathbf{u} = 0.$$

При совместном моделировании электромагнитных и гидравлических процессов расчетная область содержит фрагменты, соответствующие жидкости, воздуху и твердым телам. В гидравлической модели твердые тела не предусмотрены, поэтому для соответствующих участков удобнее задавать свойства, аналогичные свойствам расплава, чтобы проще решалась проблема сходимости вычислительного процесса. Для исключения взаимного влияния движения в расплаве и других областях между ними задаются внутренние границы с присвоением нулевого значения вектору скорости:

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_0 = 0.$$

Между областями с твердыми телами и воздухом задаются условия непрерывности (continuity):

$$\mathbf{n} \left(\eta_1 (\nabla \mathbf{u}_1 + (\nabla \mathbf{u}_1)^T) \right) - p_1 \mathbf{I} \cdot \eta_2 (\nabla \mathbf{u}_2 + (\nabla \mathbf{u}_2)^T) + p_2 \mathbf{I} = 0.$$

В нижнем слое расплава в качестве источников рассматриваются объемные распределения сил, действующие вдоль обеих осей. Величины этих сил передаются из электромагнитной модели в виде векторов F_x, F_y .

Криволинейная нижняя поверхность расплава приводит к тому, что скорости и силы меняют направление. Результирующие векторы сильно отличаются от случая с плоскими поверхностями.

Рассматриваемая модель является замкнутой, так как движение происходит внутри области и нет входа и выхода потоков жидкости. Все границы представляют собой стенку.

Приведенные дифференциальные уравнения для среды и граничных условий описывают математическую модель ламинарного движения жидкости, заложенную в программном пакете Comsol, который использован для проведения дальнейших расчетов.

Кроме выявления характера движения жидкости при моделировании стоит задача расчета распределения электромагнитных сил внутри объема металла. В данном случае к гидравлической модели добавляется решение электромагнитной задачи в двумерной области.

Конструкция линейного асинхронного двигателя для перемешивания расплава выполнена с учетом большого зазора между статором и расплавом. Кроме того, область лобовой части не может быть вынесена за габариты печи, чтобы бегущее электромагнитное поле обеспечивало движение расплава по всей ширине. Расчет параметров двигателя и электромагнитных сил в расплаве целесообразно выполнять на основе двумерной электромагнитной модели. По аналогии с гидравлической задачей целесообразно рассмотрение установившихся режимов работы. В качестве модели принимается квазистационарная задача расчета электромагнитного поля и токов. Постановка в двумерной области (x, y) в терминах векторного магнитного потенциала имеет вид дифференциального уравнения с соответствующими граничными условиями:

$$j\omega\sigma\mathbf{A} + \nabla \times \left(\frac{\nabla \times \mathbf{A}}{\mu_0\mu_r} \right) - \sigma \mathbf{v} \times (\nabla \times \mathbf{A}) = \left(\sigma \Delta V / L + J_z^e \right); \quad A|_L = 0.$$

Здесь: A – векторный магнитный потенциал;
 v – вектор скорости движения расплава;
 μ_0 – магнитная проницаемость вакуума;
 μ_r – относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода;
 j – мнимая единица;
 ω – круговая частота тока;
 σ – удельная электрическая проводимость;
 L – размер расчетной области в направлении Z ;
 J_z^e – плотность стороннего тока.

Магнитная проницаемость в статоре определяется по кривой намагничивания в зависимости от напряженности.

В качестве граничных условий для электромагнитной задачи принято равенство нулю векторного магнитного потенциала на границе расчетной области:

$$A_z = 0.$$

При решении связанной электрогидравлической задачи значения скорости для расплава передаются из гидравлической в электромагнитную задачу в виде двух векторов $v_x = u$; $v_y = v$. В свою очередь, результаты расчета электромагнитных сил передаются из электромагнитной задачи в гидравлическую. С учетом стационарности задач экспортируемые величины определяются как действующие.

Для расчетов приняты ширина паза, равная 0,89 м, ширина зубца 0,06 м. Число витков катушки в пазу составляет 178. Проводник имеет размеры 10×20 мм. Ток в проводнике варьируется в пределах от 200 до 1200 А, частота тока принималась равной 2,5 и 5 Гц. Пазы 3 и 5 принадлежат одной катушке, а пазы 4 и 6 – второй катушке.

Для реализации двух режимов движения расплава – перемешивания и линейного движения – предусмотрено переключение катушек. В режиме перемешивания катушки питаются однофазным напряжением. В этом случае в пазы 3 и 6 мгновенные значения токов имеют одно направление, а в пазы 4 и 5 – встречное. В режиме скачивания первая катушка имеет прежнюю схему подключения, а вторая включена на напряжение, сдвинутое по фазе на 90 градусов относительно первой катушки: ток в проводниках пазы с номером четыре имеет сдвиг на 90 градусов, а ток в проводниках пазы с номером шесть имеет сдвиг по фазе -90 градусов.

Определение горизонтальных и вертикальных сил в расплаве произведено при неизменных габаритах пазов и зубцов статора. Построенные зависимости сил от величины тока представлены на рис. 2. Логарифмический масштаб использован из-за большого диапазона изменения величины сил. В установившемся режиме требуемые значения скоростей соответствуют большим скольжениям. Переходный процесс при неизменном токе статора получается очень растянутым во времени из-за того, что масса металла велика и приведение ее в движение при малой мощности проходит с небольшим ускорением. Целесообразно делать форсированный пуск при включении на номинальное напряжение. После выхода на заданную скорость напряжение снижается до расчетного.

Достижение требуемых значений скоростей движения расплава в отдельных областях не гарантирует качественного перемешивания во всем объеме. Для вы-

явления полной картины скоростей произведены расчеты с помощью связанной 2D электрогидравлической модели.

В результате ряда расчетов получены распределения сил и скоростей для расплава. В зависимости от режима движения расплава соотношение горизонтальной и вертикальной составляющих сил меняется. В режиме вертикального перемешивания значения сил в направлении оси Oy существенно преобладают над горизонтальной составляющей. Однако из-за кривизны пода печи вклад сил f_x, f_y в формирование потоков вдоль внутренней поверхности на разных участках имеет разное значение.

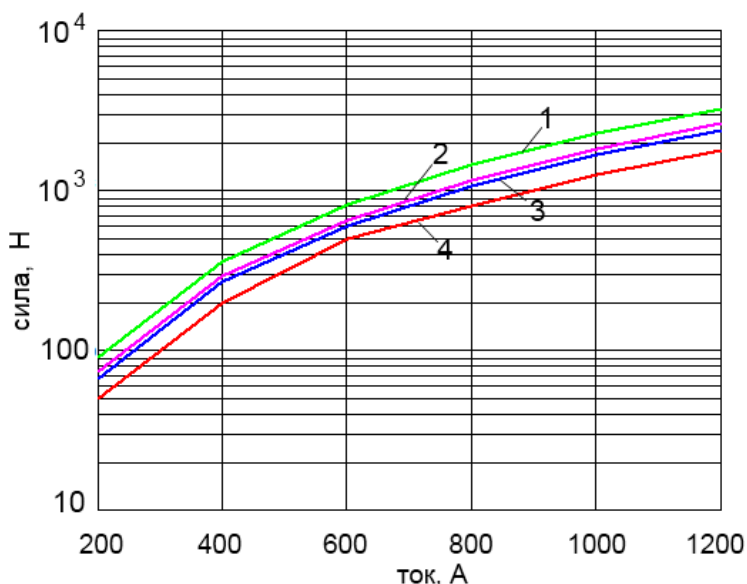


Рис. 2. Зависимость электромагнитных сил в расплаве от тока статора:
1, 2 – вертикальная составляющая в режиме перемешивания на частотах 5 и 2,5 Гц;
3, 4 – горизонтальная составляющая в режиме скачивания на частотах 5 и 2,5 Гц

В режиме вертикального перемешивания интегральное значение силы вдоль оси Ox близко к нулю, а вертикальная составляющая на частоте 5 Гц изменяется в пределах от 90 до 3253 Н, на частоте 2,5 Гц принимает значения от 73 до 2611 Н. Скорость движения при минимальной силе достигает значения 0,2 м/с.

В режиме линейного движения расплава интегральное значение горизонтальной составляющей силы на частоте 5 Гц изменяется в пределах от 50 до 1796 Н, на частоте 2,5 Гц принимает значения от 66 до 2391 Н.

Формируемые вихри скоростей зависят от глубины проникновения тока. Для низкой частоты (2,5 Гц) образуются два больших вихря, а для более высокой частоты (5–10 Гц) формируется несколько менее крупных (рис. 4).

Расчет процесса перемешивания отображен на рис. 5. Криволинейный характер нижней поверхности расплава отражается на направлении результирующих сил в каждой точке. Направления нормальной и тангенциальной составляющих не совпадают с горизонтальным и вертикальным векторами. Тем не менее электромагнитная сила обеспечивает формирование тонкого слоя расплава, движущегося в направлении $-x$. По

достижении потоком левого края поток меняет направление на противоположное и движется к правому краю.

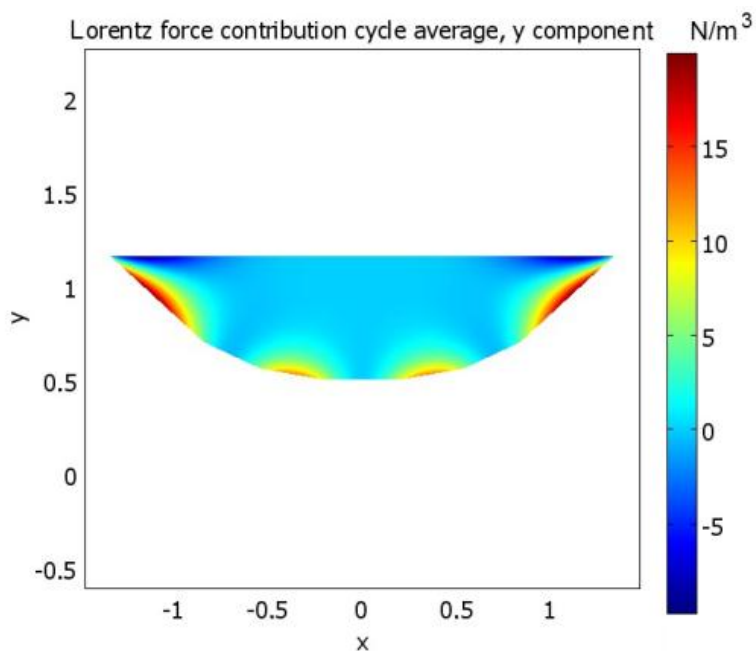


Рис. 3. Распределение вертикальной составляющей распределенной силы в расплаве в режиме перемешивания

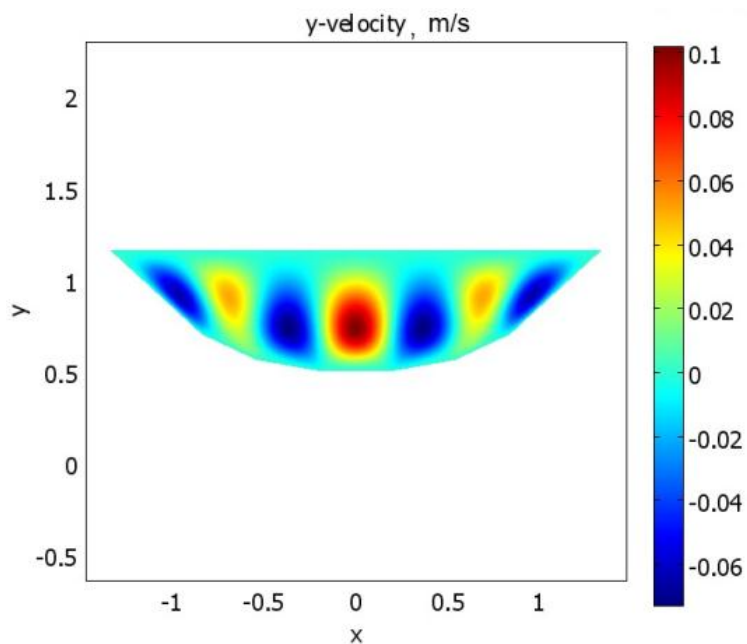


Рис. 4. Распределение вертикальной составляющей скорости в расплаве в режиме перемешивания

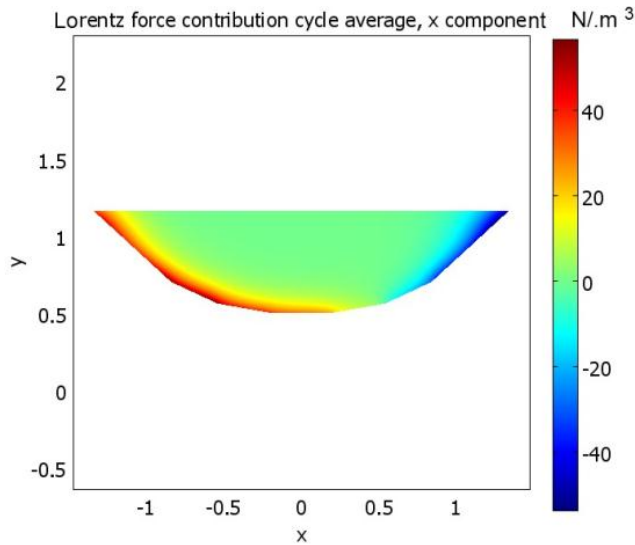


Рис. 5. Распределение горизонтальной составляющей распределенной силы в расплаве в режиме скачивания

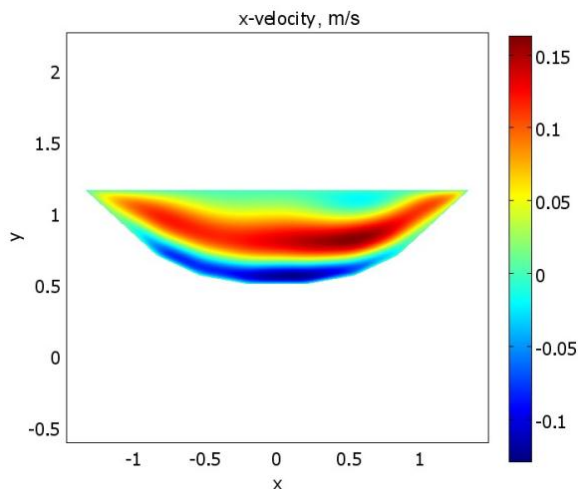


Рис. 6. Распределение горизонтальной составляющей скорости в расплаве в режиме скачивания

Результаты расчета в двумерной области показывают эффективность процессов в режимах перемешивания и линейного движения. Однако остается неясным вопрос, имеются ли в объеме расплава участки, не охваченные движущимися потоками, и как происходит движение в расплаве над областью с лобовыми участками статорной обмотки. Конструкция печи не позволяет вынести лобовые части статорной обмотки за габариты корпуса, поэтому необходимо исследование электромагнитных и гидравлических процессов в трехмерной области.

Моделирование связанных электромагнитных и гидравлических процессов в трехмерной области затруднительно, так как требуемые вычислительные

ресурсы далеко превосходят возможности персональных компьютеров. Поэтому задача решается в два этапа: на первом этапе определяются области с электромагнитными силами в расплаве, на втором этапе решается гидравлическая задача. В связи со сложностью переноса детальной картины распределения электромагнитных сил создается составная модель области расплава, где область с источниками представляет собой трубку сложной формы. Проведенные расчеты продемонстрировали полный охват нижней зоны областью движущегося расплава. Участки расплавленного металла, расположенные в конической области, не имея распределенных источников, вовлекаются в движение за счет вязкости. На рис. 7 показаны распределения скорости движения на срезах по оси Oz , вдоль которой движется расплав. Таким образом, эффективность процессов перемещения расплава в режиме линейного движения подтверждена.

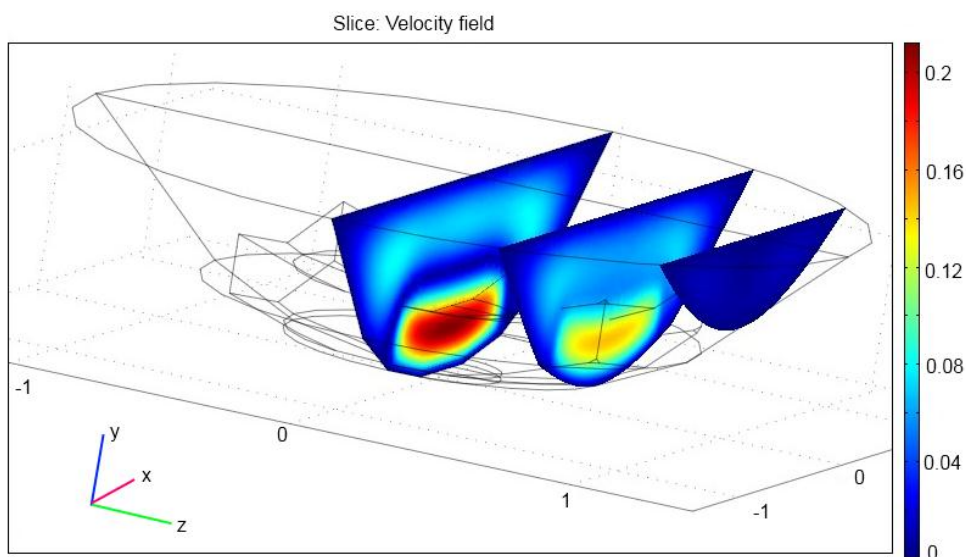


Рис. 7. Распределение поля скоростей в поперечных слоях расплава

Выводы

Проведенные исследования электромагнитных и гидравлических процессов в системе «статор линейного двигателя – расплав» показали следующее:

1. Сочетание функций вертикального перемешивания и линейного горизонтального движения расплава достигается при переключении обмоток от однофазного напряжения к двухфазному.
2. Для рассмотренной в работе емкости печи наиболее эффективным режимом перемешивания расплава и скачивания шлака соответствует частота тока 5 Гц.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Савин А.В., Никольский В.Е., Вохминцев Д.В. Интенсификация плавки в дуговых сталеплавильных печах // Главный энергетик. – 2012. – № 7. – С. 45–48.
2. Эльдарханов А.С., Нурадинов А.С., Нахаев М.Р., Саипова Л.Х. Математическое моделирование гидродинамических процессов в промежуточном ковше МНЛЗ при донной продувке инертным газом // Металлург. – М.: Металлургиздат, 2018. – № 5. – С. 12–17.

3. Крутянский М.М., Нехамин С.М., Митрофанов М.В. Электромагнитное перемешивание жидкого металла в дуговых печах постоянного тока // *Электromеталлургия*. – 2018. – № 4. – С. 2–12.
4. Масалов А.К., Кузьмин М.Г. Новая дуговая электропечь постоянного тока с управляемым электромагнитным перемешиванием расплава // *Литейщик России*. – 2017. – № 1. – С. 26–28.
5. Карпучек А.М., Макаров А.Н. Исследование электромагнитной выталкивающей силы в дуговых сталеплавильных печах постоянного тока при несоосном расположении электродов // *Энергосбережение в электро- и теплоэнергетических металлургических установках: Сборник науч.-практ. трудов*. – Тверь: Тверской государственной технической университет, 2013. – С. 40–43.
6. Казак О.В. Влияние тепловых параметров на структуру и интенсивность вихревого движения расплава в дуговых печах постоянного тока // *Инженерно-физический журнал*. – Минск: Институт тепло- и массообмена им. А.В. Лыкова НАН Беларуси, 2013. – Т. 86. – № 6. – С. 1370–1378.
7. Кабаков Д.Ю., Самохвалов С.Е., Пинтюк В.П., Филатова О.А. Моделирование гидродинамики и теплопереноса расплава стали при дуговом нагреве на установке ковш – печь // *Вестник Магнитогорского государственного технического университета им. Г.И. Носова*. – 2013. – № 3 (43). – С. 33–37.
8. Смирнов С.А., Калаев В.В., Нехамин С.М., Крутянский М.М., Колгатин С.Н., Нехамин И.С. Математическое моделирование электромагнитного перемешивания жидкой стали в дуговой печи постоянного тока // *Теплофизика высоких температур*. – 2010. – Т. 48. – № 1. – С. 74–83.
9. Саранулов Ф.Н., Фризен В.Э., Швыдкий Е.Л., Смольянов И.А. Математическое моделирование линейного асинхронного двигателя на основе детализированных схем замещения // *Электротехника*. – 2018. – № 4. – С. 58–63.
10. Соломин В.А., Шаипал А.С., Трубицына Н.А., Савин Г.А., Трубицын М.А. Первичный продольный краевой эффект в линейных асинхронных двигателях с поперечным магнитным потоком // *Вестник Ростовского государственного университета путей сообщения*. – 2016. – № 1 (61). – С. 121–126.
11. Соломин В.А., Замишина Л.Л., Соломин А.В. Линейные асинхронные тяговые двигатели для высокоскоростного подвижного состава и их математическое моделирование. – М.: Учеб.-метод. центр по образованию на ж.-д. транспорте, 2015. – С. 164.
12. Денисов В.Н., Курилин С.П. Инженерная модель линейного асинхронного двигателя // *Электричество*. – 2011. – № 3. – С. 52–54.
13. Идиятулин А.А., Саранулов С.Ф., Саранулов Ф.Н., Фаткуллин С.М. Моделирование торцевого индукционного вращателя металлического расплава // *Электротехника*. – М.: Фирма Знак, 2009. – № 7. – С. 38–43.
14. Максимова А.А., Хацаюк М.Ю., Тимофеев В.Н. Сравнительная оценка результатов численного моделирования гидродинамических процессов в системе «ванна с расплавом – МГД-перемешиватель» // *Журнал Сибирского федерального университета. Сер. Техника и технологии*. – Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2018. – Т. 11. – № 2. – С. 138–147.
15. Тяпин А.А., Адрющенко В.Ю., Горемыкин В.А. Гидродинамика распределенного поля скоростей расплава алюминия // *Методы прогнозирования в технике и технологиях: сборник статей по итогам Междунар. науч.-практ. конференции; Стерлитамак. – Уфа: Агентство международных исследований, 2018. – С. 75–86.*
16. Курнаева С.В., Бугаева Н.С., Тимофеев В.Н. Исследования процессов тепломассопереноса в индукционных канальных печах для производства алюминия // *Фундаментальные научные исследования: Теоретические и практические аспекты. Сборник матер. междунар. науч.-практ. конф. в 3 т.* – Кемерово: Западно-Сибирский научный центр, 2016. – С. 121–125.
17. Чистов А.С., Савихин О.Г., Овчинников В.Ф., Николаев М.Я. Математическая модель нестационарного тепломассопереноса в канале с жидкометаллическим теплоносителем с учетом процесса кристаллизации-плавления // *Проблемы прочности и пластичности*. – Н. Новгород: Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 2016. – Т. 78. – № 4. – С. 368–377.
18. Тимофеев В.Н., Хацаюк М.Ю. Управление конвективными потоками расплава в канальной части индукционной печи // *Известия РАН. Энергетика*. – М.: Российская академия наук, 2013. – № 3. – С. 130–136.

19. Базаров А.А., Данилушкин А.И., Пименов Д.Н. Решение полевых задач при проектировании индуктора с магнитопроводом // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2015. – № 1. – С. 92–102.

Статья поступила в редакцию 6 февраля 2019 г.

MODELING OF ELECTRO-HYDRAULIC PROCESSES IN A LINEAR ASYNCHRONOUS ENGINE WHEN MIXING A MELT

V.P. Pevchev, E.V. Strizhakova, V.N. Ovsyannikov

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

Abstract. *The relevance of the work is due to the need to improve the methods for calculating electromagnetic and hydraulic processes in the melting of an arc furnace for the purpose of reducing energy consumption for mixing metal and increasing the performance of arc furnaces.*

Objective: analysis of existing methods for calculating electromagnetic and hydraulic processes in the stator-melt system and the development of improved economical options. A set of questions on the modeling of electromagnetic and hydraulic processes in the “stator-melt” system in the modes of mixing liquid metal and slag loading is considered. Melt mixing processes occur during the formation of vortices in the horizontal and vertical planes, which affects the requirements for distributed forces in the entire volume of the metal. To improve the efficiency of mixing, a set of modeling problems was considered.

Research methods. Calculations of electromagnetic and hydraulic processes in the melt are performed using the finite element method using the Comsol software package. The analysis of the structures of the linear motor stator is carried out to assess the nature of the melt movement and identify the possibility of switching from the mixing mode to the slag loading mode. Taking into account the non-magnetic properties of the furnace body, a simplified geometric model for the coupled electrohydraulic problem, which does not contain the linings and the furnace body, is proposed. The three-dimensional task is implemented for the hydraulic process when defining internal forces in a limited volume, corresponding to the flow of currents in the melt.

Results. Numerical models of the electromagnetic and hydraulic processes in the melt were developed, the dependence of the velocity of the liquid metal on the force generated by the engine was determined, the parameters of the models for stationary modes were determined. On the basis of a two-dimensional coupled electrohydraulic model of a melt in a furnace, the distributions of electromagnetic forces and speeds for the modes of metal mixing and slag loading are obtained. Simulation of hydraulic processes in the three-dimensional region confirmed the effectiveness of melt mixing in the zone of the frontal parts of the stator winding.

Keywords: *asynchronous linear motor, electromagnetic processes, nonlinear problem, hydraulics, coupled model, turbulent mode.*

Vladimir P. Pevchev (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.

Elena V. Strizhakova (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.

Vladimir N. Ovsyannikov (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.

REFERENCES

1. Savin A.V., Nikol'skiy V.E., Vokhmintsev D.V. Intensification of smelting in arc steel-smelting furnaces // *Glavnyy energetik*. 2012, no: 7. pp. 45–48. (In Russian).
2. El'darkhanov A.S., Nuradinov A.S., Nakhaev M.R., Saipova L.Kh. Mathematical modeling of hydrodynamic processes in the tundish of a continuous casting machine during bottom blowing with an inert gas // *Metallurg*. Publisher: Metallurgizdat (Moscow) 2018. – No. 5. – Pp. 12–17. (In Russian)
3. Krutyanskiy M.M., Nekhamin S.M., Mitrofanov M.V. Electromagnetic mixing of liquid metal in DC arc furnaces // *Elektrometallurgiya*, 2018, no. 4, pp. 2–12. (In Russian).
4. Masalov A.K., Kuz'min M.G. New DC electric arc furnace with controlled electromagnetic stirring of the melt // *Liteyshchik Rossii*. 2017. – no. 1. – pp. 26–28. (In Russian)
5. Karpuchek A.M., Makarov A.N. Investigation of the electromagnetic buoyancy in DC electric arc-smelting furnaces with non-axial arrangement of electrodes // *Energoberezhenie v elektro- i teploenergeticheskikh metallurgicheskikh ustanovkakh*. Sbornik nauchno-prakticheskikh trudov. Tverskoy gosudarstvennyy tekhnicheskuy universitet. Tver. 2013. – pp. 40–43. (In Russian).
6. Kazak O.V. Effect of thermal parameters on the structure and intensity of the melt vortex motion in DC arc furnaces // *Inzhenerno-fizicheskiy zhurnal*. Izdatel'stvo; Institut teplo- i massoobmens im. A.V. Lykova NAN Belarusi. Minsk. 2013. – Vol. 86. – no. 6. – pp. 1370–1378. (In Russian)
7. Kabakov D.Y., Samokhvalov S.E., Piptyuk V.P., Filatova O.A. Modeling of hydrodynamics and heat transfer of steel melt with arc heating at a ladle furnace installation / *Vestnik Magnitogorskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universineta im. G.I. Nosova*. 2013. – no. 3 (43). – pp. 33–37. (In Russian)
8. Smirnov S.A., Kalaev V.V., Nekhamin S.M., Krutyanskiy M.M., Kolgatin S.N., Nekhamin I.S. Mathematical modeling of electromagnetic mixing of liquid steel in a DC arc furnac // *Teplofizika vysokikh temperatur*. 2010. – vol. 48. – no 1. – pp. 74–83. (In Russian)
9. Sarapulov F.N., Frizen V.N., Shvydkiy Ye.L., Smol'yanov I.A. Mathematical modeling of a linear asynchronous motor based on detailed replacement schemes // *Russian Electrical Engineering*. Moscow. 2018. – no. 4. – pp. 58–63. (In Russian)
10. Solomin V.A., Shashpal A.S., Trubitsina N.A., Savin A.G., Trubitsin M.A. Primary longitudinal edge effect in linear asynchronous motors with transverse magnetic flux // *Vestnik Rostovskogo gosudarstvennogo universiteta putey soobsheniya*. – 2016. – nn. 1 (61). – pp. 121–126. (In Russian)
11. Solomin V.A., Zamshina L.L., Solomin A.V. Lineynye asinkhronnye dvigateli dlya vysokoskorostnogo podvzhnogo sostava i ikh matematicheskoe modelirovanie [Linear asynchronous traction motors for high-speed rolling stock and their mathematical modeling] / *Moscow. Izdatel'stvo: Uchebno-metodicheskii tsentr po obrazovaniyu na zheleznodorozhnom nransporte*. 2015. – p. 164. (In Russian)
12. Denisov V.N., Kurilin S.P. Engineering model of a linear asynchronous motor // *Elektrichestvo*. 2011. – no. 3. – pp. 52–54. (In Russian)
13. Idiyatullin A.A., Sarapulov S.V., Sarapulov F.N., Fatkullin S.M. Simulation of an end induction rotor of a metal melt // *Russian Electrical Engineering*. Moscow. 2009. – no. 7. – pp. 38–43. (In Russian)
14. Maksimova A.A., Khatsayuk M.Yu., Timofeev V.N. Comparative evaluation of the results of numerical simulation of hydrodynamic processes in the system "bath with melt – MHD-mixer" // *Zhurnal Sibirskogo federalnogo universiteta*. Seriya: Tekhnika i tekhnologii. Publisher: Siberian Federal University (Krasnoyarsk) 2018. – Vol. 11. – No. 2. – pp. 138–147. (In Russian)
15. Tyapin A.A., Adryushchenko V.Yu., Goremykin V.A. Hydrodynamics of the distributed velocity field of aluminum melt // *Metody prognozirovaniya v tekhnike i tekhnologiyakh*. Collection of articles on the results of the International Scientific and Practical Conference. Sterlitamak. Publisher: Limited Liability Company "Agency for International Studies" (Ufa) 2018. – pp. 75–86. (In Russian)
16. Kurnaeva S.V., Bugaeva N.S., Timofeev V.N. Research on heat and mass transfer processes in induction channel furnaces for aluminum production // *Fundamentalnye nauchnye issledovaniya: Teoreticheskie i nauchnye aspekty*. Collection of materials of the international scientific-practical conference: in 3 volumes. Publisher: Limited Liability Company "West-Siberian Scientific Center". 2016. – pp. 121–125. (In Russian)
17. Chistov A.S., Savikhin O.G., Ovchinnikov V.F., Nikolaev M.Ya. Mathematical model of non-stationary heat and mass transfer in the channel with liquid metal coolant, taking into account the process of crystallization-melting // *Problemy prochnosti i plastichnosti*. Publisher: National Re-

- search Nizhny Novgorod State University. N.I. Lobachevsky (Nizhny Novgorod) 2016. – Vol. 78. – no. 4. – pp. 368–377. (In Russian)
18. *Timofeev V.N., Khatsayuk M.Yu.* Control of convective melt flow in the channel part of the induction furnace // *Izvestiya RAN. Energetika*. Publisher: Russian Academy of Sciences (Moscow) 2013. – No. 3. – pp. 130–136. (In Russian)
 19. *Bazarov A.A., Danilushkin A.I., Pimenov D.N.* Solving field problems when designing an inductor with a magnetic core // *Vestnik Samarskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. Tekhnicheskie nauki*. No. 1, 2015. pp. 92–102. (In Russian)

УДК 621.3.078

ВЛИЯНИЕ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ НА ГАРМОНИЧЕСКИЙ СОСТАВ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Аннотация. В настоящее время разработаны быстродействующие цифровые электроприводы переменного тока, обладающие исключительной простотой технической реализации, которая заключается в минимизации вычислительных процедур. В них применены частотные преобразователи с трапецидальной формой выходного фазного напряжения, отличающиеся конструктивной простотой по сравнению с аналогичными устройствами, использующими векторный принцип формирования напряжения. В то же время коммутационные потери в силовых транзисторах таких преобразователей как минимум на 25 % меньше, чем у аналогов с векторными модуляторами. Целью проведенного исследования является определение влияния процессов широтно-импульсной модуляции на гармонический состав выходного фазного напряжения частотного преобразователя. Рассмотрен цифровой модулятор, формирующий с помощью частотного преобразователя трапецидальное фазное напряжение на статорных обмотках асинхронного двигателя. Определены его основные конструктивные особенности, способные влиять на гармонический состав выходного напряжения. Для решения поставленной задачи применено разложение в гармонический ряд Фурье кусочно-постоянной функции выходного напряжения частотного преобразователя. Найдены аналитические выражения для определения амплитуд основной и высших гармоник в выходном сигнале частотного преобразователя, формирующего трапецидальное фазное напряжение, с учетом процессов широтно-импульсной модуляции. Полученные формулы позволили определить зависимости коэффициентов высших гармоник как в функции частоты широтно-импульсной модуляции, так и в функции частоты основной гармоники. Показано, что четные гармоники и гармоники с номерами, кратными трем, отсутствуют в выходном сигнале рассматриваемого частотного преобразователя. Построены графики зависимостей относительных значений коэффициентов нечетных гармоник от частоты широтно-импульсной модуляции и частоты основной гармоники. Сделан вывод, что даже с учетом широтно-импульсной модуляции частотный преобразователь, формирующий трапецидальное фазное напряжение, имеет малые амплитуды высших гармоник. Тем не менее получены количественные оценки отрицательного влияния процесса широтно-импульсной модуляции на выходной сигнал частотного преобразователя.

Ключевые слова: векторное управление, скалярное управление, частотный преобразователь, силовые транзисторы, фазное напряжение, гармонический состав, широтно-импульсная модуляция.

Стариков Александр Владимирович (д.т.н.), заведующий кафедрой «Электропривод и промышленная автоматика».

Лисин Сергей Леонидович (к.т.н.), доцент кафедры «Электропривод и промышленная автоматика».

Рокало Даниил Юрьевич, аспирант.

В электроприводах с большим диапазоном регулирования скорости асинхронных двигателей, как правило, применяют векторное управление [1–3], которое основано на векторном представлении таких величин, как напряжение, ток и потокосцепление. Системы векторного управления требуют больших вычислительных затрат микроконтроллера (или микропроцессора), являющегося основой технической реализации электропривода, поскольку в них закладываются процедуры преобразования величин из неподвижной системы координат во вращающуюся и расчета проекций векторов токов, потокосцеплений и напряжения в этих системах. Кроме того, в современных частотных преобразователях, реализующих системы векторного управления, как правило, применяют так называемые векторные модуляторы [1–11], которые также требуют больших вычислительных затрат, связанных с расчетом на каждом такте широтно-импульсной модуляции (ШИМ) синусов и произведения целого ряда операций умножения. Именно поэтому в электроприводах переменного тока применяют микроконтроллеры с высокой тактовой частотой, достигающей 200 МГц. Следует также отметить, что на качество выходного напряжения частотных преобразователей с векторными модуляторами существенное влияние оказывает собственно широтно-импульсная модуляция и необходимость введения на каждом такте ШИМ так называемого «мертвого» времени при переключении транзисторов каждого полумоста [1].

С другой стороны, существуют теоретические исследования и опытно-конструкторские разработки в области создания электроприводов переменного тока со скалярным управлением [12–15]. Отличительной особенностью таких электроприводов является высокое быстродействие и исключительная простота технической реализации, заключающаяся в минимизации вычислительных процедур регуляторов и системы управления в целом. Действительно, существует возможность получить быстродействующий электропривод переменного тока, в котором используются всего две операции умножения в цикле программного обеспечения [14]. Структурная схема такого электропривода с синхронным исполнительным двигателем выглядит следующим образом (рис. 1).

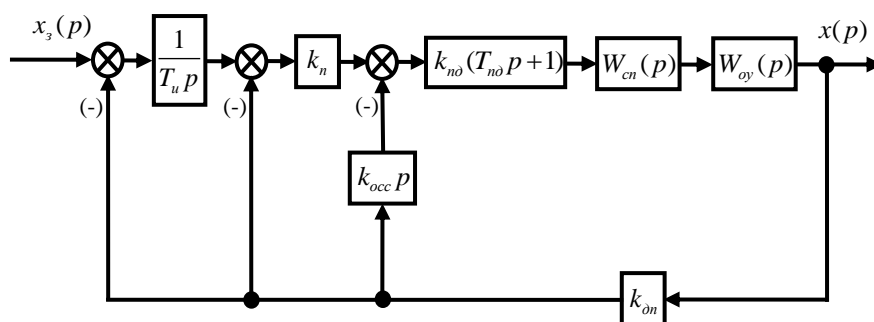


Рис. 1. Структурная схема быстродействующего следящего электропривода переменного тока

Такой принцип структурного построения может быть распространен и на случай применения в качестве исполнительного асинхронного двигателя.

Для управления электродвигателем в следящем режиме используются три контура, замкнутых по датчику положения с коэффициентом передачи k_{on} . Во внутреннем контуре применена гибкая обратная связь, выделяющая сигнал скорости с помощью дифференцирующего звена с передаточной функцией $W_{occ}(p) = k_{occ}p$. Регулятор этого контура выбран пропорционально-дифференциальным $W_{no}(p) = k_{no}(T_{no}p + 1)$. Во втором контуре применен пропорциональный регулятор с коэффициентом передачи k_n , а во внешнем контуре – интегральный с передаточной функцией $W_u(p) = \frac{1}{T_u p}$. Разработана методика

синтеза такого электропривода, позволяющая исходя из передаточных функций силового преобразователя $W_{cn}(p)$ и объекта (двигателя с исполнительным механизмом) $W_{oy}(p)$ корректно выбрать параметры регуляторов, обеспечивающие высокое быстродействие [14]. Главная особенность этой методики заключается в том, что почти все коэффициенты передачи и постоянные времени регуляторов можно выбрать такой величины, чтобы при цифровой технической реализации заменить операции умножения сдвигами на определенное количество двоичных разрядов. Исключение составляет постоянная времени T_{no} пропорционально-дифференциального регулятора, для формирования которой необходима одна операция умножения. Еще одна операция умножения в цикле управления электроприводом требуется для организации так называемого упреждающего токоограничения.

Для усиления эффекта простоты технической реализации в таких электроприводах применены силовые преобразователи с выходным трапецеидальным фазным напряжением, цифровые модуляторы которых не требуют никаких вычислительных затрат [16, 17] и введения «мертвого» времени. При этом коммутационные потери в силовых транзисторах таких преобразователей как минимум на 25 % меньше, чем у аналогов с векторным принципом формирования напряжения.

Однако очевидно, что несинусоидальность приведет к появлению высших гармонических составляющих в выходном напряжении частотного преобразователя. Анализ гармонического состава усредненного выходного сигнала частотных преобразователей, формирующих трапецеидальную форму фазного напряжения, приведен в работе [18]. Но полученные в [18] формулы не учитывают процессов ШИМ и некоторых особенностей принципов работы модуляторов [16, 17], с помощью которых формируется трапецеидальная форма напряжения.

Целью настоящей работы является исследование влияния процессов ШИМ и конструктивных решений модуляторов [16, 17], реализующих трапецеидальную форму, на гармонический состав выходного фазного напряжения частотного преобразователя.

Упрощенная функциональная схема цифрового модулятора, формирующего трапецеидальное фазное напряжение на статоре асинхронного двигателя при соединении его обмоток в звезду, приведена на рис. 2. Она содержит преобразователь код – частота, делитель частоты, двоично-шестеричный счетчик, интегратор, два широтно-импульсных модулятора ШИМ1 и ШИМ2 и схему выбора транзистора. Преобразователь код – частота представляет собой логическую схему, на выходе которой формируется частота

$$f_{111} = 6\nu f_1,$$

где ν – коэффициент деления делителя частоты;

f_1 – требуемая частота на выходе преобразователя, задаваемая цифровым кодом N_f .

Эта частота определяет постоянную времени интегратора, на вход которого подается цифровой код N_U , пропорциональный требуемой величине амплитуды фазного напряжения U_1 . На выходе интегратора формируется линейно-нарастающий цифровой код, который подается на вход ШИМ1. При этом на выходах первого широтно-импульсного модулятора получаются сигналы переменной скважности: γ_d – на прямом, $\gamma_i = 1 - \gamma_d$ – на инверсном.

Делитель частоты формирует на своем выходе сигнал частотой

$$f_{11} = 6f_1,$$

который подается на вход сброса интегратора и на вход двоично-шестеричного счетчика. В результате выходной сигнал интегратора обнуляется с частотой f_{11} и процесс формирования линейно-нарастающей скважности γ_d повторяется.

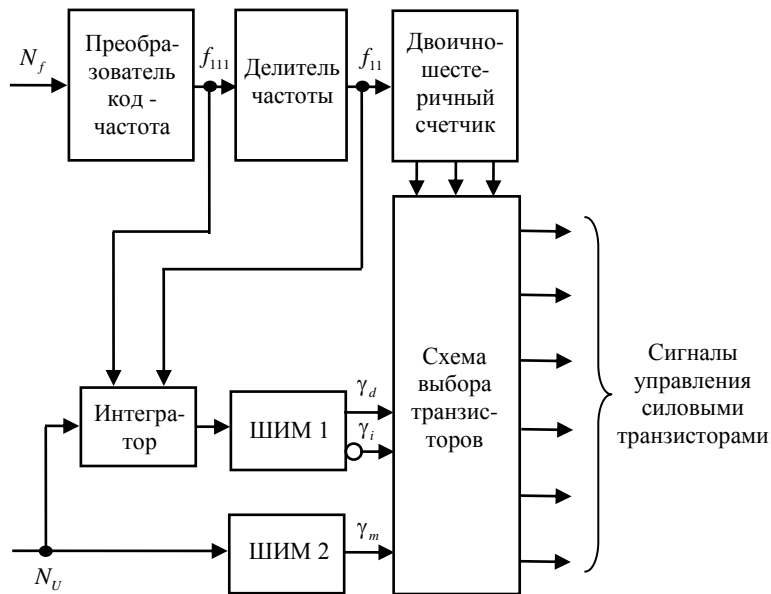


Рис. 2. Упрощенная функциональная схема цифрового модулятора, формирующего трапецеидальное фазное напряжение на статоре асинхронного двигателя

Цифровой код N_U подается также на вход второго широтно-импульсного модулятора ШИМ2, который формирует скважность γ_m , определяющую амплитудное значение фазного напряжения на статорных обмотках асинхронного двигателя М.

На выходе двоично-шестеричного счетчика формируется переменный двоичный код (в десятичной интерпретации от 0 до 5), частота повторения которого равна f_1 . Этот код управляет схемой выбора транзисторов, через драйверы открывающей и закрывающей силовые транзисторы трехфазного моста частотного преобразователя.

Выделим некоторые особенности рассматриваемого цифрового модулятора, которые, несомненно, должны влиять на гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя. Во-первых, коэффициенты высших гармоник будут зависеть от несущей частоты $f_{ШИМ}$ широтно-импульсных модуляторов ШИМ1 и ШИМ2, формирующих скважности γ_d , γ_i и γ_m . Во-вторых, гармонический состав будет определяться коэффициентом деления ν делителя частоты, связывающего f_{11} и f_{111} , и, соответственно сдвигом на k двоичных разрядов на входе интегратора, причем

$$\nu = 2^k.$$

И наконец, очевидно, что на коэффициенты высших гармоник будут влиять величины сигналов N_f и N_U , определяющие заданные частоту и амплитуду напряжения, а также разрядная сетка этих сигналов.

Трапецеидальное фазное напряжение формируется с помощью широтно-импульсной модуляции, при этом получается кусочно-постоянная функция $f(\theta)$, принимающая значения 0 или U_m^r на различных участках угла θ (рис. 3).

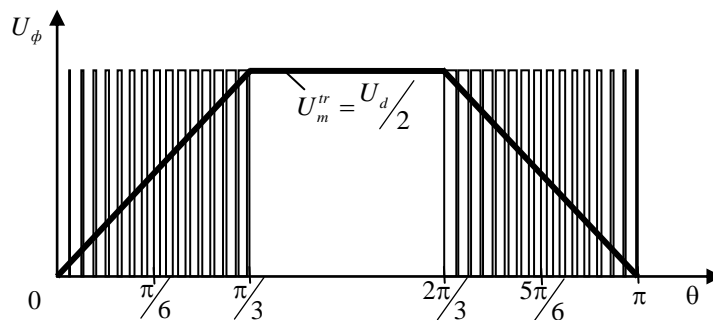


Рис. 3. Форма фазного напряжения на выходе частотного преобразователя, определенная на половине периода

Следует отметить, что на рисунке отражен случай, соответствующий максимальной величине амплитуды напряжения, $k=4$, $\nu=16$ и отношению частот ШИМ и выходного напряжения, равному 96. То есть если максимальное напряжение соответствует номинальной частоте $f_{ном} = 50$ Гц, то при этом $f_{ШИМ} = 4,8$ кГц.

Для определения гармонического состава выходного напряжения частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение, с учетом процессов ШИМ разложим функцию $f(\theta)$, представленную на рис. 2, в тригонометрический ряд Фурье. Поскольку $f(\theta)$ является нечетной, то коэффициенты ряда будут определяться формулами [19]

$$a_n = 0; b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\theta) \sin n\theta d\theta,$$

где n – номер коэффициента (гармоники).

Для рассматриваемого случая

$$b_n = -\frac{2U_m^{tr}}{n\pi} \left\{ \cos[n(2v+1)\theta_1] - \cos(nv\theta_1) + \sum_{h=1}^{v-1} \left\{ \cos[nh(\theta_1 + \theta_2)] - \cos(nh\theta_1) + \right. \right. \\ \left. \left. + \cos[n(2v+h+1)\theta_1] - \cos\{n[(2v+h)\theta_1 + h\theta_2]\} \right\} \right\} \quad (1)$$

где U_m^{tr} – амплитуда импульсов при трапецеидальной модуляции;

$$\theta_1 = \frac{2\pi f_1}{f_{ШИМ}}; \theta_2 = \frac{\theta_1 U_1}{v U_{1\max}};$$

f_1 и U_1 – частота и действующее значение фазного напряжения, формируемого на статоре асинхронного двигателя;

$U_{1\max}$ – максимальная величина действующего значения фазного напряжения на выходе частотного преобразователя.

Следует отметить, что формула (1) справедлива именно для $f_1 = 50$ Гц, $f_{ШИМ} = 4,8$ кГц, $k = 4$, $v = 16$ и $U_1 = U_{1\max}$. Для оценки адекватности формулы (1) по полученным с ее помощью коэффициентам построена аппроксимация трапецеидального фазного напряжения гармоническим рядом Фурье (рис. 4).

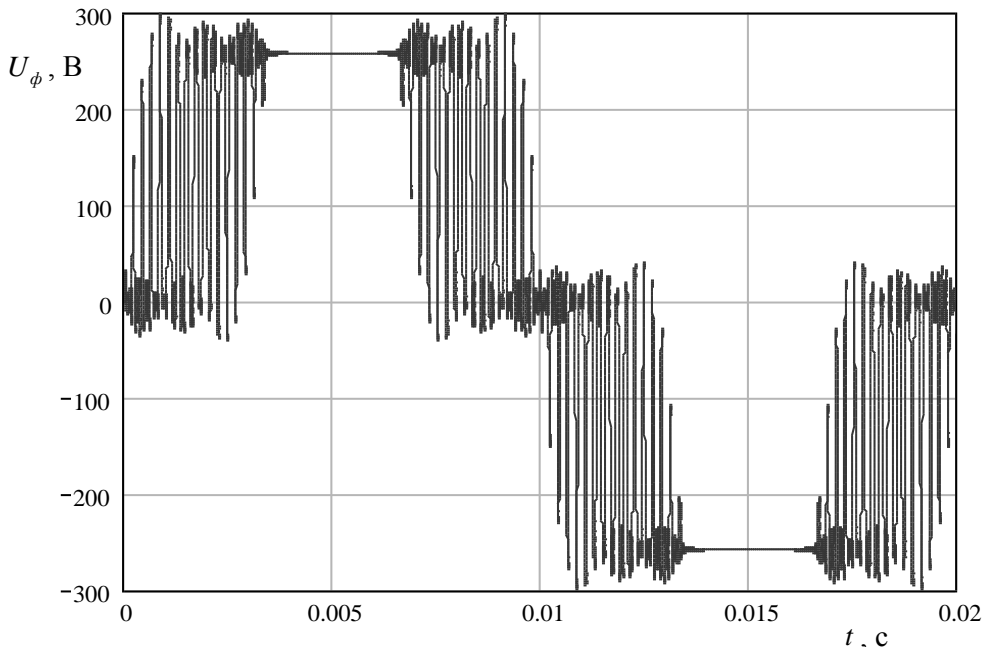


Рис. 4. Аппроксимация рядом Фурье трапецеидального фазного напряжения, формируемого широтно-импульсной модуляцией

Приведенная кривая является графическим отображением суммы из 301 члена ряда. Очевидно достаточно хорошее совпадение полученной кривой с графич-

ком, изображенным на рис. 2, поскольку также прослеживаются 16 импульсов на участках линейно изменяющегося напряжения. Амплитуда трапецидального напряжения получилась равной 257,96 В, в то время как при расчетах было принято $U_m^{tr} = 257,5$ В. Следовательно, по показателю амплитуды погрешность не превышает 0,18 %.

При увеличении частоты ШИМ в целое число $q = \frac{f_{ШИМ}}{6\nu f_{ном}}$ раз относительно 4,8 кГц нечетные коэффициенты ряда Фурье могут быть определены с помощью выражения

$$b_n = -\frac{2U_m^{tr}}{n\pi} \left\{ \cos\{n[q(2\nu+1)\theta_1]\} - \cos(nq\nu\theta_1) + \right. \\ \left. + \sum_{h=1}^{\nu-1} \sum_{j=0}^{q-1} \left\{ \cos\{n[(qh+j)\theta_1 + h\theta_2]\} - \cos[n(qh+j)\theta_1] + \right. \right. \\ \left. \left. + \cos\{n[q(2\nu+h)+j+1]\theta_1\} - \cos\{n[q(2\nu+h)+j]\theta_1 + h\theta_2\} \right\} \right\} \quad (2)$$

Формулы (1) и (2) позволяют найти действующие значения первой гармоники выходного напряжения частотного преобразователя $U_1 = b_1/\sqrt{2}$ и относительные значения коэффициентов нечетных гармоник $|b_n|/b_1$ для частот ШИМ, равных соответственно 4,8; 9,6; 14,4; 19,6 кГц при $f_1 = f_{ном} = 50$ Гц, $k = 4$, $\nu = 16$ и $U_1 = U_{1max}$ (табл. 1).

Если рассматривать частотный преобразователь как источник переменного напряжения, то есть как объект электроснабжения, например в ветроэнергетике, то интересно знать его соответствие нормам качества электроэнергии. Поэтому в табл. 1 также приведены значения суммарного коэффициента гармонических составляющих, который в соответствии с ГОСТ 32144-2013 [20] определяется по формуле

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} b_n^2}}{b_1} \times 100, \% .$$

Следует отметить, что величина действующего напряжения находилась при $U_m^{tr} = 257,5$ В, а гармоники с номерами, кратными трем, оказались равными нулю.

Данные таблицы показывают, что с увеличением частоты ШИМ действующее значение фазного напряжения незначительно повышается, приближаясь к величине, полученной расчетным путем без учета ШИМ [18]. Графики зависимостей $|b_n|/b_1$ для гармоник с номерами 5, 7, 11 и 13 (рис. 5) отражают также тенденции их изменения в функции $f_{ШИМ}$, причем увеличение частоты ШИМ приближает относительные значения высших гармоник к результатам, отраженным в [18]. Действительно, относительное значение пятой гармоники стремится к 4 %, седьмой – к 2,04 %, одиннадцатой – к 0,83 %, тринадцатой – к 0,59 % и так далее.

Зависимости величин высших гармоник фазного напряжения от частоты ШИМ при $f_1 = 50$ Гц, $k = 4$, $\nu = 16$, $U_1 = U_{1\max}$

$f_{\text{ШИМ}}$, кГц	4,8	9,6	14,4	19,2
U_1 , В	190,5	191,1	191,3	191,4
$ b_5 /b_1$, %	2,66	3,3	3,52	3,63
$ b_7 /b_1$, %	2,62	2,33	2,23	2,17
$ b_{11} /b_1$, %	0,25	0,52	0,61	0,66
$ b_{13} /b_1$, %	0,89	0,73	0,68	0,65
$ b_{17} /b_1$, %	0,02	0,15	0,2	0,23
$ b_{19} /b_1$, %	0,45	0,35	0,32	0,3
K_U , %	3,89	4,17	4,29	4,35

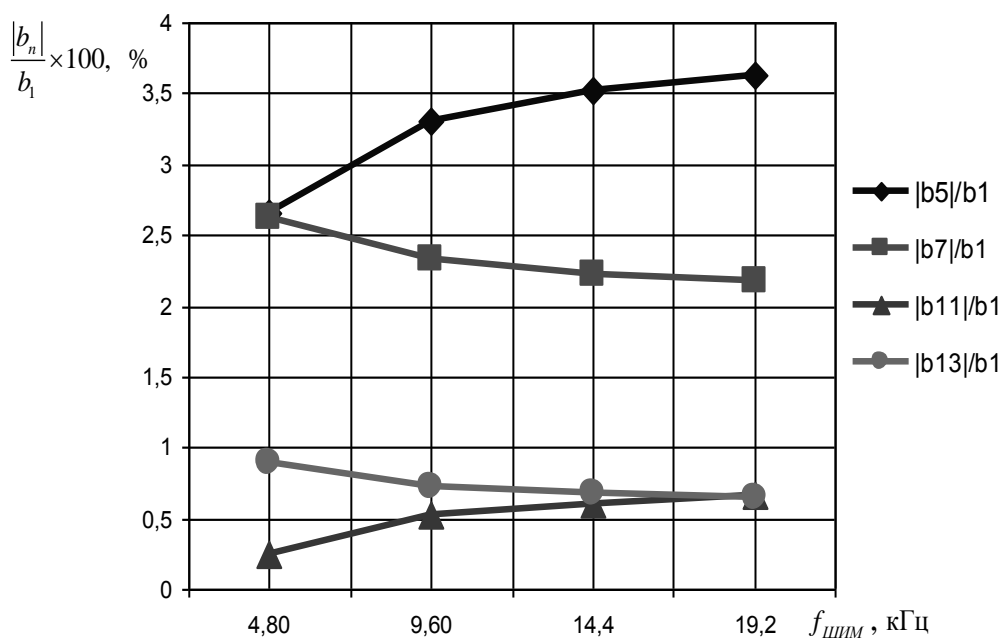


Рис. 5. Графики зависимостей относительных значений высших гармоник $|b_n|/b_1$ в функции частоты $f_{\text{ШИМ}}$

Для исследования влияния широтно-импульсной модуляции на гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя при изменении частоты первой гармоники определим коэффициенты ряда Фурье при вариации f_1 и фиксированной частоте $f_{\text{ШИМ}} = 4,8$ кГц. При этом будем полагать, что в частотном преобразователе используется линейная зависимость $U_1(f_1)$. Тогда коэффициенты b_n могут быть определены по формуле

$$\begin{aligned}
b_n = & -\frac{2U_m^{tr}}{n\pi} \left\{ \sum_{i=qv}^{q(2v+1)-1} \cos[n(i\theta_1 + \theta_3)] - \cos(i\theta_1) + \right. \\
& + \sum_{h=1}^{v-1} \sum_{j=0}^{q-1} \left\{ \cos\{n[(qh+j)\theta_1 + h\theta_2]\} - \cos[n(qh+j)\theta_1] + \right. \\
& \left. \left. + \cos\{n\{[q(2v+h)+j]\theta_1 + \theta_3\}\} - \cos\{n\{[q(2v+h)+j]\theta_1 + h\theta_2\}\} \right\} \right\}
\end{aligned} \quad (3)$$

где $\theta_3 = \frac{\theta_1 U_1}{U_{1\max}}$.

В соответствии с (3) рассчитаны относительные значения $|b_n|/b_1$ и действующее значение фазного напряжения U_1 при f_1 в 50; 25; 16,666; 12,5 Гц (табл. 2). Графики зависимостей $|b_n|/b_1$ от частоты f_1 для гармоник с номерами 5, 7, 11 и 13 приведены на рис. 6. Анализ этих графиков показывает, что уменьшение частоты основной гармоники приводит к разнонаправленному изменению относительных значений высших гармоник, приближая их к результатам, полученным без учета ШИМ.

Проведенное исследование показывает, что влияние параметра v на гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя при $v \geq 16$ незначительно.

Таблица 2

Зависимость гармонического состава фазного напряжения от частоты первой гармоники f_1 при $f_{\text{ШИМ}} = 4,8$ кГц, $k = 4$, $v = 16$

f_1 , Гц	12,5	16,666	25	50
U_1 , В	47,9	63,9	95,7	190,5
$ b_5 /b_1$, %	3,9	3,84	3,66	2,66
$ b_7 /b_1$, %	2,07	2,1	2,2	2,62
$ b_{11} /b_1$, %	0,78	0,75	0,68	0,25
$ b_{13} /b_1$, %	0,6	0,62	0,68	0,89
$ b_{17} /b_1$, %	0,3	0,29	0,25	0,02
$ b_{19} /b_1$, %	0,28	0,3	0,34	0,45
K_U , %	4,55	4,51	4,4	3,89

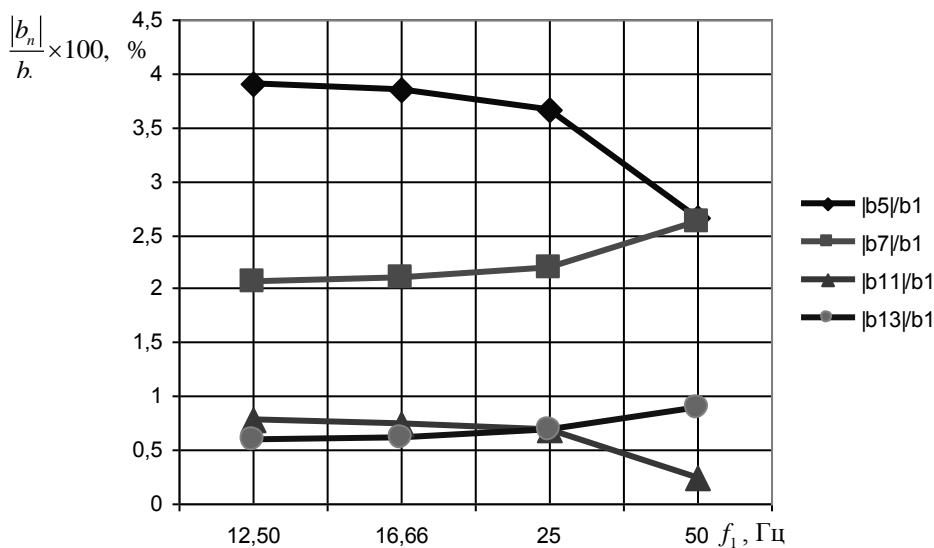


Рис. 6. Графики зависимостей относительных значений высших гармоник $|b_n|/b_1$ в функции частоты f_1

Также мало влияет на относительные значения высших гармоник разрядная сетка сигналов N_f и N_U , если минимальное количество двоичных разрядов составляет 16 (причем полагается, что старший разряд является знаковым).

Результаты, приведенные в табл. 1 и 2, убедительно показывают, что выходное напряжение частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное напряжение, вполне соответствует требованиям ГОСТ 32144-2013 даже с учетом процесса широтно-импульсной модуляции.

Однако следует обратить особое внимание на тот факт, что при частоте ШИМ 4,8 кГц исключительно большие относительные значения принимают коэффициенты ряда Фурье с номерами 95 и 97: $|b_{95}|/b_1 = 21,47\%$; $|b_{97}|/b_1 = 15,08\%$. Для частоты модуляции 9,6 кГц критическими становятся относительные значения 191-й и 193-й гармоник: $|b_{191}|/b_1 = 20,71\%$; $|b_{193}|/b_1 = 14,7\%$. При частоте $f_{ШИМ} = 14,4$ кГц обращают на себя внимание значения $|b_{287}|/b_1 = 20,46\%$; $|b_{289}|/b_1 = 14,57\%$. При частоте ШИМ 19,2 кГц относительные значения коэффициентов Фурье с номерами 383 и 385 равны $|b_{383}|/b_1 = 20,33\%$; $|b_{385}|/b_1 = 14,51\%$.

Проведенное исследование позволяет сделать заключение, что основной отрицательный эффект в выходной сигнал частотного преобразователя вносит именно широтно-импульсная модуляция, а не отличие усредненной формы напряжения от синусоиды. Действительно, давно известным фактом является негативное влияние частотного преобразователя на работу двигателя переменного тока, заключающееся в ускоренном износе традиционных подшипников качения, повышенном нагреве поверхности соединительного кабеля и собственно обмоток электродвигателя высокочастотными составляющими токов и снижении коэффициента полезного действия машины. Все эти отрицательные явления наблюдаются как в распространенных в настоящее время частотных преобразо-

вателях с векторными или синусоидальными широтно-импульсными модуляторами, так и в рассматриваемом инверторе с трапецеидальной формой фазного напряжения. Но исключительная простота трапецеидальной ШИМ в сочетании с новейшими способами построения быстродействующих электроприводов переменного тока [12–15] дает важное преимущество – вычислительные мощности микропроцессора или микроконтроллера, входящего в состав управляющего блока привода, можно направить на решение более глобальных задач, например технологических.

Наряду с простотой технической реализации частотные преобразователи с трапецеидальной формой фазного напряжения обладают более низкими коммутационными потерями, поскольку в большинстве случаев в каждый период ШИМ переключаются 3 силовых транзистора, а при максимальной амплитуде напряжения – только 2. Следует также обратить внимание на то, каким образом производится формирование фазного напряжения на статорных обмотках двигателя с помощью рассматриваемых цифровых модуляторов [16, 17]. На одном периоде ШИМ к каждой обмотке прикладывается только одна полярность напряжения из линии постоянного тока, что снижает величину пульсаций тока. К тому же алгоритм коммутации транзисторов, заложенный в эти модуляторы, предусматривает обеспечение равенства нулю потенциала на нулевой точке обмоток электродвигателя, соединенных в звезду.

Формулы (1) – (3), представленные в этой статье, получены исходя из конкретного алгоритма работы рассматриваемых цифровых модуляторов, который, по мнению авторов, претендует на некоторую оптимальность. Действительно, реализация трапецеидальной ШИМ другим способом приведет к увеличению амплитуд высших гармоник. Поэтому определение формул для нахождения коэффициентов ряда Фурье и для других типов модуляторов, например векторных, также является актуальной задачей, поскольку позволит аналитическим способом решить задачу уменьшения амплитуд высших гармоник за счет оптимизации алгоритма работы.

Выводы

1. Получены аналитические выражения, позволяющие определять амплитуды высших гармонических составляющих выходного напряжения частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение, с учетом процессов широтно-импульсной модуляции.

2. Анализ данных таблиц и графиков показывает, что гармонический состав выходного напряжения рассматриваемых частотных преобразователей как источников электроснабжения соответствует требованиям государственного стандарта.

3. Сделан вывод, что основное отрицательное влияние оказывают гармоники, сопряженные с частотой широтно-импульсной модуляции.

4. Алгоритм работы цифрового модулятора влияет на амплитуды высших гармоник в выходном напряжении частотного преобразователя.

5. Продемонстрированный подход позволяет найти формулы коэффициентов высших гармонических составляющих с учетом широтно-импульсной модуляции для частотных преобразователей с различными законами функционирования модуляторов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Анучин А.С.* Системы управления электроприводов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.
2. *Соколовский Г.Г.* Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. – М.: Академия, 2006. – 265 с.
3. *Калачев Ю.Н.* Векторное регулирование (заметки практика). – М.: ЭФО, 2013. – 63 с.
4. *Титяев Д.К., Мирошник Д.Н.* Сравнительный анализ векторной и традиционной широтно-импульсной модуляции // Автоматизация технологических объектов и процессов. – Донецк: ДонНТУ, 2004. – С. 301–306.
5. *Герасимов И.* Преимущества пространственно-векторной модуляции // Конструктор. Машиностроитель. – 2013. – № 4. – С. 24–25.
6. *Коротков А.А., Виноградов А.Б.* Новый алгоритм векторного формирования ШИМ высоковольтного преобразователя с минимизацией коммутационных потерь // Вестник ИГЭУ. – 2013. – Вып. 4. – С. 1–7.
7. *Паришин М.В., Самохвалов Д.В., Скурихин В.А.* Сравнение КПД ШИМ синхронных электроприводов // Робототехника и техническая кибернетика. – 2014. – № 4 (5). – С. 73–74.
8. *Akash S. Pabbewar, Dr. Kowsalya M.* Three Level Neutral Point Clamped Inverter using Space Vector Modulation with Proportional Resonant Controller / Energy Procedia 103 (2016). – P. 286–291.
9. *Shrivastava R.G., Daigavane M.B., Daigavane P.M.* Simulation Analysis of Three Level Diode Clamped Multilevel Inverter Fed PMSM Drive Using Carrier Based Space Vector Pulse Width Modulation (CB-SVPWM) / Procedia Computer Science 79 (2016). – P. 616–623.
10. *Mohammed T. Lazima, Muthanna J.M.* Al-khishali, Ahmed Isa. Al-Shawi. Space Vector Modulation Direct Torque Speed Control Of Induction Motor / Procedia Computer Science 5 (2011). – P. 505–512.
11. *Aida Baghbany Oskouei, Ali Reza Dehghanzadeh.* Generalized space vector controls for MLZSI / Ain Shams Engineering Journal 6 (2015). – P. 1161–1169.
12. Патент России № 2605948, МПК H02P1/04, H02P7/14, H02P7/00, H02P6/17. Следящий электропривод / А.В. Стариков, С.Л. Лисин (Россия) // Оpubл. 10.01.2017, Бюл. № 1.
13. *Starikov A.V., Ovsyannikov V.N., Dzhabasova D.N.* Analog prototype of the high response time servo drive with an asynchronous motor // 2017 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), 2017. – P. 1–4.
14. *Лисин С.Л.* Повышение быстродействия следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2012. – Вып. 4 (36). – С. 173–181.
15. Патент России № 2358382, МКИ H02P 7/06. Следящий электропривод с асинхронным электродвигателем / А.В. Стариков, С.А. Стариков (Россия) // Оpubл. 10.06.2009, Бюл. № 16.
16. Патент России № 2216850, МПК H03K7/08. Цифровой модулятор для преобразователя частоты асинхронного электродвигателя / А.В. Стариков, В.А. Стариков (Россия) // Оpubл. 20.11.2003, Бюл. № 32.
17. Патент России № 2844070, МПК H03K7/08. Цифровой модулятор для преобразования частоты / С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало, А.В. Стариков (Россия) // Оpubл. 07.02.2018, Бюл. № 4.
18. *Стариков А.В., Кузнецов В.В., Рокало Д.Ю.* Анализ гармонического состава трапецеидального фазного напряжения, формируемого частотным преобразователем // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2017. – Вып. 3 (55). – С. 75–79.
19. *Выгодский М.Я.* Справочник по высшей математике. – М.: Физматгиз, 1961. – 783 с.
20. ГОСТ 32144-2013. Нормы качества электроэнергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2014. – 16 с.

Статья поступила в редакцию 20 января 2019 г.

INFLUENCE OF THE PULSE-WIDTH MODULATION ON THE HARMONIC COMPOSITION OF THE OUTPUT VOLTAGE OF A FREQUENCY CONVERTER

A.V. Starikov, S.L. Lisin, D.Yu. Rokalo

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

Abstract. Currently developed high-speed response digital AC drives, with exceptional ease of technical implementation, which is to minimize the computational procedures. They used frequency converters with trapezoidal output phase voltage, differing in structural simplicity compared with similar devices using the vector principle of voltage generation. At the same time, switching losses in power transistors of such converters are at least 25% less than in analogues with vector modulators. The purpose of the study is to determine the influence of the pulse-width modulation processes on the harmonic composition of the output phase voltage of the frequency converter. The digital modulator which forms a trapezoidal phase voltage by means of the frequency converter on the stator windings of an induction motor is considered. Its main constructive features that can influence on the harmonic composition of the output voltage are determined. To solve of the put problem the decomposition of a piecewise constant function of the output voltage of the frequency converter in the harmonic Fourier series is applied. Analytical expressions for determining of the amplitudes of the fundamental and higher harmonics in the output signal of the frequency converter that forms a trapezoidal phase voltage, taking into account the processes of pulse-width modulation are found. The obtained formulas made it possible to determine the dependences of the higher harmonic coefficients both in the function of the pulse-width modulation frequency and in the function of the frequency of the fundamental harmonic. It is shown that even harmonics and harmonics with the numbers multiple to three are absent in the output signal of the considered frequency converter. The curves of the dependences of the relative values of the odd harmonics coefficients from frequency of pulse-width modulation and frequency of the basic harmonic are constructed. It is concluded that even with allowance of the pulse-width modulation the frequency converter forming trapezoidal phase voltage has small amplitudes of higher harmonics and corresponds to the requirements of the State Standard. Nevertheless, quantitative estimates of the negative effect of the pulse-width modulation process on the output signal of the frequency converter are obtained.

Keywords: vector control, scalar control, frequency converter, power transistors, phase voltage, harmonic composition, pulse-width modulation.

REFERENCES

1. Anuchin A.S. Control systems of electric drives, Moscow: Publishing house MEI, 2015, 373 p.
2. Sokolovsky G.G. AC Drives with Frequency Control, Moscow: Academiya, 2006, 265 p.
3. Kalachev Yu.N. Vector regulation (practice notes), Moscow: Company "EFO", 2013, 63 p.
4. Tityaev D.K., Miroshnik D.N. Comparative analysis of vector and traditional pulse-width modulation // Automation of technological objects and processes, Donetsk: DonNTU, 2004, pp. 301–306.
5. Gerasimov I. Advantages of Spatial Vector Modulation // Constructor. Machine builder, vol. 4, 2013, pp. 24–25.
6. Korotkov A.A., Vinogradov A.B. A new algorithm for the formation of the PWM high-voltage converter with minimizing switching losses / Bulletin IGEU, vol. 4, 2013, pp. 1–7.

Alexander V. Starikov (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Sergey L. Lisin (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.
Daniil Yu. Rokalo, Postgraduate Student.

7. *Parsin M.V., Samokhvalov D.V., Ckurikhin V.A.* Comparison of PWM efficiency of synchronous electric drives // Robotics and technical cybernetics 4 (5), 2014, pp. 73–74.
8. *Akash S. Pabbewar, Dr. Kowsalya M.* Three Level Neutral Point Clamped Inverter using Space Vector Modulation with Proportional Resonant Controller / Energy Procedia 103 (2016), pp. 286–291.
9. *Shriwastava R.G., Daigavaneb M.B., Daigavane P.M.* Simulation Analysis of Three Level Diode Clamped Multilevel Inverter Fed PMSM Drive Using Carrier Based Space Vector Pulse Width Modulation (CB-SVPWM) / Procedia Computer Science 79 (2016), pp. 616–623.
10. *Mohammed T. Lazima, Muthanna J.M.* Al-khishali, Ahmed Isa. Al-Shawi, Space Vector Modulation Direct Torque Speed Control Of Induction Motor / Procedia Computer Science 5 (2011), pp. 505–512.
11. *Aida Baghbany Oskouei, Ali Reza Dehghanzadeh.* Generalized space vector controls for MLZSI / Ain Shams Engineering Journal 6 (2015), pp. 1161–1169.
12. *Starikov A.V., Lisin S.L.* “Servo drive”, Patent of Russia No. 2605948, Date of publication: 10.01.2017, Bull. No 1.
13. *Starikov A.V., Ovsyannikov V.N., Dzhabasova D.N.* Analog prototype of the high response time servo drive with an asynchronous motor / 2017 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), 2017, pp. 1–4.
14. *Jlucun S.L.* Increasing of Speed Response of the Servo Drive with the Synchronous Motor / Bulletin of the Samara State Technical University. Series «Engineering Science», vol. 4 (36), 2012, pp. 173–181.
15. *Starikov A.V., Starikov S.A.* “Servo drive with an asynchronous motor”, Patent of Russia No. 2358382, Date of publication: 10.06.2009, Bull. No 16.
16. *Starikov A.V., Starikov V.A.* “Digital modulator for frequency converter of asynchronous motor”, Patent of Russia No. 2216850, Date of publication: 20.11.2003, Bull. No 32.
17. *Lisin S.L., Rokalo D.Yu., Starikov A.V.* “Digital modulator for frequency conversion”, Patent of Russia No. 2844070, Date of publication: 07.02.2018, Bull. No 4.
18. *Starikov A.V., Kuznetsov V.V., Rokalo D.Yu.* Analysis of the harmonic composition of the trapezoidal phase voltage generated by the frequency converter, Bulletin of Samara State Technical University, Series: Engineering, vol. 3 (55), 2017, pp. 75–79.
19. *Vygodsky M.Ya.* Reference book on higher mathematics, Moscow: Fizmatgiz, 1961, 783 p. State Standard 32144–2013, Norms of power quality in general-purpose power supply systems, Moscow: Standardinform, 2014, 16 p.

ПРАВИЛА ДЛЯ АВТОРОВ

Представленная в журнал работа **должна обязательно содержать новые научные результаты**, нигде ранее не публиковавшиеся и не представленные к публикации в других изданиях.

В приоритетном порядке рассматриваются материалы докторских и кандидатских диссертаций.

Требования к оформлению статей находятся на сайте университета

<http://vestnik-teh.samgtu.ru>

К статье прилагаются:

- экспертное заключение;
- авторская справка;
- лицензионный договор передачи авторского права на публикацию;
- направление от организации (если авторы не работают в СамГТУ).

Статьи, не удовлетворяющие указанным правилам оформления, будут возвращены авторам без рассмотрения.

Статьи можно передать ответственному секретарю серии «Технические науки» И.Г. Минаковой (443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244. СамГТУ. Корп. 8, комн. 519).

Справки по телефонам:

337 07 00 – Эдгар Яковлевич Рапопорт

337 03 42 – Ирина Григорьевна Минакова

E-mail: vest_teh@samgtu.ru

Редколлегия журнала