

## К вопросу системного проектирования электротехнического комплекса «переменная скорость—постоянная частота»

МЫЦЫК Г.С., МБЕ МИН ТАНТ

*С позиции идеального системного проектирования (ИСП) с определенными допущениями исследуются характеристики современной машинно-электронной генерирующей системы МЭГС-2 класса «переменная скорость – постоянная частота (ПСПЧ), выполненной на базе синхронного генератора с магнитоэлектрическим возбуждением (МЭГ), трехфазного малоискажающего (активного) выпрямителя (ТМИВ) и трехфазного инвертора напряжения (ТИН), работающего параллельно с промышленной сетью. Задача решается на конкретном примере применения МЭГС-2 в ветро-электроэнергетике. При исследовании используется известное упрощенное модельное описание параметрических взаимосвязей в трехфазном малоискажающем выпрямителе и трехфазном инверторе напряжения, основанное на методе основной гармоники; показана его высокая адекватность реальным процессам. Информационно-методическое обеспечение, предназначенное для идеального системного проектирования МЭГС-2, получено на основе имитационного компьютерного моделирования. Приведены подлежащие решению задачи, связанные с управлением такой системой.*

*Ключевые слова: генератор с магнитоэлектрическим возбуждением, трехфазный активный выпрямитель, трехфазный инвертор напряжения, параллельная работа с сетью, алгоритмы управления, идеальное системное проектирование (ИСП), информационно-методическое обеспечение ИСП*

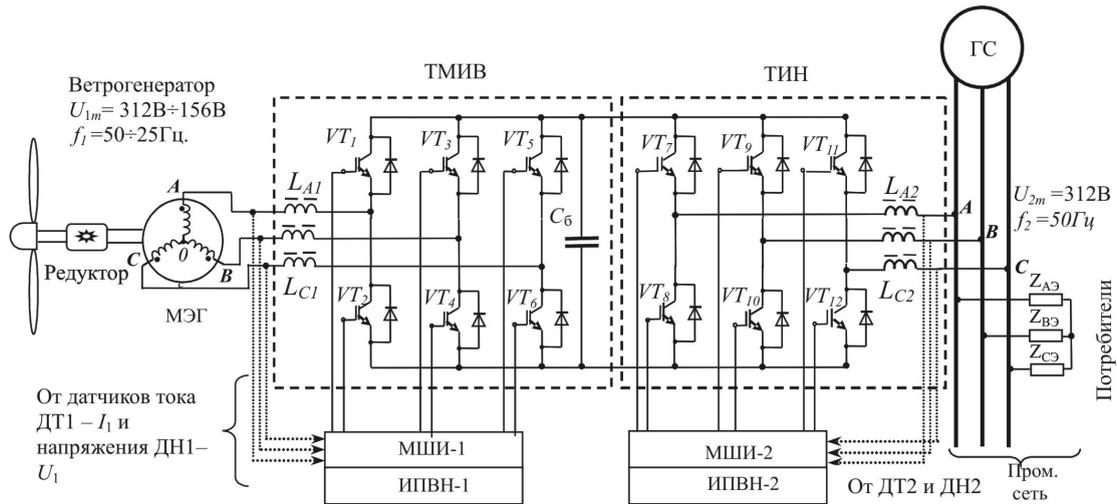
Одним из современных направлений совершенствования электротехнических комплексов (ЭТК) автономных объектов является системный подход к их проектированию. В [1] предлагается обратить особое внимание на не выявленные ещё возможности этого направления путем введения дополнительного термина «идеальное системное проектирование (ИСП)». При этом на примере ЭТК «переменная скорость – постоянная частота (ПСПЧ)» авиационного применения раскрываются его содержание и особенности, которые требуют дополнительных поисковых исследований. Конечный результат, который должен быть получен при таком подходе, обозначен как информационно-методическое обеспечение (ИМО), необходимое для практической реализации этого направления.

**О характеристике исследуемого объекта.** В статье на примере ЭТК типа ПСПЧ конкретного применения (в малой энергетике, рис. 1) с определенными допущениями решается комплекс задач по созданию для него ИМО. С учетом возможного многообразия вариантов практической реализации система такого класса в [1] обобщенно обозначена как машинно-электронная генерирующая система (МЭГС-2). Отличительной особенностью рассматриваемого здесь её варианта (по рис. 1) является использование в качестве выпрямительного блока (ВБ) активного, иначе четырехквadrантного, преобразователя (ЧКП). Его преимущество перед тра-

диционными (пассивными) выпрямителями в том, что, выполняя свою основную (имманентную) функцию выпрямления переменного напряжения, он одновременно может эффективно решать задачу электромагнитной совместимости (ЭМС) генератора (МЭГ) с нагрузкой постоянного тока, которой здесь является ТИН.

Благодаря физическим свойствам ЧКП ток, потребляемый от МЭГ, может иметь малые искажения, т.е. по форме быть близким к синусоиде [2, 3]. Вместе с тем уменьшаются и пульсации выпрямленного напряжения. Именно это свойство отражает такое альтернативное обозначение ЧКП, как «малоискажающий трехфазный выпрямитель – ТМИВ» [6]. Заметим, что примерно такой же эффект может быть получен и другим (традиционным) путем – увеличением числа фаз МЭГ и соответствующим усложнением ВБ. Такое направление синтеза характеризуется использованием многоканального принципа преобразования (МКП) [4–6].

Целесообразность и эффективность применения МКП возрастает с увеличением уровня преобразуемой мощности [4, 5]. При этом в качестве ВБ могут использоваться как активные, так и пассивные выпрямители. Наиболее целесообразное направление синтеза должно выбираться при конкретно поставленном техническом задании (ТЗ) и заданных критериях проектирования. Из соображений систематизации заметим, что подсистема МЭГ



**Рис. 1.** Упрощенная структурно-функциональная схема ветроэлектросиловой установки (ВЭСУ) на основе синхронного генератора с магнитоэлектрическим возбуждением (МЭГ) и преобразователя частоты со звеном постоянного тока (ПЧЗПТ) в виде трехфазного малоискажающего выпрямителя (ТМИВ) и трехфазного инвертора напряжения (ТИИ) с ШИМ выходного напряжения:  $L_{A1} \div L_{C1}$ ;  $L_{A2} \div L_{C2}$  – сопрягающие дроссели ТМИВ и ТИИ соответственно;  $C_6$  – буферный конденсатор; МШИ-1, МШИ-2 – модуляторы ширины импульсов; ИПВН-1, ИПВН-2 – источники питания внутренних нужд для ТМИВ и ТИИ; ГС – генерирующая сеть

совместно с ВБ в общепринятой терминологии обозначается как «вентильный генератор». Более обобщенно и с учетом развития в [1] она обозначена как МЭГС-1.

**Формулировка в общем виде решаемых при ИСП задач.** «Идеальное» системное проектирование предполагает исчерпывающее знание свойств и характеристик всех звеньев ЭТК и грамотное согласование их друг с другом. Укрупненно в данном случае в ЭТК их три: МЭГ, ТМИВ и ТИИ. Из них наименее изученным для реализации ИСП является ТМИВ. Для проектирования любого ЭТК необходимо знать взаимосвязи параметров всех элементов и узлов с параметрами управления. Таковыми для ТМИВ являются: действующие значения его входных фазных напряжений  $U_{1j}$  и токов  $I_{1j}$  (где  $j = A, B, C$  – фазовый индекс); спектральный состав и действующее значение выпрямленного напряжения  $u_d(t)$ , постоянные составляющие выпрямленного напряжения и тока  $U_{d0}, I_{d0}$ ; значения сопрягающих индуктивностей  $L_{1j}$ ; значение ёмкости буферного конденсатора  $C_6$ ; тактовая частота ШИМ  $f_T$ ; параметры управления:  $\mu_1$  – глубина модуляции (параметр регулирования уровня противоЭДС ТМИВ);  $\theta_1$  – угол нагрузки, характеризующий фазовое положение противоЭДС ТМИВ относительно сетевого напряжения (т.е. его режим работы).

Точное решение задачи определения всех необходимых параметрических взаимосвязей в ТМИВ представляет собой непростую проблему. В упрощенном варианте методом основной гармоники она решена в [3, 4]. Векторные диаграммы, положенные в основу используемого в указанных рабо-

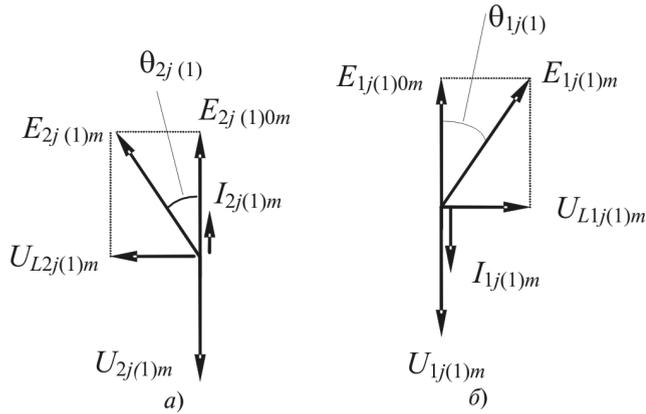
тах модельного описания двух режимов ЧКП, представлены на рис. 2.

В данной работе поставленная задача применительно к ЭТК (рис. 1) решается численными методами на основе использования полученного в [3, 4] модельного описания параметрических взаимосвязей с использованием возможностей имитационного компьютерного моделирования (ИКМ).

**Последовательность решения поставленной задачи.** 1. Алгоритм решения задачи ИСП в данном случае начинается с формулировки ТЗ на ветроэлектросиловую установку (ВЭСУ). Основными исходными данными на этом этапе являются лишь два параметра: отдаваемая максимальная мощность МЭГ ( $P_{\text{МЭГ}}$ ) и диапазон изменения частоты его напряжения  $f_{\text{min}}$  и  $f_{\text{max}}$  (соответствующий диапазон изменения частоты вращения его вала). В качестве примера зададимся значениями этих параметров:  $P_{\text{МЭГ}} = 9 \text{кВА}$ ,  $f_{\text{min}} = 25 \text{Гц}$ ,  $f_{\text{max}} = 50 \text{Гц}$ . Кратность изменения напряжения МЭГ, следовательно, будет равна  $K_{U1} = U_{1\text{max}} / U_{1\text{min}} = 2$ . Численные значения напряжений МЭГ будут найдены после определения соответствующих взаимосвязей в ТИИ.

2. Для определения параметрических взаимосвязей в ТИИ, работающего в режиме отдачи активной мощности в промышленную сеть (в режиме РПС), зададимся следующими исходными данными: фазным амплитудным напряжением сети  $U_{2(1)m} = 312\text{В}$  с частотой  $f_2 = 50 \text{Гц}$ , действующим значением отдаваемой ТИИ в сеть активной мощности (по основной гармонике)  $P_{2(1)} = 9 \text{кВт}$ .

3. Далее задача заключается в определении максимального значения противоЭДС ТИИ, обеспечи-



**Рис. 2.** Векторные диаграммы, поясняющие процессы в ЧКП (по основной гармонике) в двух режимах (для МЭГС-2 по рис. 1): *a* – в режиме РПС (параллельной работы ТИН с сетью):  $U_{2j(1)m}$  – фазное напряжение промышленной сети;  $E_{2j(1)0m}$  – противоЭДС ТИН на холостом ходу ( $I_{2j(1)m} = 0$ );  $E_{2j(1)m}$  – противоЭДС в режиме отдачи в сеть чисто активного тока  $i_{2j}(t)$ ;  $I_{2j(1)m}$  – основная гармоника отдаваемого в сеть тока;  $\theta_{2j(1)}$  – угол нагрузки;  $U_{L2j(1)m}$  – падение напряжения на дросселе индуктивности  $L_{2j}$ ; *b* – в режиме ТМИВ (при питании его от МЭГ):  $U_{1j(1)m}$  – фазное напряжение МЭГ;  $E_{1j(1)0m}$  – противоЭДС ТМИВ на холостом ходу (при  $I_{1j(1)m} = 0$ );  $E_{1j(1)m}$  – противоЭДС в режиме потребления от МЭГ только активного тока  $i_{1j}(t)$ ;  $I_{1j(1)m}$  – основная гармоника потребляемого тока;  $\theta_{1j(1)}$  – фазовый угол, характеризующий уровень потребляемого тока  $I_{j1(1)m}$ ;  $U_{L1j(1)m}$  – падение напряжения на сопрягающем дросселе индуктивности  $L_{j1}$

вающего отдачу в сеть мощности  $P_{2(1)} = 9$  кВт, и соответствующего ей напряжения питания ТИН  $U_{d0}$ . Решение базируется на использовании параметрических взаимосвязей, полученных в [3, 4].

3.1. Определяем действующее и амплитудное значения мощности, отдаваемой в сеть одной фазой ТИН:

$$P_{2j(1)} = U_{2j(1)} I = 3 \text{ кВт}; \quad (1)$$

$$P_{2(1)m} = \sqrt{2} U_{2(1)} \sqrt{2} I_{2(1)} = 2 P_{2(1)} = 6 \text{ кВт} = \\ = U_{2(1)m} I_{2(1)m}. \quad (2)$$

Из (2) следует:

$$I_{2j(1)m} = \frac{2 P_{2j(1)}}{U_{2j(1)m}} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 10^3}{312} = 19,23 \text{ А}; \quad (3)$$

$$R_{2j} = \frac{U_{2j(1)m}}{I_{2j(1)m}} = \frac{312}{19,23} = 16,22 \text{ Ом}, \quad (4)$$

где  $R_{2j}$  – эквивалентное фазное активное сопротивление той части потребителей, подключенных к промышленной сети, которую берет на себя ТИН.

3.2. Как показал анализ, от значения индуктивности  $L_{2j}$  зависят значения параметров управления  $\mu_2$ ,  $\theta_{2(1)}$ , а следовательно, и значения параметров  $E_{2j(1)m}$  и  $U_{d0}$ . Качественно закономерность здесь следующая: если значение  $L_{2j}$  невелико, то масса дросселя будет относительно небольшой, но

искажения выходного тока ТИН  $i_{2j}(t)$  могут быть неприемлемо большими; если же  $L_{2j}$  велико, то масса дросселя будет относительно большой, а искажения тока  $i_{2j}(t)$  могут быть необоснованно малы. В свою очередь, как показало ИКМ, при фиксированном значении  $L_{2j}$  искажения тока  $i_{2j}(t)$  зависят ещё и от тактовой частоты  $f_T$ : чем она больше, тем искажения тока меньше (рис. 3).

Таким образом, число возможных значений параметра  $L_{2j}$  достаточно велико, однако среди них имеются рациональные, которые наиболее полно отвечают поставленным критериям проектирования. Обоснованный выбор оптимального значения  $L_{2j}$  представляет собой отдельную задачу, требующую решения. На данном этапе после нескольких итераций в качестве нехудшего решения примем значение  $L_{2j} = 22$  мГн и получим значение индуктивного сопротивления дросселя:

$$X_{L2j} = 2\pi f_2 L_{2j} = 6,924 \text{ Ом}. \quad (5)$$

Далее на основе векторной диаграммы рис. 2, *a* находим:

угол нагрузки

$$\theta_{2j(1)} = \arctg\left(\frac{X_{L2j}}{R_{2j}}\right) = \arctg\left(\frac{6,924}{16,22}\right) = 23,12^\circ; \quad (6)$$

напряжение источника питания

$$E_{\Pi} = U_{d0} = \frac{2U_{2j(1)m}}{\mu_2 \cos \theta_{2j(1)}} \approx 680 \text{ В}; \quad (7)$$

постоянную составляющую потребляемого ТИН тока

$$I_{d0} = \frac{3}{4} \mu_2 \frac{U_{2j(1)m}}{X_{L2j(1)}} \sin \theta_{2j(1)} = 13,27 \text{ А}. \quad (8)$$

3.3. Последовательно определяем:

падение напряжения на сопрягающей индуктивности (иначе, на индуктивности дросселя фильтра) от основной гармонике тока  $I_{2j(1)m}$

$$U_{L2j(1)m} = X_{L2j(1)} I_{2j(1)m} = 133,15 \text{ В}; \quad (9)$$

основную (первую) гармонику противоЭДС ТИН

$$E_{2j(1)m} = U_{2j(1)m} \frac{1}{\cos \theta_{2j(1)}} = 339,25 \text{ В}. \quad (10)$$

3.4. Проверим полученный результат (10), используя другую известную взаимосвязь, в соответствии с которой при  $\mu_2 = 1$  и значении параметра  $\xi = f_T / f_2 > 25 \div 30$  справедливо следующее известное соотношение [3, 4]:

$$E_{2j(1)m} = U_{d0} / 2. \quad (11)$$

Используя (11) и ранее полученный результат (7), получаем подтверждение правомерности выполненных расчетов:

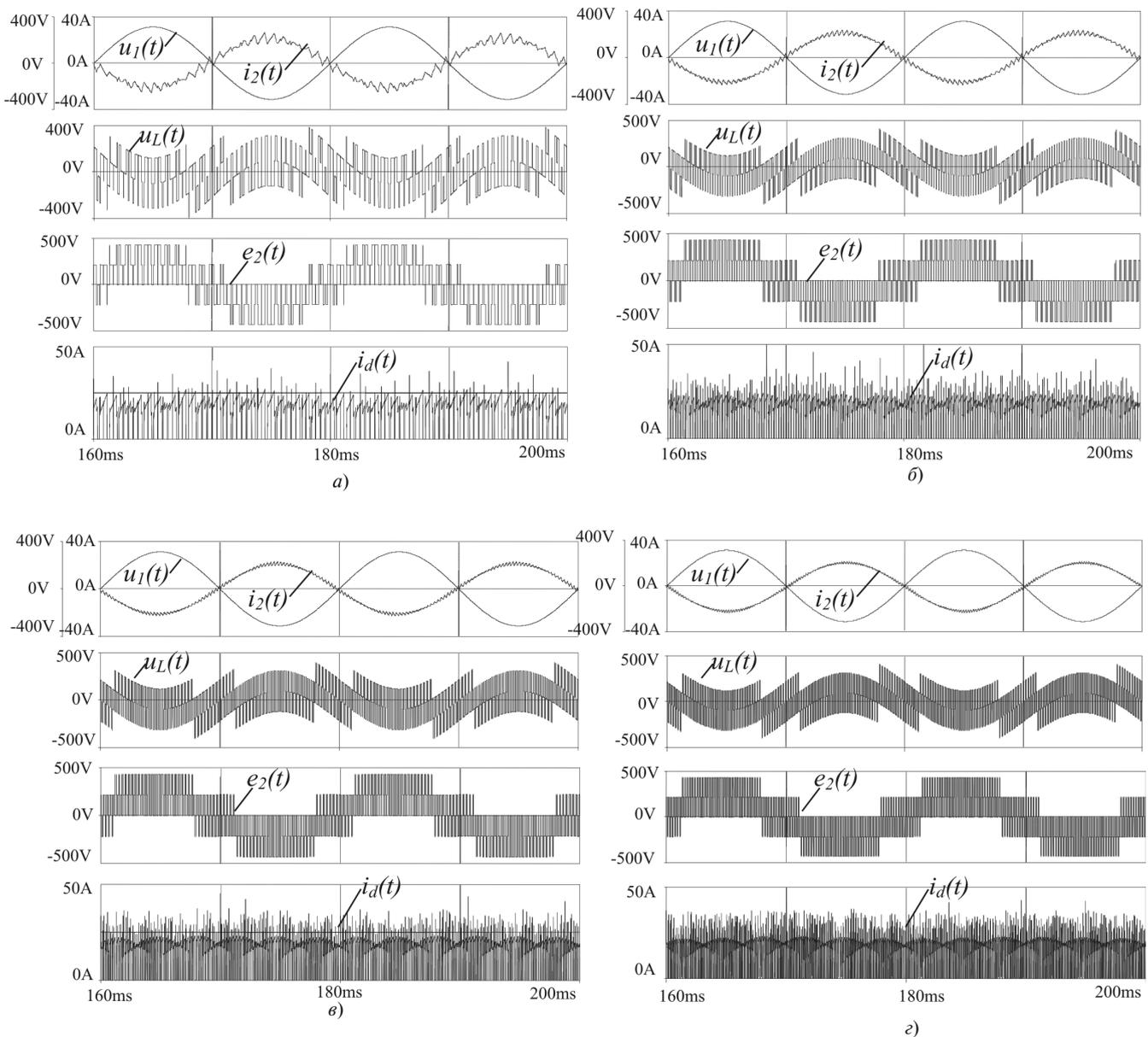
$$E_{2j(1)m} = 678,39 / 2 \approx 340 \text{ В}. \quad (11a)$$

Принятые на осциллограммах рис. 3 обозначения:  $u_1(t)$  – сетевое фазное напряжение;  $i_2(t)$  – ток, отдаваемый ТИН в сеть;  $u_L(t)$  – напряжение на сопрягающем дросселе;  $e_2(t)$  – противоЭДС ТИН;  $i_d(t)$  – потребляемый ТИН ток.

*Примечание 1. Приведенные результаты получены при следующих допущениях: конденсатор и дроссели индуктивности приняты идеальными – без потерь, нелинейность*

*магнитопроводов дросселей не учитывается, характеристики ключевых элементов ТИН приняты близкими к идеальным, паразитные индуктивности не учтены.*

При принятых допущениях проверка полученных результатов на адекватность проектному замыслу проведена на основе имитационного компьютерного моделирования (ИКМ). При этом было снято допущение об идеальности ключевых элементов ТИН. В качестве таковых использованы модели транзистора IRGPC50F и диода HFA25TB60. Одновременно на основе ИКМ исследовалось влияние тактовой частоты ТИН на искажения тока  $i_{2j}(t)$ , отдаваемого в сеть. Искажения определялись по коэффициенту гармоник тока  $K_{Г(i_2)} = f(f_T)$ . Результаты исследования представлены на осциллограммах рис. 3, в табл. 1 и на рис. 4.



**Рис. 3.** Осциллограммы, поясняющие рабочие процессы в ТИН в режиме РПС при  $P_2 = 9$  кВт;  $U_{2(1)m} = 312$  В;  $f_2 = 50$  Гц;  $\mu_2 = 1$ ;  $\theta_{2(1)} = 23,12^\circ$ ;  $L_2 = 22$  мГн;  $E_{П} = 680$  В: *а* –  $f_T = 1200$  Гц;  $K_{Г(i_2)} = 13,63\%$ ; *б* –  $f_T = 2400$  Гц;  $K_{Г(i_2)} = 6,62\%$ ; *в* –  $f_T = 3600$  Гц;  $K_{Г(i_2)} = 4,19\%$ ;  $K_{Г(i_2)} = 3,16\%$

Таблица 1

Результаты исследования ТИН в МЭГС-2 по рис. 1 в диапазоне изменения тактовой частоты ШИМ  $f_T = (900 \div 6000)$  Гц:  $P_{2(1)} = 9$  кВт;  $U_{2m} = 312$  В;  $f_2 = 50$  Гц;  $\mu_2 = 1$ ;  $\theta_{2(1)} = 23,12^\circ$ ;

$L_{2j} = 22$  мГн;  $E_{п} = 680$  В,  $\varphi_{1(1)} \approx 0$

Параметры	Значение					
	900	1200	2400	3600	4800	6000
Тактовая частота $f_T$ , Гц	900	1200	2400	3600	4800	6000
Коэффициент гармоник генерируемого в сеть тока $K_{r(i_2)}$ , %	18,38	13,63	6,62	4,19	3,16	0,44
Потери в одном транзисторе $\Delta P_{VT}$ , Вт	9,05	9,97	12,7	14,8	17,02	19,85
Потери в одном диоде $\Delta P_{VD}$ , Вт	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2
Потери в одном ключевом элементе (КЭ=VT+VD) $\Delta P_{КЭ}$ , Вт	10,25	11,17	13,9	16	18,22	21,05
Суммарные потери во всех шести КЭ $\Delta P_{\Sigma КЭ}$ , Вт	61,5	67,02	83,4	96	109,32	126,3

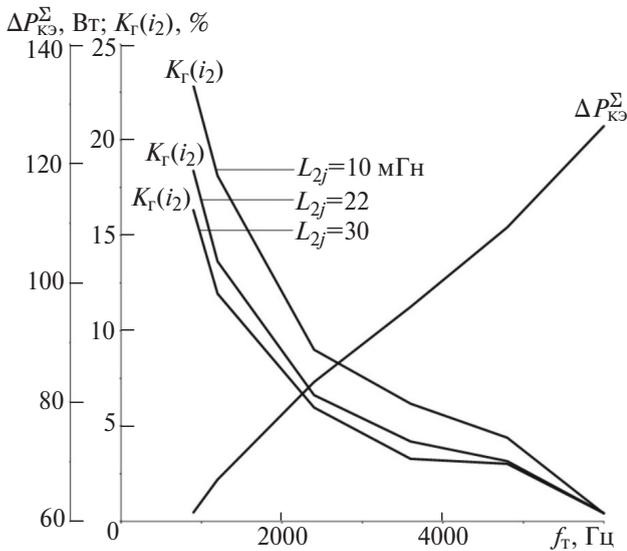


Рис. 4. Влияние тактовой частоты  $f_T$  ШИМ ТИН на коэффициент гармоник его выходного тока  $K_{r(i_2)}$  и на суммарные потери в шести КЭ  $\Delta P_{\Sigma КЭ}$  (Вт) при исходных данных:  $P_{2(1)} = 9$  кВт;  $U_{2(1)m} = 312$  В;  $f_2 = 50$  Гц;  $\mu_2 = 1$ ;  $\theta_{2(1)} = 23,12^\circ$ ;  $E_{п} = 680$  В

лать выводы: с увеличением  $L_{2j}$  требуется увеличивать угол  $\theta_{2(1)}$ , в результате растет напряжение питания  $E_{п}$ ; с увеличением выходной мощности ТИН (т.е. с увеличением тока нагрузки) требуемое значение  $L_{2j}$  уменьшается.

Таблица 2

Расчетное значение угла  $\theta_{2(1)}$  в функции индуктивности  $L_{2j}$  ТИН при  $U_{2m} = 312$  В;  $f_2 = 50$  Гц;  $P_{2(1)} = 9$  кВт;  $\mu_2 = 1$ ;  $f_T = 3600$  Гц

$L_{2j}$ , мГн	$\theta_{2(1)}$ , град.	$E_{п}$ , В	$K_{r(i_2)}$ , %
4,5	5	626	11,04
9,1	10	633	7,55
13,8	15	646	6,41
18,8	20	664	5,84
24	25	688	4,01
29,8	30	720	3,24

Таблица 3

Расчетное значение индуктивности  $L_{2j}$  при изменении мощности ТИН в режиме РПС при  $U_{2(1)m} = 312$  В;  $f_2 = 50$  Гц;  $\mu_2 = 1$ ;  $\theta_{2(1)} = 23,12^\circ$ ;  $E_{п} = 680$  В;  $f_T = 3600$  Гц;  $K_{r(i_2)} = 4,19\% = \text{const}$

$P_{2(1)}$ , кВт	$L_{2j}$ , мГн
1,5	132,3
3	66,3
4,5	44,2
6	33,2
9	22
15	13,2
30	6,6

Примечание 2. При принятых допущениях правомерность результатов теоретического расчета можно проверить на удовлетворение их критерию энергетического баланса:

$$P_{d0} = 3P_{2(1)}; \tag{12}$$

$$U_{d0} I_{d0} = 3U_{2(1)} I_{2(1)}. \tag{13}$$

Используя вышеприведенные значения этих параметров, с учетом (4), (7), (8) получаем:

$$678,39 \cdot 13,27 = 3 \frac{312}{\sqrt{2}} \frac{19,23}{\sqrt{2}}; \tag{13a}$$

$$9002,24 \text{ Вт} \approx 8999,64 \text{ Вт}. \tag{13б}$$

Вывод: условие энергетического баланса выполняется с точностью до сотых долей процента, следовательно, расчеты выполнены верно.

Ниже для некоторых режимов представлены результаты экспериментов, из которых можно сде-

**Расчет параметров МИТВ для МЭГС-2.** Исходные данные для ТМИВ: диапазон изменения фазного напряжения МЭГ  $U_{1j(1)m} = (156 \div 312)$  В соответственно с частотой  $f_1 = 25 \div 50$  Гц и постоянная составляющая выходного напряжения  $U_{d0} = 680$  В при мощности  $P_{d0} = 9$  кВт.

*Примечание 3. На этапе макро моделирования, каким является настоящее исследование, оправданной является идеализация МЭГ – его фазные напряжения представлены фактически идеальными независимыми источниками напряжения: нелинейность магнитопровода, индуктивности рассеяния, взаимная индуктивность фаз, реакция якоря и потери всех видов не учитываются. Снятие этих допущений – задача следующего этапа параметрической оптимизации МЭГС-2.*

Основная решаемая здесь задача заключается в проверке реализуемости заданной функциональной характеристики МЭГС-2 такого типа (на базе ТМИВ), которая заключается, в частности, в стабилизации заданного уровня напряжения  $U_{d0}$  при изменении входного напряжения ТМИВ с кратностью 2 при  $\cos \varphi_{1(1)} = 1$ , т.е. с потреблением от МЭГ только активного тока и выполнении требований к искажениям этого тока. В нижепредставленных расчетах используется ИМО, полученное в [2, 3].

**Алгоритм расчета характеристик ТМИВ.** Взаимосвязь всех используемых в модельном описании параметров ( $\mu_1, \theta_{1j(1)}, L_{1j}, U_{d0}^*, R_{d0}$ ) ЧКП в режиме ТМИВ значительно сложнее, чем в ТИН в режиме РПС. В частности, его характеристика «вход–выход» по силовому тракту нелинейная. Исследование здесь, как и ранее, проводится численными методами на основе ИКМ. Использование полученного в [2, 3] модельного описания требуемых при ИСП взаимосвязей позволяет существенно сократить число вариативных численных экспериментов и найти лучшее решение значительно быстрее.

1. Получим относительное значение уже заданного напряжения  $U_{d0} = 680$  В в долях от фазного напряжения МЭГ  $U_{1m}$ :

$$U_{d0}^* = \frac{U_{d0}}{U_{1m}} = \frac{680}{312} = 2,18. \quad (14)$$

2. Заметим, что значение индуктивности дросселя  $L_{1j}$  должно определяться при максимальном значении входного напряжения  $U_{1\max m} = 312$  В, так как именно в этом случае к дросселю прикладывается наибольшее напряжение. При выбранном типоразмере магнитопровода им определяется число витков его обмотки, а сечение её провода определяется максимальным значением тока, которое имеет место при минимальном значении входного напряжения  $U_{1\min m} = 156$  В.

3. В этом режиме в качестве отправного параметра (иначе, вектора начальных приближений) удобнее задаться не значением индуктивности  $L_{1j}$  (как в случае с ТИН), а значением угла нагрузки  $\theta_{1(1)}$  (рис. 2,б). После нескольких итераций найдём его требуемое значение  $\theta_{1(1)} = 5^\circ$ . Затем согласно [2, 3] определим глубину модуляции  $\mu_1$  в функции параметров  $U_{d0}^*$ :

$$\mu_1 = \frac{2}{U_{d0}^* \cos \theta_{1(1)}} = 0,92. \quad (15)$$

4. Используя также известную из [2, 3] взаимосвязь, определяем относительное значение индуктивного сопротивления дросселя  $X_{L1j}^*$ , а затем и значение его индуктивности:

$$U_{d0}^* = \sqrt{\frac{3 \operatorname{tg} \theta_{1(1)}}{2 X_{L1j}^*}}; \quad (16)$$

$$X_{L1j}^* = \frac{X_{L1j}}{R_{d0}} = \frac{3 \operatorname{tg} \theta_{1(1)}}{2 (U_{d0}^*)^2} = 0,0276 \text{ Ом}. \quad (16a)$$

5. Находим сопротивление нагрузки на выходе ТМИВ (по постоянной составляющей):

$$R_{d0} = \frac{(U_{d0})^2}{P_{d0}} \approx 50 \text{ Ом}. \quad (17)$$

6. Используя (16a) и (17), получаем значение индуктивного сопротивления дросселя и его индуктивность:

$$X_{L1j} = X_{L1j}^* R_{d0} = 1,38 \text{ Ом}; \quad (18)$$

$$L_{1j} = \frac{X_{L1j}}{2\pi f_1} = 4,39 \text{ мГн}. \quad (19)$$

7. Проверяем результаты подстановкой полученных значений параметров в известную из [2, 3] модель:

$$U_{d0}^* = \frac{3\mu_1}{4X_{L1j}^*} \sqrt{\frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{16X_{L1j}^*}{3\mu_1^2} \right)^2} \right]} = 2,18. \quad (20)$$

**Вывод:** при принятых допущениях совпадение значений из (14), (20) полное, следовательно, используемые модели параметрических взаимосвязей и выполненные на их базе расчеты верны и задача определения значений параметров МИТВ, необходимых для проведения его ИКМ, решена.

Таблица 4

Результаты ИКМ рабочих процессов в ТМИВ, полученные на основе ИКМ при  $P_{d0} \approx 9$  кВт;

$$L_{1j} = 4,39 \text{ мГн}; C_6 = 100 \text{ мкФ}; R_{d0} = 50 \text{ Ом}; f_T = 3600 \text{ Гц}, \varphi_{I(1)} \approx 0$$

Напряжение сети $U_{1m}$ , В	156	188	220	251	282	312
Частота сети, Гц	25	30	35	40	45	50
Глубина модуляции $\mu_1$	0,47	0,559	0,652	0,743	0,833	0,92
Угол $\theta_{I(1)}$ , град.	9,92	8,232	7,027	6,176	5,509	5
Постоянная составляющая выходного напряжения $U_{d0}$ , В, и (тока $I_{d0}$ , А)	660 (13,22)	667 (13,29)	669 (13,34)	670 (13,35)	672 (13,41)	673 (13,48)
Ток через дроссель (или потребляемый из сети ток) $I_{L(1)m}$ , А	38,6	32,13	27,92	24,73	21,75	19,7
Падение напряжения на дросселе $U_{L(1)m}$ , В	26,62	26,54	26,97	27,00	26,51	26,96
ПротивоЭДС $E_{2(1)m}$ , В	158,1	189,3	220,8	251,5	282,4	313
Потери в одном транзисторе $\Delta P_{VT}$ , Вт	24,39	21,395	18,121	16,027	15,353	13,531
Суммарные потери в 6 транзисторах $\Delta P_{VT}^{\Sigma}$ , Вт	146,34	128,37	108,73	96,162	92,118	81,186
Потери в одном диоде $\Delta P_{VD}$ , Вт	12,193	11,463	10,014	9,2	8,53	8,2
Суммарные потери в 6 диодах $\Delta P_{VD}^{\Sigma}$ , Вт	73,194	68,778	60,084	55,2	51,18	49,2
Суммарные потери во всех полупроводниковых элементах $P_{K\Theta(\Sigma)}$ , Вт	219,534	197,148	168,814	151,352	143,3	130,386
Выходная мощность выпрямителя $P_{d0}$ , Вт	8722	8868	8931	8942	9008	9075
КПД полупроводниковой части $\eta_1$	0,975	0,978	0,981	0,983	0,985	0,986
Действующее значение фазного тока СГ $I_{I(1)}$ , А	27,30	22,73	19,75	17,22	15,38	13,93
Мощность одной фазой СГ $P_{I(1)} = U_{I(1)} I_{I(1)}$ , Вт	3011,42	3021,63	3072,37	3056,27	3066,83	3073,19

Результаты ИКМ представлены в табл. 4 и осциллограммами на рис. 5. Из них, в частности, следует характерная закономерность: чем меньше искажения потребляемого ТМИВ тока, тем меньше пульсации выпрямленного напряжения. Заметим также, что на начальном этапе ИКМ значение ёмкости буферного конденсатора предварительно выбиралось завышенным ( $C_6 = 500$  мкФ), а на завершающем этапе итерационным путем определялось более рациональное (меньшее) её значение.

Для создания более полной первой версии ИМО, необходимого для ИСП, проведена серия численных экспериментов, результаты которых представлены на рис. 6 и 7. На их основании можно сделать следующие частные выводы:

исследование показало, что модельное описание процессов в ЧКП в режиме ТМИВ, полученное в [2, 3], отражает их адекватно;

установлено, что определение рационального значения индуктивности сопрягающих дросселей является

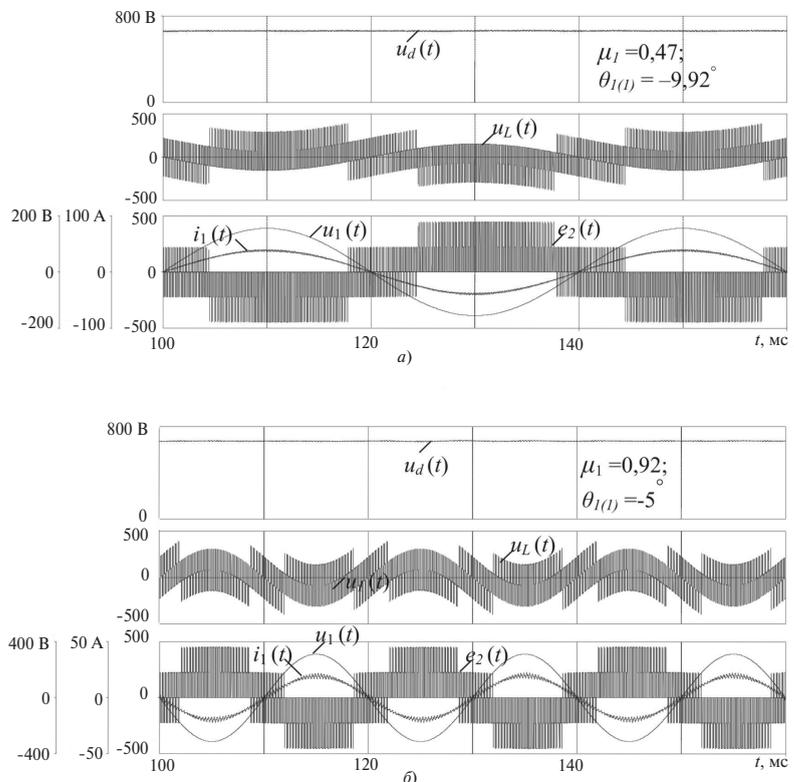
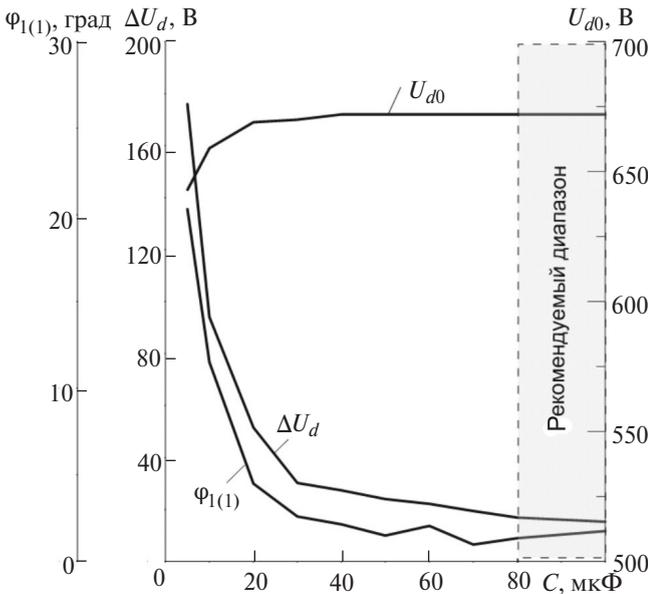
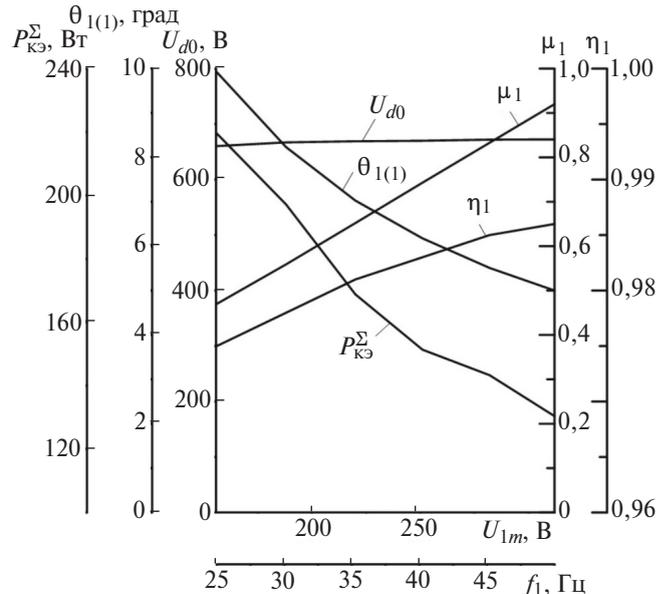


Рис. 5. Осциллограммы рабочих процессов в ТМИВ при выходной мощности  $P_{d0} \approx 9$  кВт;  $L_{1j} = 4,39$  мГн;  $C_6 = 100$  мкФ;  $R_{d0} = 50$  Ом;  $f_T = 3600$  Гц;  $U_{d0} \approx 680$  В; а -  $U_{1m} = 156$  В;  $f_1 = 25$  Гц;  $\mu_1 = 0,47$ ;  $\theta_{I(1)} = -9,92^\circ$ ; б -  $U_{1m} = 312$  В;  $f_1 = 50$  Гц;  $\mu_1 = 0,92$ ;  $\theta_{I(1)} = -5^\circ$ ;  $u_d(t)$  - выходное напряжение;  $i_C(t)$  - ток через конденсатор;  $u_{L1}(t)$  - напряжение на индуктивности сопрягающего дросселя;  $u_1(t)$  - сетевое напряжение;  $i_1(t)$  - потребляемый из сети ток с  $K_{T(i_1)} \approx 5\% = \text{const}$ ;  $e_2(t)$  - противоЭДС ТМИВ



**Рис. 6.** Влияние емкости конденсатора  $C_6$  на рабочие процессы в ТМИВ при  $P_{d0} \approx 9$  кВт;  $L_{1j} = 4,39$  мГн;  $U_{1m} = 312$  В;  $f_1 = 50$  Гц;  $\mu_1 = 0,92$ ;  $\theta_{1(1)} = -5^\circ$ ;  $R_{d0} = 50$  Ом;  $f_T = 3600$  Гц;  $K_{T(i_1)} \approx 5\% = \text{const}$ ;  $U_{d0}$  – постоянная составляющая выходного напряжения;  $\Delta U_d$  – уровень пульсаций выходного напряжения;  $\varphi_{1(1)}$  – фазный сдвиг (опережающий) между основными гармониками напряжения МЭГ и потребляемого от него тока



**Рис. 7.** Характеристики ТМИВ при изменении его входного напряжения  $U_{1m}$  (в диапазоне от 156 до 312 В со значениями частоты  $f_1 = 25 \div 50$  Гц соответственно) при  $P_{d0} \approx 9$  кВт;  $L_{2j} = 4,39$  мГн;  $C_6 = 100$  мкФ;  $R_{d0} = 50$  Ом;  $f_T = 3600$  Гц;  $U_{d0}$  – постоянная составляющая выходного напряжения;  $\mu_1$  – глубина модуляции;  $\theta_{1(1)}$  – угол между основными гармониками противо-ЭДС  $E_{1(1)m}$  и фазного напряжения МЭГ  $U_{1m}$ ;  $P_{KЭ(\Sigma)}$  – суммарные потери в ключевых элементах;  $\eta_1$  – КПД полупроводниковой части ТМИВ

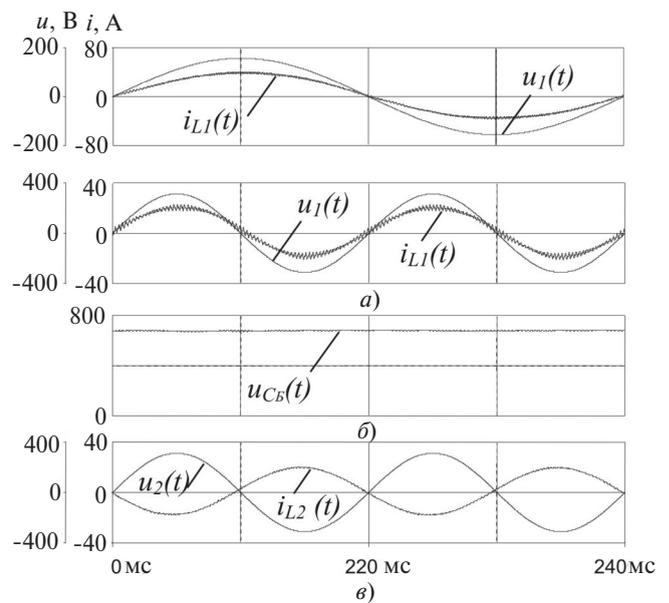
многосвязной задачей, решение которой предполагает знание как требований конкретного ТЗ, так и более полного модельного описания проектно необходимых взаимосвязей;

отмечено, что МЭГ совместно с ТМИВ представляет собой ЭТК класса «Вентильный генератор», который в [1] обобщенно обозначен как машинно-электронная генерирующая система 1-го типа (МЭГС-1). Она может быть использована в качестве одного из нескольких известных вариантов решения задачи стабилизации выходного напряжения МЭГ ( $U_{d0}$ ) при изменяющейся частоте вращения его вала [8];

разработанная ИК-модель (компьютерная модель) МЭГС-1 в первом приближении может быть использована при её ИСП в части установления наиболее рационального соотношения между напряжением МЭГ и выходным напряжением ТМИВ ( $U_{d0}$ ). Для более точного его определения должны быть сняты основные допущения при модельном описании МЭГ.

**Совместная работа ТМИВ и ТИН.** После исследования звеньев МЭГС-2 ТМИВ и ТИН порознь с соответствующим согласованием их параметров было проведено ИКМ их совместной работы. Результаты при номинальной нагрузке для двух граничных значений напряжения и частоты МЭГ представлены на осциллограммах рис. 8. Из них, в частности, видно, что при повышении напряжения и частоты МЭГ в 2 раза его ток уменьшается также в 2 раза (рис. 8,а), т.е. отдаваемая МЭГ мощность,

напряжение  $U_{d0} \approx U_{C6}(t)$  – рис. 8,б, а также и отдаваемая ТИН в сеть мощность (рис. 8,в) при этом тоже остаются неизменными. Тактовая частота в МИТВ и в ТИН взята одинаковой  $f_T = 3600$  Гц.



**Рис. 8.** Осциллограммы, поясняющие рабочие процессы в МЭГС-2 по рис. 1: а – напряжение  $u_1(t)$  и ток  $i_1(t) = i_{L1}(t)$  МЭГ при  $f_1 = 25$  и 50 Гц; б – напряжение на буферном конденсаторе  $u_C(t)$ ; в – выходные напряжение  $u_2(t)$  и ток  $i_{L2}(t)$  ТИН, работающего параллельно с сетью, при постоянной частоте  $f_2 = 50$  Гц

### О построении системы управления МЭГС-2.

Принцип управления ТМИВ и ТИН вытекает из векторных диаграмм на рис. 2. Обобщенно определим вид системы управления, обозначив те операции, которые необходимо выполнять для определения значений параметров управления ( $\theta_{1(1)}$  и  $\mu_1$  — для ТМИВ,  $\theta_{2(1)}$  и  $\mu_2$  — для ТИН):

1. Для каждого из этих звеньев должны быть предусмотрены датчики, обеспечивающие определение основных гармоник: фазных напряжений МЭГ  $U_{1j(1)0m}$  и сети  $U_{2j(1)0m}$  (в режиме холостого хода); фазных токов  $I_{1j(1)m}$ ,  $I_{2j(1)m}$ ;

2. Для измерения углов сдвига по фазе  $\varphi_{1(1)}$  и  $\varphi_{2(1)}$  между основными гармониками напряжения  $u_{1j(1)}(t)$  и тока  $i_{1j(1)}(t)$  МЭГ, а также аналогичных параметров сети  $u_{2j(1)}(t)$  и  $i_{2j(1)}(t)$  должны использоваться фазовые детекторы;

3. Для реализации требуемого фазового сдвига противоЭДС  $E_{1j(1)m}$  на угол  $\theta_{1(1)}$  — в ТМИВ и противоЭДС  $E_{2j(1)m}$  на угол  $\theta_{2(1)}$  — в ТИН их модуляторы ширины импульсов (МШИ-1 и МШИ-2) должны быть снабжены трехфазными управляемыми фазосдвигающими устройствами (ФСУ-1 и ФСУ-2), которые должны обеспечивать необходимые фазовые сдвиги на углы  $\theta_{1(1)}$  и  $\theta_{2(1)}$  их задающих синусоидальных сигналов (ЗСС-1 и ЗСС-2)  $u_{31j}(t)$  и  $u_{32j}(t)$ ;

4. Функции регулирования  $E_{1j(1)m}$  и  $E_{2j(1)m}$  также должны выполняться в ЗСС-1 и ЗСС-2 путём регулирования амплитуд их сигналов  $u_{31j(1)}(t)$  и  $u_{32j(1)}(t)$ ;

5. Отрицательные обратные связи (ООС-1 и ООС-2) в каждом из двух звеньев для выполнения условий  $\varphi_{1(1)} = 0$  и  $\varphi_{2(1)} = 0$  можно осуществлять соответствующим изменением параметров управления ( $\theta_{1(1)}$ ,  $\mu_1$  — для ТМИВ и  $\theta_{2(1)}$ ,  $\mu_2$  — для ТИН).

Для упрощения изложения при описании двух систем управления (СУ-1 и СУ-2) использованы термины и понятия, ориентированные на аналоговое (или цифроаналоговое) их исполнение. Однако очевидно, что наиболее рациональна их цифровая технология реализации.

**Выводы.** 1. Теоретически (при принятых допущениях и использовании ИКМ) показана принципиальная возможность реализации функциональных характеристик электротехнического комплекса МЭГС-2 (класса ПСПЧ) для нужд малой энергетики, построенной на базе активного выпрямителя (ТМИВ) и ТИН (в режиме параллельной работы с сетью) и магнитоэлектрического генератора (МЭГ) при кратности изменения частоты вращения его вала и напряжения, равной 2, а также при выполнении условий: стабилизации напряжения на выходе ТМИВ  $U_{d0} = \text{const}$  и обеспечении заданного уровня искажений потребляемого от МЭГ тока при  $\cos\varphi_{1(1)} = 1$ .

2. Результаты исследования МЭГС-2 представлены лишь в статических режимах (при неизменных возмущающих воздействиях по частоте вращения вала МЭГ и по нагрузке МЭГС-2), поскольку их знание прежде всего необходимо при ИСП. Для проведения исследований МЭГС-2 в динамических режимах (включая пуск и отключение), должны быть разработаны СУ-1 и СУ-2, а также сформированы их ИК-модели.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Мызык Г.С.** О некоторых результатах и проблемах системного подхода к поисковому проектированию машинно-электронных генерирующих комплексов автономных объектов. — Сборник докладов научно-технической конф. «Электрификация летательных аппаратов». — М.: Издательский дом Академии Жуковского, 2016, с. 283–291.

2. **Горякин Д.В., Мызык Г.С.** Машинно-электронная генерирующая система для малой энергетики и автономных объектов. — Сб. трудов X Международной ежегодной конф. «Возобновляемая и малая энергетика 2013». — Комитет возобновляемых источников энергии Рос-СНИО, 2013, с. 102–107.

3. **Ефимов А.А.** Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока/Под ред. проф. Р.Т. Шрейнера. — Новоуральск: Изд-во НГТИ, 2001, 250 с.

4. **Горякин Д.В., Мызык Г.С.** Исследование режимов работы трехфазной мостовой инверторной схемы. — Электричество, 2012, № 5, с.23–31.

5. **Пронин М.В., Воронцов А.Г., Терещенков В.В.** Моделирование системы электродвижения судна с многотактными инверторами и двигателем на постоянных магнитах. — Труды V Международной (XVI Всероссийской) конф. по автоматизированному электроприводу (АЭП-2007). — Санкт-Петербург, 18–21 сентября 2007, с. 377–381.

6. **Мызык Г.С., Бериллов А.В., Михеев В.В.** Поисковое проектирование устройств силовой электроники (трансформаторно-полупроводниковые устройства): Учебное пособие.— М.: Издательский дом МЭИ, 2010, 284 с.

7. **Хланг Мин У.** Создание информационно-методического обеспечения для системного проектирования преобразующих электронных, трансформаторно-электронных и генерирующих машинно-электронных систем электротехнических комплексов автономных объектов: Автореф. дисс... д-ра техн. наук. — М.: «НИУ «МЭИ», 2016, 40 с.

8. **Харитонов Г.В., Грабовецкий Г.В. и др.** Система генерирования типа «синхронный генератор с РЗМ — преобразователь частоты» для ВЭУ мощностью 1000 кВт «Радуга-1». — Труды III Международной конференции АПЭП-96. Новосибирск: НГТУ, 1996, т. 8, с. 29–33.

[18.09.2017]

*А в т о р ы : Мызык Геннадий Сергеевич окончил Московский энергетический институт (МЭИ) в 1964 г. Защитил в МЭИ в 2001 г. докторскую диссертацию «Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа малоискажающих устройств силовой электроники для электрических комплексов автономных объектов». Профессор кафедры «Электротехнические комплексы автономных объектов» МЭИ.*

*Мье Мин Тант (Союз Мьянма) — аспирант МЭИ.*

## On a Systems Approach to Designing the Variable Speed-Constant Frequency Electrical Complex

**MYSTYK Gennadii S.** («National Research University «Moscow Power Engineering Institute» — «NRU «MPEI», Moscow, Russia) — Professor

**M'YE MIN TANT** (Union M'yanma) — Ph.D. Student, «NRU «MPEI»

The characteristics of a modern combined machine-and-electronic generating system MEGS-2 belonging to the «variable speed - constant frequency» (VSCF) class and implemented on the basis of a synchronous generator with excitation from permanent magnets, a three-phase low-distortion (active) rectifier, and a three-phase voltage inverter operating in parallel with the industrial network are investigated from the standpoint of ideal systems designing (ISD) with certain assumptions. The problem is solved as applied to a particular example of using the MEGS-2 in wind power engineering. The investigation is carried out using the well-known simplified model description of parametric correlations in a three-phase low-distortion rectifier and in a three-phase voltage inverter based on the fundamental harmonic component method, and its high adequacy to the actual processes is shown. The information and methodical support intended for ideal systems designing of the MEGS-2 is obtained on the basis of computer-aided simulation. The problems to be solved in controlling such system are pointed out.

**Key words:** generator excited from permanent magnets, three-phase active rectifier, three-phase voltage inverter, parallel operation with the network, control algorithms, ideal systems designing (ISD), ISD information and methodical support

### REFERENCES

1. **Mytsyk G.S.** *Sbornik dokladov nauchno-tekhnicheskoi konf. «Elektrifikatsiya letatel'nykh apparatov» — in Russ.* (The collection of reports of scientific-technical conf. «Electrification of aircraft»). Moscow, Publ. House named Zhukovskii, 2016, pp. 283–291.

2. **Goryakin D.V., Mytsyk G.S.** *Sbornik trudov of the Mezhdunarodnoi yezhegodnoi konf. «Vozobnovlyayemaya i malaya energetika 2013».* — *Komitet vozobnovlyayemykh istochnikov energii Ros-SNIO — in Russ.* (Proceedings of the International annual conference. «Renewable and small energy 2013». — The Committee of renewable energy Ros-SNIO), 2013, pp. 102–107.

3. **Yefimov A.A.** *Aktivnye preobrazovateli v reguliruyemykh elektroprivodakh peremennogo toka/Pod red. R.T. Shreiner* (Active transducers in adjustable drives AC/Edit. by R. T. Shreiner). Novoural'sk, Publ. of Novoural'sk State Technical Institute, 2001, 250 p.

4. **Goryakin D.V., Mytsyk G.S.** *Elektrichestvo — in Russ. (Electricity)*, 2012, pp. 23–31.

5. **Pronin M.V., Vorontsov A.G., Tereshchenkov V.V.** *Trudy V Mezhdunarodnoi (XVI Vserossiiskoi) konf. po avtomatizirovannomu*

*elektroprivodu (AEP-2007)* (Proceedings of V International (XVI all-Russian) conf. automated actuator (AEP-2007). St. Petersburg, 18–21 September 2007, pp. 377–381.

6. **Mytsyk G.S., Berilov A.V., Mikheyev V.V.** *Poiskovoye proyektirovaniye ustroystv silovoi elektroniki (transformatorno-poluprovodnikovye ustroystva) — in Russ.* (Search design of power electronics (transformer-solid state device)). Moscow, Publ. House of Moscow Power Engineering Institute, 2010, 384 p.

7. **Khlaing Min. U.** *Sozdaniye informatsionno-metodicheskogo obespecheniya...: Avtoref. diss... d-ra tekhn. nauk* (The creation of information and methodological support...: Diss. for the Degree of Dr. Sci. (Ing.)). Moscow, «National Research University «Moscow Power Engineering Institute», 2016, 40 p.

8. **Kharitonov G.V., Grabovetskii G.V. et al.** *Trudy III Mezhdunarodnoi konf. APEP-96 — in Russ.* (Proceedings of III International conf. APEP-96). Novosibirsk, Novosibirsk State Technical University, 1996, vol. 8, pp. 29–33.

[18.09.2017]