

Стабилизированный по напряжению вентильный магнитоэлектрический генератор с реверсивным вольтдобавочным каналом

МЫЦЫК Г.С., МАСЛОВ А.Е.

Для решения задачи стабилизации выходного напряжения машинно-электронной генерирующей системы (МЭГС-1), выполненной в виде последовательно соединённых синхронной электрической машины с возбуждением от постоянных магнитов (МЭГ) и регулируемого выпрямительного блока (РВБ), а также с целью уменьшения установленной мощности РВБ предложено регулировать только часть выходного энергетического потока за счёт дополнения нерегулируемого ВБ регулируемым реверсивным вольтдобавочным каналом (РВДК). Средствами имитационного компьютерного моделирования (ИКМ) внесена необходимая ясность в физические процессы новой структуры МЭГС-1 и доказана реализуемость проектного замысла. Он заключается в стабилизации выходного напряжения МЭГС-1 при возмущающих воздействиях по частоте вращения приводного вала и по нагрузке в двух режимах работы РВДК – вольтдобавки (ВД) и вольтвычитания (ВВ). В частности, раскрыта физическая сущность работы РВДК в нетрадиционном режиме ВВ и определены условия эффективной его работы. Для двух вариантов исполнения вольтдобавочного канала – нереверсивного (ВДК) и реверсивного (РВДК) – предложены модели взаимосвязи их мощности (в долях мощности МЭГ) с кратностью изменения частоты вращения приводного вала. При общепринятых допущениях средствами ИКМ проведена проверка полученных результатов на адекватность. Создано минимально необходимое информационно-методическое обеспечение для проектирования новой версии МЭГС-1.

К л ю ч е в ы е с л о в а: синхронная машина, возбуждение от постоянных магнитов, переменная частота вращения вала, выпрямительный блок, стабилизация напряжения, реверсивный вольтдобавочный канал, имитационное компьютерное моделирование

Синхронные генераторы (СГ) с возбуждением от постоянных магнитов, обозначаемые аббревиатурой МЭГ (магнитоэлектрический генератор), наиболее перспективны для ряда областей применения электромеханических преобразователей (ЭМП). Его достоинства – в наилучших массогабаритных и энергетических показателях и в бесконтактном возбуждении [1]. Однако трудности в стабилизации выходного напряжения МЭГ при возмущающих воздействиях по частоте вращения вала и по току нагрузки ограничивают возможность воспользоваться вышеуказанными преимуществами на практике.

Для исключения этого недостатка приходится обеспечивать управление выходным напряжением, к примеру, за счет изменения магнитного поля реакции якоря МЭГ посредством индуктивного или емкостного тока [2, 3] или усложнять конструкцию генератора, например, за счёт введения в неё дополнительного (регулируемого по возбуждению) индуктора (РДИ) с электромагнитным возбуждением (ЭМВ). В случае необходимости бесконтактное возбуждение при этом обеспечивается выполнением РДИ по конструкции сексин [4]; МЭГ с РДИ

обозначаются как МЭГ с комбинированным возбуждением (КМЭГ). При постоянной частоте вращения вала они применяются как самостоятельно, так и вместе с выпрямительным блоком (ВБ).

В последнем случае образуется функционально новая структура – вентильный КМЭГ (ВКМЭГ) или более адекватно и обобщенно – МЭГС-1 (машинно-электронная генерирующая система 1-го типа [5]), обеспечивающая преобразование механической энергии в электрическую со стабилизированным напряжением постоянного тока. Заметим, что МЭГС-1 как на подвижных, так и на стационарных объектах могут работать с изменяющейся (например, с кратностью до $K_n = n_{\max} / n_{\min} = 1,5 \div 2$ раз) частотой вращения вала. При этом максимальная установленная мощность РДИ (определяемая при минимальной частоте вращения вала n_{\min} и при традиционном, не реверсивном возбуждении) относительно номинальной мощности $P_{\text{КМЭГ}}$ зависит от параметра K_n следующим образом:

$$P_{\text{рди}} = P_{\text{кмэг}} \left(\frac{K_n - 1}{K_n} \right). \quad (1)$$

Из (1) следует, что чем больше параметр K_n , тем требуется большая мощность РДИ.

В статье рассматриваются новые варианты решения задачи стабилизации выходного напряжения ЭМП на базе МЭГ (в составе МЭГС-1) без усложнения его конструкции. Задача решается при исполнении ВБ регулируемым по напряжению.

Известные варианты решения ВБ. В первом (известном) варианте ВБ выполняется на тиристорах с фазовым управлением. При этом, например в [5], для снижения пульсаций выпрямленного напряжения и снижения массы сглаживающего фильтра МЭГ, а соответственно и результирующей массы ВБ (по мостовой схеме), МЭГ и ВБ предлагается выполнять 9-фазными. Наряду с этим в [6, 7] проведен сравнительный анализ различных топологий выпрямительных схем, работающих в паре с МЭГ.

Во втором варианте МЭГ и ВБ выполняются 3-фазными, т.е. менее сложными, а в качестве ВБ используется четырёхквadrантный преобразователь (ЧКП) на транзисторах с управлением по алгоритму синусоидальной ШИМ [8, 9]. Такой вариант обеспечивает высокий уровень электромагнитной совместимости по входу и выходу ЧКП (практически при входном коэффициенте мощности $K_M = (I_{\text{МЭГ}} / I_{\text{МЭГ}(1)}) \cos \varphi_{\text{МЭГ}(1)} \approx 1$), что способствует улучшению технических показателей МЭГ (здесь $I_{\text{МЭГ}}$, $I_{\text{МЭГ}(1)}$ – действующие значения полного тока МЭГ и его основной гармоники; $\varphi_{\text{МЭГ}(1)}$ – фазовый угол между основными гармониками напряжения и тока МЭГ, который здесь равен 0).

В [10–14] рассматриваются варианты многоканальных ЧКП, которые достигают хороших энергетических показателей, однако имеют достаточно сложные топологии силовой части и системы управления.

К недостаткам двух указанных вариантов решений можно отнести большую установленную мощность ВБ, равную номинальной мощности МЭГ. Наконец, в третьем варианте может использоваться импульсный регулятор комбинированного типа, т.е. повышающе-понижающий регулятор [15]. В нём силовой канал выполняется на полную мощность МЭГ и, оказывается, что в конечном счёте (после соответствующего анализа) уступает по массе и КПД рассматриваемому ниже решению.

Предлагаемое решение. Указанные недостатки известных решений можно заметно ослабить за счёт выполнения ВБ не на полную мощность МЭГ, а на соответствующую его часть (в виде реверсивного вольтодобавочного канала – РВДК), которая, как показано далее, зависит от кратности изменения частоты вращения вала K_n в соответствии с моделью:

$$P_{\text{РВДК}} = P_{\text{МЭГ}} \left(\frac{K_n - 1}{K_n + 1} \right). \tag{2}$$

Работа РВДК поясняется графиком на рис. 1, где показана взаимосвязь напряжений $U_{\text{МЭГ}}^* = f(n)$ и $U_{\text{РВДК}}^* = f(n)$ в функции частоты вращения вала для частотного диапазона $K_n = 1,5$. С целью стабилизации напряжения МЭГС-1 (авиационного применения) РВДК работает в области частот вращения вала МЭГ $n = n_{\text{min}} \div n_{\text{max}} = 6000 \div 7500$ об/мин в режиме вольтодобавки (ВД), а в области $n = n_{\text{ном}} \div n_{\text{max}} = 7500 \div 9000$ об/мин – в режиме вольтовывчитания (ВВ). В результате выходное напряжение МЭГС-1 в заданном диапазоне стабилизируется (линия $h_1 \div h_2$ на рис. 1).

Определение взаимосвязи мощности ВДК и РВДК с кратностью изменения частоты вращения вала МЭГ. Вариант РВДК. Линия $0k$ на рис. 1, характеризующая изменение напряжения МЭГ в функции частоты вращения n , описывается моделью:

$$u(n) = U_{\text{ном}} \frac{n}{n_{\text{ном}}}. \tag{3}$$

Номинальное значение $n_{\text{ном}}$ выражается через ее минимальное и максимальное значения:

$$n_{\text{ном1}} = \frac{1}{2}(n_{\text{max}} + n_{\text{min}}). \tag{4}$$

Используя (3), найдем минимальное значение напряжения МЭГ:

$$U_{\text{МЭГ min}} = U_{\text{МЭГ.н}} \frac{n_{\text{min}}}{n_{\text{ном}}} = U_{\text{МЭГ.н}} \frac{n_{\text{min}}}{\frac{1}{2}(n_{\text{max}} + n_{\text{min}})} =$$

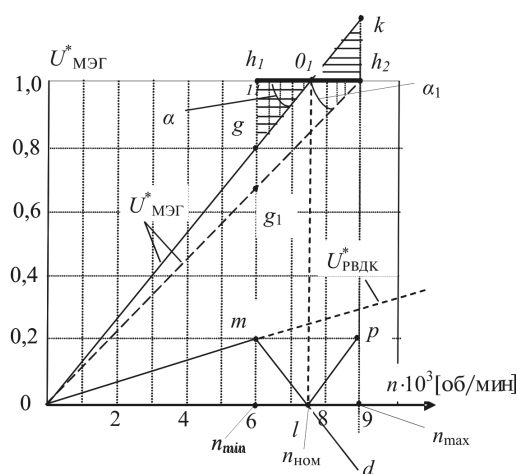


Рис. 1. Зависимости выходного напряжения $U_{\text{МЭГ}}^*$ и вольтодобавочного канала – $U_{\text{РВДК}}^*$ (в отн. ед.) от частоты вращения приводного вала n ; линии $0k$ и $0h_2$ отражают закон изменения напряжения МЭГ в режимах традиционной ВД и реверсивной ВД (РВД), а линия md – закон изменения напряжения РВДК; линия h_1h_2 характеризует режим стабилизации МЭГС-1

$$= U_{\text{мэг.н}} \frac{2}{K_n + 1}. \quad (5)$$

Тогда выражение для максимального значения напряжения вольтодобавки (ВД), необходимого при кратности изменения частоты вращения вала K_n , будет иметь вид:

$$\begin{aligned} U_{\text{вд max}} &= U_{\text{мэг.н}} - U_{\text{мэг min}} = U_{\text{мэг.н}} \left(1 - \frac{2}{K_n + 1} \right) = \\ &= U_{\text{мэг.н}} \left(\frac{K_n - 1}{K_n + 1} \right). \end{aligned} \quad (6)$$

Таким образом, при использовании этого режима МЭГ рассчитывается на номинальное значение частоты вращения вала $n_{\text{ном}}$. В этой точке мощность от ВДК не потребляется. Поскольку при минимальной частоте вращения n_{min} мощность МЭГ ещё не достигает номинального значения, то ВДК дополняет её до этого уровня, т.е. в этой точке он реализует режим ВД и рассчитывается на максимальное значение мощности.

При дальнейшем росте частоты вращения вала выше значения $n_{\text{ном}}$ напряжение МЭГ растёт в соответствии с (1), а выходное напряжение системы МЭГС-1 стабилизируется за счёт вычитания из него напряжения ВДК, т.е. реализуется режим ВВ. Поскольку регулируемая часть мощности изменяет свой знак при переходе через значение $n_{\text{ном}}$, то дополнительный канал обозначается как реверсивный – РВДК (рис. 2 и 3).

Вариант только с ВДК. В этом случае ВДК рассчитывается при минимальном значении напряжения МЭГ, которое определяется частотой n_{min} , и согласно (1) имеет вид:

$$u_{\text{мэг}}(n) = U_{\text{мэг min}} = U_{\text{мэг.н}} \frac{n_{\text{min}}}{n_{\text{ном}}} = U_{\text{мэг.н}} \frac{1}{K_n}, \quad (7)$$

где $U_{\text{мэг.н}}$ – номинальное значение напряжения МЭГ при максимальной частоте вращения вала n_{max} , которая в этом случае равна номинальной частоте $n_{\text{ном2}} = n_{\text{max}}$. В этой точке мощность от РВДК не потребляется. Таким образом, МЭГ (при ВД) по сравнению с первым вариантом (РВД) рассчитывается на то же значение номинального напряжения, но при большей частоте (в $\delta = n_{\text{ном2}} / n_{\text{ном1}} > 1$ раз):

$$\delta = \frac{n_{\text{ном2}}}{n_{\text{ном1}}} = \frac{2n_{\text{max}}}{n_{\text{max}} + n_{\text{min}}} = \frac{2K_n}{K_n + 1}. \quad (8)$$

Следовательно, при системном проектировании МЭГ для работы в режиме ВД он будет несколько

легче, чем для работы в режиме РВД. Например, при $K_n = 1,5$ значение параметра $\delta = \frac{2 \cdot 1,5}{1,5 + 1} = 1,2$.

Оценим установленную мощность ВДК. Поскольку МЭГС-1 должна отдавать полную (расчётную) мощность уже при минимальной частоте вращения, то мощность ВДК (при одном и том же значении тока нагрузки) с учётом (7) будет определяться напряжением ВДК в соответствии с моделью:

$$\begin{aligned} U_{\text{вдк max}} &= U_{\text{мэг.н}} - U_{\text{мэг min}} = U_{\text{мэг.н}} \left(1 - \frac{1}{K_n} \right) = \\ &= U_{\text{мэг.н}} \left(\frac{K_n - 1}{K_n} \right). \end{aligned} \quad (9)$$

Таким образом, при одном и том же значении тока нагрузки установленная мощность ВДК будет больше мощности РВДК в β раз:

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{U_{\text{вдк max}}}{U_{\text{рвдк max}}} = U_{\text{мэг.н}} \left(\frac{K_n - 1}{K_n} \right) : U_{\text{мэг.н}} \left(\frac{K_n - 1}{K_n + 1} \right) = \\ &= \frac{K_n + 1}{K_n}. \end{aligned} \quad (10)$$

Например, при $K_n = 1,5$ значение параметра $\beta = 1,666$, причём чем меньше значение K_n , тем преимущество РВДК оказывается большим. Так, при $K_n = 1,2$ значение параметра $\beta = 1,833$.

Промежуточные выводы. Массогабаритные показатели МЭГ в варианте ВДК улучшаются пропорционально уменьшению коэффициента кратности частот K_n (но не в δ раз). Например, при $K_n = 1,2$ значение $\delta = 1,091$ (против $\delta = 1,2$ при $K_n = 1,5$). Однако в этом варианте установленная мощность ВДК получается больше, чем в варианте РВДК за счёт большего в β раз (согласно (10)) максимального значения требуемого напряжения (при одном и том же значении тока нагрузки). Это обстоятельство может оказаться решающим преимуществом для варианта РВДК при использовании в нём полевых транзисторов *MOSFET*, которые обеспечивают лучшие энергетические показатели по сравнению с *IGBT* (в варианте ВДК). Кроме того, глубина модуляции выходного напряжения МЭГС-1 (иначе уровень его пульсаций) при РВДК и соответственно масса сглаживающего фильтра будут меньшими.

Следует также учесть, что при рабочей частоте РВДК примерно 30 кГц удельный показатель (по массе) у ВБ может получиться значительно меньшим, чем у МЭГ. Представляется, что преимущества варианта МЭГС-1 с использованием РВДК, в

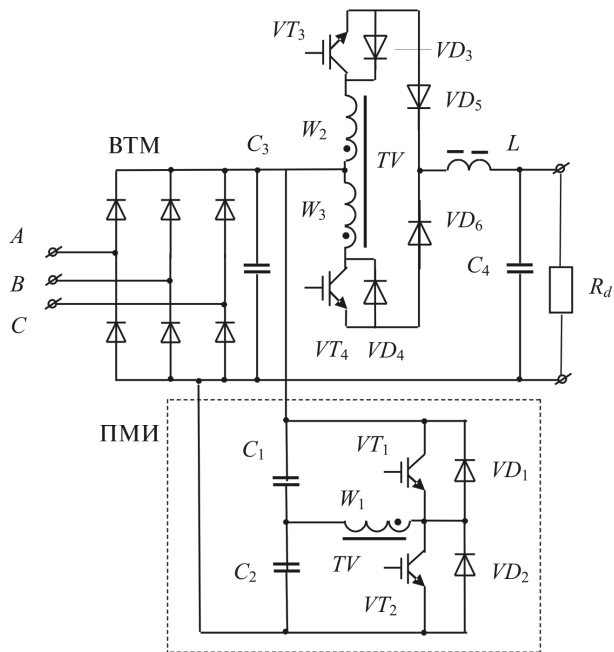


Рис. 2. Исходный (первый) вариант стабилизированного по напряжению ВМЭГ с реверсивным вольтодобавочным каналом

конечном счете, будут превосходить достоинства варианта МЭГС-1 с использованием ВДК. Поэтому далее будут рассматриваться вопросы практической реализации только применительно к варианту с РВДК.

Примеры технических решений, реализующих способ РВД. Принципиальная электрическая схема первого варианта РВДК показана на рис. 2. Его высокочастотное инверторное звено (ВЧИН с рабочей частотой $f_B \approx 30$ кГц) выполнено по полумостовой инверторной схеме (ПМИ) на транзисторах VT_1, VT_2 и с конденсаторным делителем напряжения C_1, C_2 , подключённым к выходу ВТМ. Выпрямительное звено выполнено по нулевой схеме и включает две вторичные обмотки W_2, W_3 и два

управляемых ключевых элемента с односторонней проводимостью, каждый из которых выполнен в виде последовательно соединённых транзистора VT_3 (VT_4) и диода VD_5 (VD_6). На схеме РВДК реализует два режима: вольтодобавки (ВД) напряжения – при частоте вращения вала ниже синхронной и вольтовывчитания (ВВ) – при частоте вращения вала выше синхронной. Нетрадиционным является режим ВВ, когда РВДК работает в обратном режиме. Транзисторы VT_1, VT_2 ВЧИН при этом закрыты (не работают), а транзисторы VT_3, VT_4 работают в инверторном режиме.

Например, когда открыт транзистор VT_3 , то к обмотке W_2 приложено напряжение ВТМ (за вычетом из него значений падения напряжения на индуктивности дросселя L и на нагрузке R_d). Это напряжение трансформируется в обмотку W_1 , в результате через диод VD_1 заряжается конденсатор C_3 , и в момент, когда напряжение на нём станет больше выходного напряжения ВТМ, последний закрывается, ток в якорных обмотках (ЯО) прерывается и отбор мощности от МЭГ прекращается до момента, пока напряжение на конденсаторе не станет ниже напряжения ВТМ (в результате его разряда через ПМИ на нагрузку R_d).

Такой процесс (с частотой $f_{ВЧ}$) в якорных обмотках МЭГ происходит при отсутствии в них индуктивностей рассеяния L_{sj} (где j – фазовый индекс). Реально при $L_{sj} \neq 0$ и при малых значениях угла регулирования α этот ток может быть непрерывным из-за процессов накопления в L_{sj} энергии (с частотой $f_{ВЧ}$) и последующей передачи её в конденсатор C_3 . Таким образом, явным признаком работы РВДК в режиме ВВ (при $L_{sj} = 0$) является прерывистый характер тока в якорных обмотках МЭГ (рис. 4,а). При $L_{sj} \neq 0$ этот признак (ВВ) выражается в интервалах спада тока ЯО, соответствующих

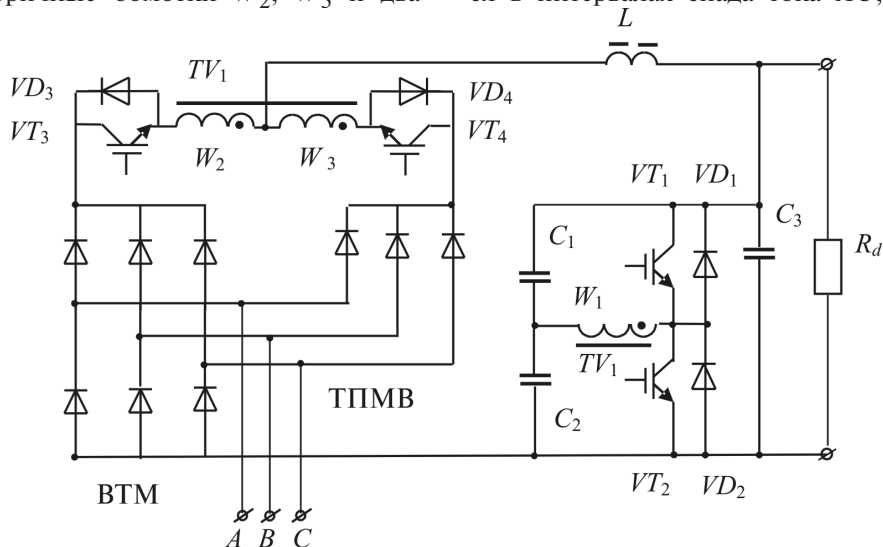


Рис. 3. Принципиальная схема улучшенного по КПД варианта стабилизированного по напряжению ВМЭГ с реверсивным вольтодобавочным каналом (РВДК); A, B, C – входные выводы РВДК для подключения к ним якорных обмоток МЭГ

углу регулирования α (рис. 4,б). Регулирование напряжения РВДК обеспечивается введением регулировочной паузы α , которая реализуется одновременным открытым состоянием транзисторов VT_3 , VT_4 .

Недостаток схемы рис. 2 заключается в наличии VD_5 , VD_6 , которые введены, чтобы избежать короткого замыкания между вторичными обмотками W_2 , W_3 , но ухудшают КПД РВДК. Исключить этот недостаток можно за счёт видоизменения топологии схемы, как показано на рис. 3. Здесь ВВ выполняется на основе прежнего ВТМ и дополнительного трёхфазного «полумостового выпрямителя» (ТПМВ), т.е. с раздвоением катодных групп ВТМ. Такая топология РВДК обеспечивает необходимую здесь одностороннюю проводимость двух выпрямительных его ветвей (плеч). Вторая особенность этого решения в том, что конденсаторный делитель ВЧИН подключают не к выходу ВТМ, а к выходу РВДК. Это позволяет избежать несимметрии в токовой нагрузке плеч такого комбинированного выпрямительного звена по сравнению с использованием прежней схемы подключения ВЧИН.

Результаты имитационного компьютерного моделирования (ИКМ). Для подтверждения работоспособности проектного замысла было проведено ИКМ в среде *OrCAD PSpice Capture*. Приняты следующие допущения: модель трёхфазного МЭГ представлена тремя источниками напряжения (с активно-индуктивными сопротивлениями обмоток); потери в конденсаторах и сглаживающих дросселях не учитываются; на первом этапе ИКМ использовались идеальные ключевые элементы, лишь с учётом сопротивлений в их открытом состоянии (на последующем этапе для оценки КПД РВДК использовались модели реальных транзисторов и диодов).

За основу при ИКМ была принята топология схемы (рис. 3) со следующими параметрами: $C_1 = C_2 = 20$ мкФ; $C_3 = 500$ мкФ; $L = 0,1$ мГн. Как и в исходном варианте (рис. 2), менее очевидным (и более сложным для описания) является режим ВВ, который по своей сути повторяет тот же процесс периодического запирающего ВТМ. Транзисторы VT_1 , VT_2 ВЧИН закрыты, а транзисторы VT_3 , VT_4 работают в инверторном режиме, напряжение, проходящее через ВЧИН (в результате его трансформации) через обмотки W_1 , W_2 , заряжает конденсаторы C_1 , C_2 (а следовательно, и конденсатор C_3). В момент, когда напряжение на конденсаторе C_3 будет превышать напряжение ВТМ, произойдет запирающее диодов выпрямительного моста. Данное явление подтверждается осциллограммами фазного тока в режиме вольтовычитания на рис. 4,а, которые имеют прерывистый характер в случае, если индуктив-

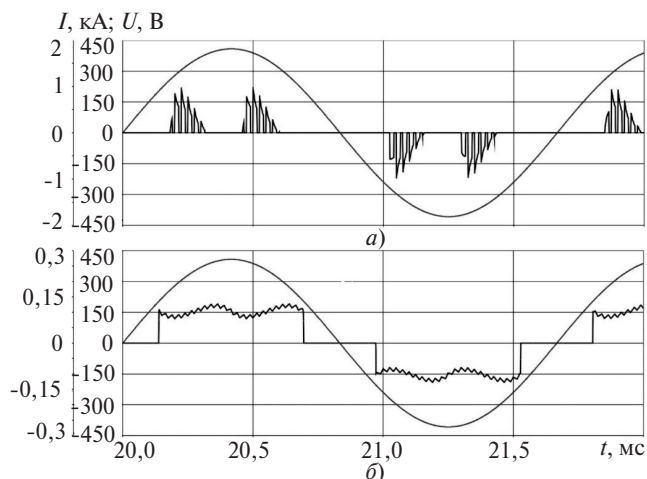


Рис. 4. Результаты ИКМ МЭГ с РВДК по рис.3 – осциллограммы фазных напряжения и тока МЭГ в режиме ВВ для двух случаев: а – при $L=0$; б – при $L \neq 0$

ность рассеяния не учитывается. При введении индуктивности рассеяния форма фазного тока значительно улучшается (рис. 4,б), но при этом процесс запирающего основного выпрямителя не столь очевиден.

Подтверждение процесса стабилизации выходного напряжения МЭГС-1 представлено результатами численных экспериментов в табл. 1 и 2 и осциллограммами его выходных напряжений для трех режимов работы на рис. 6.

Таблица 1

Числовые данные результатов моделирования при $L_s = 0$. Параметры ИКМ: $C_1 = C_2 = 20$ мкФ; $C_3 = 500$ мкФ; $L = 0,1$ мГн

Параметры	Значения при $L_s = 0$; $L = 0,1$ мГн		
	6000	7000	9000
n , об/мин	6000	7000	9000
$U_{\text{МЭГ}}$ (действ.), В	192,33	240,41	288,5
$I_{\text{МЭГ}}$ (действ.), А	113,64	96,096	76,96
$I_{\text{МЭГ}}$ (действ. по 1-й гармонике), А	105,34	88,69	71,03
U_d (полн.), В	544,8	557	546,27
I_d (полн.), А	108,9	111,41	109,55
S_d , В·А	59328,72	62055,37	59682,73
U_{d0} (пост. сост.), В	537,67	533	542,34
I_{d0} (пост. сост.), А	107,53	110,6	109,89
P_{d0} , В·А	57815,65	61161,80	59597,30
$S_{\text{МЭГ}}$ (действ.) В·А	65570,81	69309,80	66609,42
$P_{\text{МЭГ}(1)}$ (по 1-й гармонике), В·А	60779,29	63965,43	61476,58
$K_{\text{ПМ}(1)} = P_{d0} / P_{\text{МЭГ}(1)}$	0,951239337	0,956169653	0,969431024
$K_{\text{ППМ}} = P_d / S_{\text{МЭГ}}$	0,904803825	0,895333264	0,896010354

Таблица 2

Числовые данные результатов ИКМ при
 $L_s = 0,1 \text{ мГн}$. Параметры ИКМ: $C_1 = C_2 = 20 \text{ мкФ}$;
 $C_3 = 500 \text{ мкФ}$; $L = 0$; $\cos \varphi = 0,941$

Параметры	Значения величин после введения индуктивности рассеяния $L_s = 0,1 \text{ мГн}$		
	6000	7500	9000
n , об/мин	6000	7500	9000
$U_{\text{МЭГ}}$ (действ.), В	188,295	235,98	284,971
$U_{\text{МЭГ}}$ (действ по 1-й гармонике), В	183,28	232,89	280,36
$I_{\text{МЭГ}}$ (действ.), А	124,67	93,42	87,672
$I_{\text{МЭГ}}$ (действ. по 1-й гармонике), А	115,88	84,23	78,16
U_d (полн.), В	546,125	525	555,4
I_d (полн.), А	109,225	105	111,08
S_d , В·А	59650,50	55125	61693,83
U_{d0} (пост. сост.), В	544,32	525	556,04
I_{d0} (пост. сост.), А	108,864	105	111,209
P_{d0} , В·А	59256,85	55125	61836,65
$S_{\text{МЭГ}}$ (действ.), В·А	70424,21	66135,75	74951,93
$P_{\text{МЭГ}(1)}$ (по 1-й гармонике), В·А	59960,61	55378,06	61869,42
$K_{\text{ПМ}(1)} = P_{d0} / P_{\text{МЭГ}(1)}$	0,9883	0,9954	0,9994
$K_{\text{ПМ}} = P_d / S_{\text{МЭГ}}$	0,8470	0,8335	0,8231

Режим ВВ, как наиболее сложный в описании, рассмотрим подробнее (поинтервально):

1-й интервал (соответствует регулировочной паузе α , когда мгновенное значение выходного напряжения u_d ВТМ понижается): транзистор VT_3 запирается, а транзистор VT_4 остается в открытом состоянии (рис. 4,а). К обмотке трансформатора W_3 прикладывается соответствующая часть выходного напряжения ВТМ u_d , равная её ЭДС самоиндукции u_{w3} , и ток в ней нарастает до значения, равного току i_L дросселя L (рис. 5,ж).

В результате выходное напряжение РВДК u_d понижается и имеет вид, показанный на рис. 5,и; ЭДС u_{w3} обмотки W_3 трансформируется в обмотку W_1 трансформатора (рис. 5,е), в результате чего через неё и диод VD_1 протекает ток, который подзаряжает конденсаторы C_1 , C_3 ВЧИН (рис. 5,з), а также и конденсатор C_2 .

Напряжение на конденсаторе C_3 становится больше напряжения u_d ВТМ, и ток, потребляемый от МЭГ на этом интервале, плавно уменьшается (рис. 5,к). Плавное уменьшение тока объясняется наличием индуктивности L дросселя фильтра РВДК. При его отсутствии ток МЭГ будет прерывистым, а его импульсы будут значительно большими, что по энергетическим соображениям неприемлемо. Дроссель может быть вообще ис-

ключён, а его функция возложена на индуктивности рассеяния обмоток МЭГ, поскольку они всегда в них присутствуют. В последующем проведённый эксперимент на уровне ИКМ подтвердил это положение.

2 интервал (соответствует прямой передаче мгновенного значения выходного напряжения u_d ВТМ с реальным, не пониженным уровнем): оба транзистора (VT_3 и VT_4) находятся в открытом состоянии. При этом обмотки W_2 и W_3 включены бифилярно и напряжение u_d от ВТМ беспрепятственно проходит на вход LC_3 фильтра. На данном интервале РВДК работает как трехфазный мостовой выпрямитель и в дальнейшем пояснении не нуждается. Через обмотки W_2 и W_3 (соответственно через транзисторы VT_3 и VT_4) протекают одинаковые токи, равные $iL/2$. Конденсатор C_3 подзарядается от ВТМ.

3 интервал (соответствует регулировочной паузе α , характеризуется процессами, аналогичными первому интервалу): транзистор VT_4 запирается, а транзистор VT_3 остается в открытом состоянии (рис. 3,а), ЭДС самоиндукции обмотки W_3 , встречно направленная выходному напряжению u_d ВТМ (рис. 4,з), вычитается из него. В результате её трансформации в обмотку W_1 происходит подзаряд конденсаторов C_2 , C_3 ВЧИН (через диод VD_2 – рис. 5,д), а также подзаряд конденсатора C_1 , в результате чего понижается потребляемый от МЭГ ток (рис. 5,к).

Рабочая частота РВДК в данном случае взята равной $f_B = 30$ кГц. Её период $T_B = 2(\theta_1 + \theta_2)$, где θ_1 – первый интервал на рис. 4, соответствующий углу регулирования α , который обеспечивает передачу мощности МЭГ с требуемым её понижением, а θ_2 – второй интервал передачи в нагрузку полной мощности МЭГ. Выходная частота МЭГ в заданном частотном диапазоне изменяется в 1,5 раза и при номинальной частоте равна $f_{\text{МЭГ}} = 400$ Гц. Периоды этих двух процессов (в МЭГ и РВДК) различаются между собой в 75 раз. Поэтому одновременное их рассмотрение в пределах их периодов невозможно (см., например, рис. 5,и и к). На рис. 5,к показаны лишь фрагменты фазных напряжений и токов МЭГ.

Значения реактивных элементов в преобразующем тракте намеренно приняты заниженными с учётом того, что при стабилизации выходного напряжения МЭГС-1 (путём использования контура отрицательной обратной связи (КООС) по этому напряжению) его низкочастотные пульсации с частотой $bf_{\text{МЭГ}}$ будут автоматически подавляться. Так что установленная мощность фильтра, рассчитанная на частоту $2f_{\text{ВЧ}}$, может быть принята незначительной.

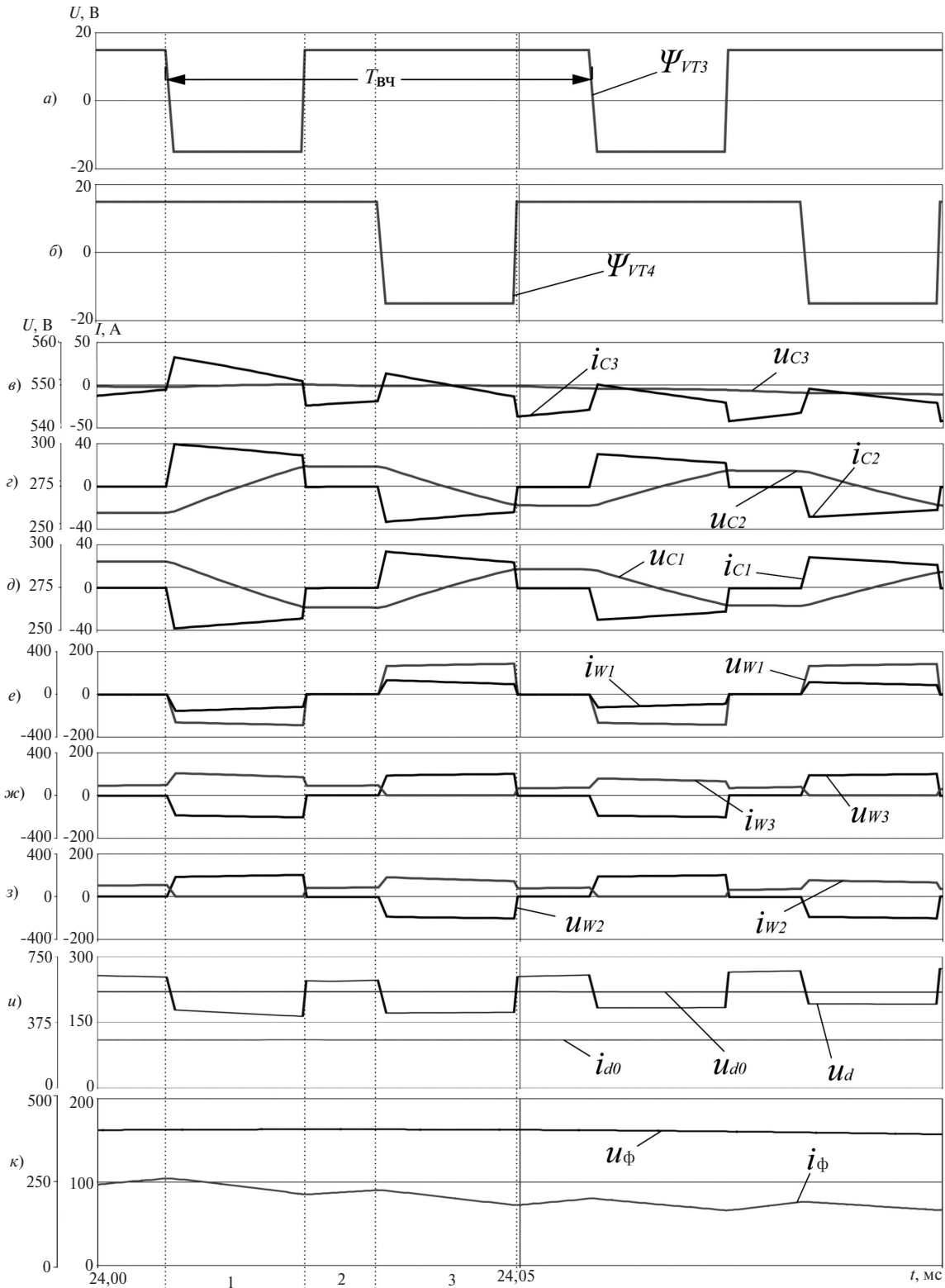


Рис. 5. Осциллограммы процессов в МЭГС-1 с РВДК в режиме вольтовывчитания

Результаты ИКМ проверялись на адекватность принципа их физической непротиворечивости законам электротехники и ранее известным результатам, а также на выполнение ими критерия энергетического баланса активных мощностей на входе и выходе регулируемого выпрямительного блока (РВБ) по основным гармоникам.

Следует отметить, что пониженный коэффициент преобразования по полной мощности (см. табл. 2) обусловлен искажениями входных напряжений МЭГ (рис. 7), возникающими из-за индуктивностей рассеяния L_s обмоток МЭГ и высокочастотных изменений в них тока. Для их ослабления используются известные средства.

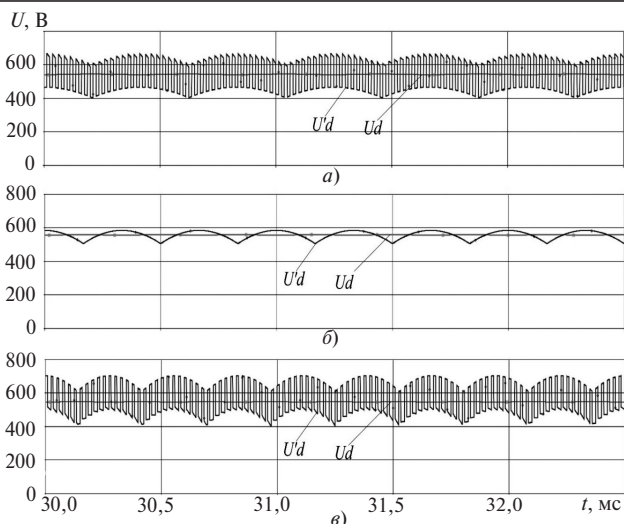


Рис. 6. Осциллограммы выходных напряжений МЭГС-1 для трех режимов работы: *a* – $n_{\min} = 6000$ об/мин; *б* – $n_{\text{НОМ}} = 7500$ об/мин; *в* – $n_{\max} = 9000$ об/мин; для всех режимов: $u_d'(t)$ – напряжение до фильтра, $u_d(t)$ – напряжение после фильтра. Параметры ИКМ: $C_1 = C_2 = 20$ мкФ; $C_3 = 500$ мкФ; $L = 0,1$ мГн

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. James Carroll, Alasdair McDonald, David McMillan. Reliability comparison of DFIG drive train configuration with PMG drive train configuration in the first 5 years of operation, 3rd Renewable Power Generation Conference (RPG 2014), 2014, pp. 1–6.
2. Вавилов В.Е., Герасин А.А., Исмагилов Ф.Р., Хайруллин И.Х., Фаррахов Д.Р., Ямалов И.И. Метод управления и стабилизации выходного напряжения системы генерирования переменного тока стабильной частоты на базе магнитоэлектрического генератора. – Изв. РАН. Теория и системы управления, 2016, № 5, с. 100–106.
3. Вавилов В.Е., Герасин А.А., Исмагилов Ф.Р., Хайруллин И.Х., Фаррахов Д.Р. Гибридный метод управления напряжением магнитоэлектрического генератора. – Изв. РАН. Теория и системы управления, 2017, № 2, с. 101–107.
4. Электрооборудование летательных аппаратов: учебник для вузов, т. 1/Под. ред. С.А. Грузкова. М.: Изд.-во МЭИ, 2005, 508 с.
5. Комлев И.В. Регулируемый магнитоэлектрический вентильный генератор. – Труды конф. «Электрификация летательных аппаратов», посвященная 125-летию акад. В.С. Кулебакина. Москва, 1 ноября 2016г. ИД Академии Жуковского, 2016, с. 277–282.
6. Freitas T R S D, Menegaz P J M, Simonetti D S L. Rectifier topologies for permanent magnet synchronous generator on wind energy conversion systems: A review[J]. Renewable & Sustainable Energy Reviews, 2016, 54:1334–1344.
7. Bojoi R., Neacsu M.G., Tenconi A. Analysis and survey of multiphase power electronic converter topologies for the more electric aircraft applications. – Intern. Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Sorrento, Italy, 20–22 Jun. 2012, pp. 440–445.
8. Мыщык Г.С., Мьё Мин Тант. К вопросу системного проектирования электротехнического комплекса «Переменная скорость – постоянная частота» с использованием активного выпрямителя. – Электричество, 2018, № 2, с. 34–42.
9. Dong-Min Miao, Yves Mollet, Johan Gyselinck, Jian-Xin Shen. DC Voltage Control of a Wide-Speed-Range Permanent-Magnet Synchronous Generator System for More Electric Aircraft Applications. 2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. (VPPC).
10. Saleh S.A., Onge X.F. St., McGivney W.M., J.D. McLeod. A New Multi-Level AC-DC Power Electronic Converter for

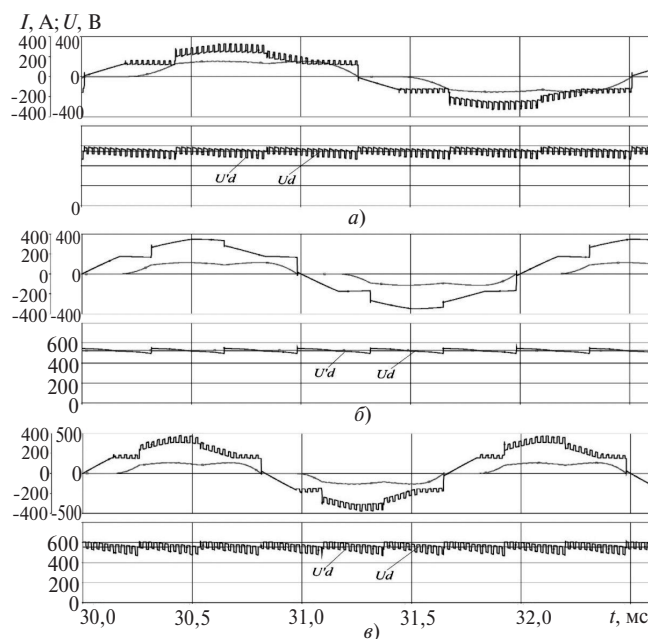


Рис. 7. Осциллограммы фазных токов и напряжений, а также выходных напряжений МЭГС-1 для трех режимов работы: *a* – $n_{\min} = 6000$ об/мин; *б* – $n_{\text{НОМ}} = 7500$ об/мин; *в* – $n_{\max} = 9000$ об/мин; для всех режимов: $u_d'(t)$ – напряжение до фильтра, $u_d(t)$ – напряжение после фильтра. Параметры ИКМ: $C_1 = C_2 = 20$ мкФ; $C_3 = 500$ мкФ; $L = 0,1$ мГн

Applications in PMG-Based WECSs. – Proc. of the 53rd IEEE IAS Industrial & Commercial Power System Conference (I&CPS'17), Niagara Falls, Canada, May 2017.

11. Onge X.F.St., McDonald K., Richard C., Saleh S.A. A New Multi-Port Active DC-Link for PMG-Based WECSs. IEEE/IAS 54th Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I&CPS), 2018.

12. Lesnicar A., Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. IEEE Bologna Power Tech Conference, June 2003, pp. 23–26.

13. Feng-Bao Xu, Ze-Zheng Wu, Yun-Chong Wang, Jian-Xin Shen. Modular Multilevel Converter Based PWM Rectifier System for High Speed or High Frequency Permanent Magnet Synchronous Generators. – 21st Intern. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS), October 7–10, 2018, Jeju, Korea.

14. Guan M.Y., Z.Xu. Modeling and Control of a Modular Multilevel Converter-Based HVDC System Under Unbalanced Grid Conditions. – IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, vol. 27, No. 12, pp. 4858–4867.

15. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2006, 632 с.

16. Хлаинг Мин У, Мыщык Г.С. Структурно-параметрическая оптимизация импульсных регуляторов напряжения с многоканальным преобразованием. – Вестник МЭИ, 2015, № 4, с. 54–61.

[03.06.2019]

Мыщык Геннадий Сергеевич – доктор техн. наук, профессор кафедры «Электротехнические комплексы автономных объектов и электрический транспорт» (ЭКАО и ЭТ) НИУ «МЭИ», диссертацию защитил в 2001 г.

Маслов Александр Евгеньевич – аспирант кафедры ЭКАО и ЭТ НИУ «МЭИ».

A Switched Permanent-Magnet Generator with a Stabilized Output Voltage Equipped with a Reversible Voltage Booster Channel

MYTSYK GENNADY S. (*National Research University «Moscow Power Engineering Institute» – NRU «MPEI», Moscow, Russia*) – Professor of Electrical Complexes of Self-Contained Objects and Electrical Transport Dept., Dr. Sci. (Eng.)

MASLOV A. Ye. (*NRU «MPEI», Moscow, Russia*) – Ph.D.-student of Electrical Complexes of Self-Contained Objects and Electrical Transport Dept.

To solve the problem of (i) stabilizing the output voltage of the machine-electronic generating system (MEGS-1) comprising a synchronous electric machine excited from permanent magnets (PMG) connected in series with an adjustable rectifier unit (ARU) and (ii) reducing the ARU rated capacity, it is proposed to regulate only part of the output energy flow by supplementing the noncontrolled rectifier with an adjustable reversible voltage booster channel (RVBC). By using computer simulation (CS), a required clarity is brought in understanding of the physical processes occurring in the new MEGS-1 structure, and the feasibility of the design concept is proven. The proposed concept consists in stabilizing the MEGS-1 output voltage under the effect of disturbing inputs applied to the drive shaft rotation frequency and to the load in two modes of the reversible voltage booster channel operation: voltage boosting and voltage decreasing. In particular, the physical essence of the RVBC operation in the non-traditional mode of voltage decreasing is explained, and the conditions for its efficient operation are determined. For two voltage booster channel makeup versions, namely, the non-reversible (VBC) and reversible (RVBC) ones, models representing the correlations between their power (in fractions of the PMG power) and the drive shaft frequency variation ratio are proposed. By using the computer simulation techniques, the obtained results were checked for adequacy subject to commonly adopted assumptions. The minimum required information and methodological support for designing a new version of MEGS-1 has been developed.

Key words: synchronous machine, excitation from permanent magnets, variable shaft rotation frequency, rectifier unit, voltage stabilization, reversible voltage booster channel, computer simulation

REFERENCES

1. James Carroll, Alasdair McDonald, David McMillan. Reliability comparison of DFIG drive train configuration with PMG drive train configuration in the first 5 years of operation, 3rd Renewable Power Generation Conference (RPG 2014), 2014, pp. 1–6.
2. Vavilov V.Ye., Gerasin A.A., Ismagilov F.R., Khayrullin I.Kh., Farrakhov D.R., Yamalov I.I.. *Izv. RAN. Teoriya i sistemy upravleniya – in Russ. (Izv. RAS. Theory and Control Systems)*, 2016, No. 5, pp. 100–106.
3. Vavilov V.Ye., Gerasin A.A., Ismagilov F.R., Khayrullin I.Kh., Farrakhov D.R. *Izv. RAN. Teoriya i sistemy upravleniya. – in Russ. (Izv. RAS. Theory and Control Systems)*, 2017, No. 2, pp. 101–107.
4. Elektrooborudovaniye letatel'nykh apparatov: uchebnik dlya vuzov, t. 1/Pod red. S.A. Gruzskova. (Electrical equipment of aircraft: a textbook for high schools, vol. 1/Edit. by S.A. Gruzkov). M.: Publ. House of MPEI, 2005, 508 p.
5. Komlev I.V. Reguliruyemyy magnitoelektricheskiy ventil'nyy generator. – Trudy konf. «Elektrifikatsiya letatel'nykh apparatov», posvyashchennaya 125-letiyu akad. V.S. Kulebakina. Moskva, 1 noyabrya 2016g. ID Akademii Zhukovskogo (Adjustable magnetolectric valve generator. – Proc. conf. «Electrification of aircraft», dedicated to the 125th anniversary of Acad. V.S. Kulebakin). Moscow, November 1, 2016. Publ. House of Zhukovsky, 2016, pp. 277–282.
6. Freitas T R S D, Menegaz P J M, Simonetti D S L. Rectifier topologies for permanent magnet synchronous generator on wind energy conversion systems: A review[J]. *Renewable & Sustainable Energy Reviews*, 2016, 54:1334–1344.
7. Bojoi R., Neacsu M.G., Tenconi A. Analysis and survey of multiphase power electronic converter topologies for the more electric aircraft applications. – Intern. Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Sorrento, Italy, 20–22 Jun. 2012, pp. 440–445.
8. Mytsyk G.S., M'yo Min Tant. *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2018, No. 2, pp. 34–42.
9. Dong-Min Miao, Yves Mollet, Johan Gyselinck, Jian-Xin Shen. DC Voltage Control of a Wide-Speed-Range Permanent-Magnet Synchronous Generator System for More Electric Aircraft Applications. 2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. (VPPC).
10. Saleh S.A., Onge X.F.St., McGivney W.M., McLeod J.D. A New Multi-Level AC-DC Power Electronic Converter for Applications in PMG-Based WECSs. – Proc. of the 53rd IEEE IAS Industrial & Commercial Power System Conference (I&CPS'17), Niagara Falls, Canada, May 2017.
11. Onge X.F.St., McDonald K., Richard C., Saleh S.A. A New Multi-Port Active DC-Link for PMG-Based WECSs. IEEE/IAS 54th Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I&CPS), 2018.
12. Lesnicar A., Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. IEEE Bologna Power Tech Conf., June 2003, pp. 23–26.
13. Feng-Bao Xu, Ze-Zheng Wu, Yun-Chong Wang, Jian-Xin Shen. Modular Multilevel Converter Based PWM Rectifier System for High Speed or High Frequency Permanent Magnet Synchronous Generators. – 21st Intern. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS), October 7–10, 2018, Jeju, Korea.
14. Guan M.Y., Z. Xu. Modeling and Control of a Modular Multilevel Converter-Based HVDC System Under Unbalanced Grid Conditions. – IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, vol. 27, No. 12, pp. 4858–4867.
15. Meleshin V.I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika. (Transistor converter technology)*. Moscow, Tekhnosfera, 2006, 632 p.
16. Khlaing Min U, Mytsyk G.S. *Vestnik MEI – in Russ (Bulletin of Moscow Power Engineering Institute)*, 2015, No. 4, pp. 54–61.