

АСИНХРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР ДЛЯ АВТОНОМНЫХ ГИДРОЭЛЕКТРОСТАНЦИЙ МАЛОЙ МОЩНОСТИ С НЕРЕГУЛИРУЕМЫМИ ГИДРОТУРБИНАМИ

Введение. Электрификацию удаленных от электросетей малозаселенных территорий экономически целесообразно осуществлять путем создания небольших автономных трехфазных либо однофазных энергогенерирующих систем [1,2]. Их располагают в непосредственной близости от потребителей и рассчитывают на потребности данной местности. С учетом удорожания и истощения невозобновляемых источников энергии в этих энергосистемах предпочтительно использовать энергию ветра, малых рек, биогаз и т. д.. При наличии гидроресурсов генераторы часто выполняют на основе асинхронных машин (АМ) малой мощности (до 50 кВт) с емкостным возбуждением (ЕВ), а их привод из стоимостных соображений осуществляют от нерегулируемых гидротурбин [3]. Стабилизацию частоты выходного напряжения автономного асинхронного генератора (АГ) при постоянном напоре воды осуществляют с помощью регулируемой балластной нагрузки, установленная мощность которой равна номинальной мощности агрегата [3,4].

Большая установленная мощность балластной нагрузки, критичность к ее выходу из строя, непрерывная эксплуатация генератора в номинальном режиме, невозможность плавного отдельного регулирования частоты и амплитуды выходного напряжения являются основными недостатками асинхронных генераторов с ЕВ и приводом от нерегулируемых гидротурбин.

Постановка задач исследования. Целью данной работы является разработка схемного решения, математической модели и алгоритма управления АГ, в которых отсутствуют перечисленные недостатки. Для их устранения в схеме АГ применены полупроводниковые устройства, которые осуществляют регулирование возбуждения генератора, а также преобразование его выходного напряжения в напряжение постоянной частоты и амплитуды.

Материалы исследования. Предложенная схема автономного однофазного АГ с вентильно-емкостным возбуждением и постоянной частотой выходного напряжения показана на рис. 1. Она состоит из следующих

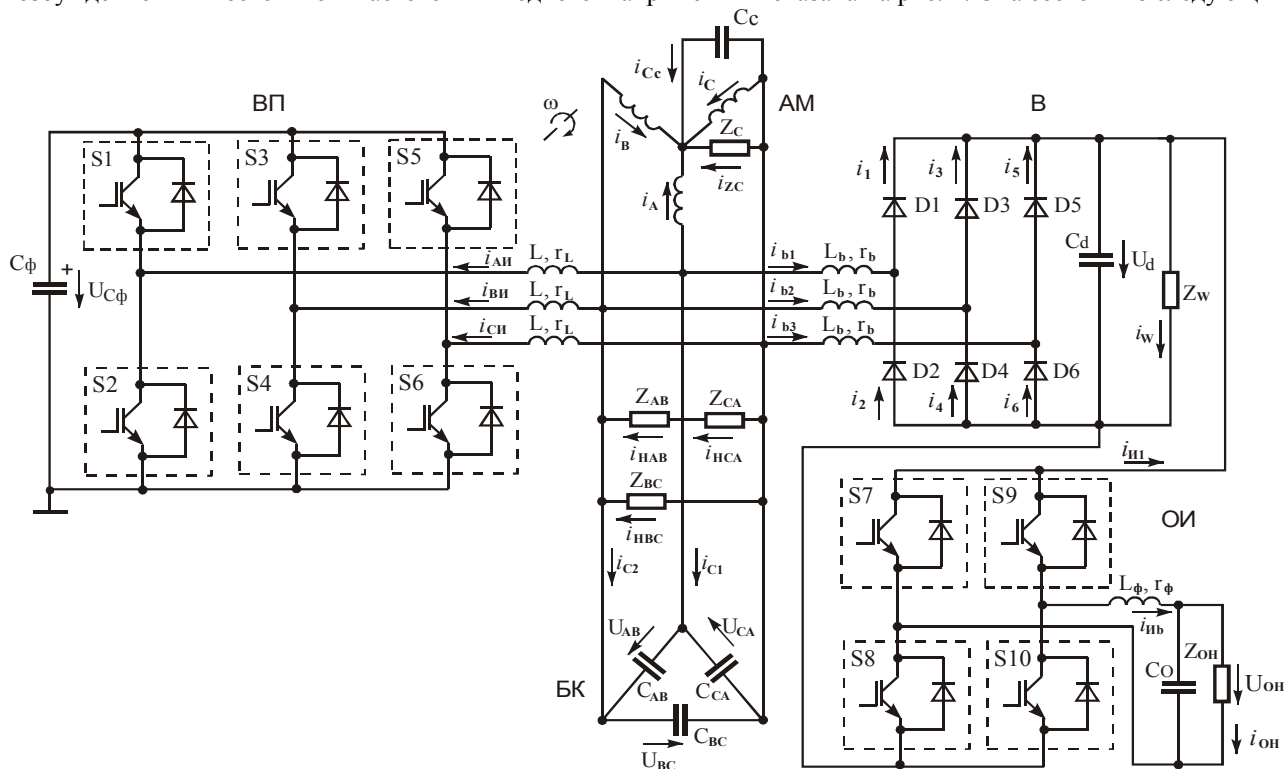


Рис.1. Схема силовой части АГ

структурных элементов: АМ, трехфазный вентильный преобразователь системы возбуждения (СВ), батарея конденсаторов (БК) начального возбуждения C_{AB} , C_{BC} , C_{CA} , балластные сопротивления Z_{AB} , Z_{BC} , Z_{CA} , трехфазный выпрямитель (В), однофазный инвертор (ОИ), работающий на нагрузку Z_{OH} . Вспомогательные

элементы C_C , Z_C , Z_W имеют пренебрежимо малые проводимости. C_C и Z_C введены в расчетную электрическую схему для облегчения математического описания АГ, Z_W - для контроля адекватности математической модели (ММ) выпрямителя.

Модель электрической машины

Система алгебро-дифференциальных уравнений в фазной системе координат А, В, С, которая описывает АМ с соединенными в "Δ" обмотками статора, приведена в [5]. Она была взята за основу и преобразована для включения АМ по схеме "Y" путем изменения уравнений, описывающих потокоцепления фаз А и В статора

$$\frac{d\Psi_A}{dt} = u_{AB} + u_{BC} + u_C - i_A r_1, \quad \frac{d\Psi_B}{dt} = u_{BC} + u_C - i_B r_1.$$

Уравнения емкостной части СВ

Система ДУ, описывающая напряжения на БК начального возбуждения, имеет вид [6]:

$$\frac{dU_{AB}}{dt} = \frac{C_{BC} i_{C1} - C_{CA} i_{C2}}{C_{AB} C_{CA} + C_{AB} C_{BC} + C_{BC} C_{CA}}, \quad \frac{dU_{BC}}{dt} = \frac{C_{AB} i_{C1} + (C_{AB} + C_{CA}) i_{C2}}{C_{AB} C_{CA} + C_{AB} C_{BC} + C_{BC} C_{CA}},$$

где

$$i_{C1} = i_A - i_{AI} - i_{b1} - i_{HAB} + i_{HCA}, \quad i_{C2} = i_B - i_{BI} - i_{b2} + i_{HAB} - i_{HBC}.$$

Уравнения нагрузки и вспомогательных элементов C_C , Z_C .

Закономерность изменения токов трехфазной активно-индуктивной балластной нагрузки АГ определяется системой ДУ

$$\frac{di_{HAB}}{dt} = (u_{AB} - r_B i_{HAB}) \frac{1}{L_B}, \quad \frac{di_{HBC}}{dt} = (u_{BC} - r_B i_{HBC}) \frac{1}{L_B}, \quad \frac{di_{HCA}}{dt} = (-u_{AB} - u_{BC} - r_B i_{HCA}) \frac{1}{L_B},$$

а тока и напряжения активно-индуктивного сопротивления Z_C

$$\frac{di_{Zc}}{dt} = (u_C - r_{Zc} i_{Zc}) \frac{1}{L_{Zc}}, \quad \frac{dU_C}{dt} = \frac{i_{Cc}}{C_C} = \frac{-i_A - i_B - i_C - i_{Zc}}{C_C},$$

где r_B , L_B - активное сопротивление и индуктивность балластной нагрузки,

r_{Zc} , L_{Zc} - активное сопротивление и индуктивность Z_C .

Модель вентиляльной части СВ

Если рассматривать каждую пару полупроводниковых элементов транзистор-обратный диод трехфазного ВП как единые идеальные ключи $S_1 \div S_6$, то его математическая модель сводится к системе трех ДУ [6]

$$\frac{di_{AI}}{dt} = \frac{u_{C\Phi}(k_5 + k_3 - 2k_1) - 3r_L i_{AI} + 2u_{AB} + u_{BC}}{3L}, \quad \frac{di_{BI}}{dt} = \frac{u_{C\Phi}(k_5 - 2k_3 + k_1) - 3r_L i_{BI} - u_{AB} + u_{BC}}{3L},$$

$$\frac{du_{C\Phi}}{dt} = \frac{k_1 i_{AI} + k_3 i_{BI} - k_5 (i_{BI} + i_{AI})}{C_\Phi},$$

где k_1, k_3, k_5 - коммутационные функции, принимающие значения 0 или 1 в зависимости от того, закрыт либо открыт соответствующий ключ (S_1, S_3, S_5).

Модель выпрямителя.

Для получения ММ выпрямителя в виде системы уравнений в форме Коши воспользуемся известной схемой замещения диода (рис. 2). Когда диод находится в проводящем состоянии, ключ Sw замкнут и активное сопротивление диода равно $r_{од}$, иначе - $r_{од} + r_{зд}$, где $r_{зд}$ - сопротивление утечки ($r_{зд} \gg r_{од}$).

На основании законов Кирхгофа после ряда преобразований приходим к следующей системе уравнений:

$$\frac{di_{b1}}{dt} = \frac{i_{b1}(6r_b + 3r_{од}) + r_{зд}(2k_{д1}(i_2 + i_{b1}) - 2k_{д2}i_2 - k_{д3}(i_4 + i_{b2}) + k_{д4}i_4 + k_{д5}(i_{b1} + i_{b2} - i_6) + k_{д6}i_6) - 2(u_{AB} + u_{BC})}{-3(L_d + 2L_b)},$$

$$\frac{di_{b2}}{dt} = \frac{i_{b2}(6r_b + 3r_{од}) + r_{зд}(-k_{д1}(i_2 + i_{b1}) + k_{д2}i_2 + 2k_{д3}(i_4 + i_{b2}) - 2k_{д4}i_4 + k_{д5}(i_{b1} + i_{b2} - i_6) + k_{д6}i_6) + 2(u_{AB} - u_{BC})}{-3(L_d + 2L_b)},$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{-1}{L_d(L_d + 2L_b)} \left(r_{од}i_2(L_d + 2L_b) + i_{b1}(r_{од}L_b - r_bL_d) + \frac{r_{зд}L_d b_1}{6} + \frac{u_d(L_d + 2L_b)}{2} + \frac{L_d(2u_{AB} + u_{BC})}{3} \right),$$

$$\frac{di_4}{dt} = \frac{-1}{L_d(L_d + 2L_b)} \left(r_{од}i_4(L_d + 2L_b) + i_{b2}(r_{од}L_b - r_bL_d) + \frac{r_{зд}L_d b_2}{6} + \frac{u_d(L_d + 2L_b)}{2} + \frac{L_d(u_{BC} - u_{AB})}{3} \right),$$

$$\frac{di_6}{dt} = \frac{1}{L_d(L_d + 2L_b)} \left(-r_{од}i_6(L_d + 2L_b) + i_{b1}(r_{од}L_b - r_bL_d) + \frac{r_{зд}L_d b_3}{6} - \frac{u_d(L_d + 2L_b)}{2} + \frac{L_d(u_{AB} + 2u_{BC})}{3} \right),$$

$$\frac{du_d}{dt} = \frac{i_2 + i_4 + i_2 - i_W - i_{W1}}{C_d}, \quad \frac{di_W}{dt} = (u_d - R_W i_W) \frac{1}{L_W},$$

где

$$b_1 = k_{д1} \left(i_2 + i_{b1} + 6 \frac{L_b}{L_d} (i_{b1} + i_2) \right) + k_{д2} i_2 \left(5i_2 + 6 \frac{L_b}{L_d} \right) + k_{д3} (i_{b2} + i_4) - k_{д4} i_4 + k_{д5} (i_6 - i_{b1} - i_{b2}) - k_{д6} i_6,$$

$$b_2 = k_{д1} (i_2 + i_{b1}) - k_{д2} i_2 + k_{д3} \left(i_{b2} + i_4 + 6 \frac{L_b}{L_d} (i_{b2} + i_4) \right) + k_{д4} i_4 \left(5 + 6 \frac{L_b}{L_d} \right) + k_{д5} (i_6 - i_{b1} - i_{b2}) - k_{д6} i_6,$$

$$b_3 = -k_{д1} (i_2 + i_{b1}) + k_{д2} i_2 - k_{д3} (i_{b2} + i_4) + k_{д4} i_4 + \left(k_{д5} + 6 \frac{L_b}{L_d} \right) (i_{b1} + i_{b2} - i_6) - k_{д6} i_6 \left(5 + 6 \frac{L_b}{L_d} \right).$$

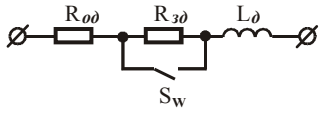


Рис.2. Схема замещения диода

Переменные R_W и L_W в приведенных формулах – активное сопротивление и индуктивность Z_W , $k_{д1} \div k_{д6}$ – коммутационные функции, которые принимают значение 0 или 1 в зависимости от состояния диода (0 – диод в проводящем состоянии).

Модель однофазного инвертора и нагрузки

Замещая единые ключи транзистор-обратный диод идеальными ключами $S_7 \div S_{10}$, на основе законов Кирхгофа приходим к

системе уравнений

$$\frac{du_{OH}}{dt} = (i_{иО} - i_{OH}) \frac{1}{C_O}, \quad \frac{di_{OH}}{dt} = (U_{OH} - R_{OH} i_{OH}) \frac{1}{L_{OH}}, \quad \frac{di_{ИВ}}{dt} = \left(U_d (k_9 - k_7) - u_{OH} - r_\phi i_{ИВ} \right) \frac{1}{L_\phi},$$

где R_{OH} , L_{OH} – активное сопротивление и индуктивность нагрузки Z_{OH} ,

r_ϕ , L_ϕ – активное сопротивление и индуктивность дросселя фильтра,

k_7 , k_9 – коммутационные функции единых ключей S_7 , S_9 .

Записанные уравнения ОИ дополняются уравнением связи между ОИ и выпрямителем

$$i_{И1} = i_{иО} (k_7 - k_9).$$

Моделирование системы автоматического регулирования вентильной части СВ

Регулирование активной и реактивной мощности трехфазного ВП осуществим путем амплитудно-фазового регулирования его выходных токов i_{AI} , i_{BI} , i_{CI} . Структурная схема блока формирования расчетных токов ВП показана на рис. 3.

В контуре обратной связи (ОС) по переменному напряжению АГ выделяется сигнал i_{m-} , величина которого пропорциональна реактивной составляющей токов. Для поддержания постоянного потока в АМ амплитуда ее номинального паспортного напряжения U_{N-} умножается на относительную скорость вращения ротора $\omega_{РОЕ}$, а затем ограничивается на уровне U_{N-} для ограничения выходной мощности АГ. Относительная скорость вращения ротора вычисляется как отношение текущей и номинальной паспортной скорости вращения АМ.

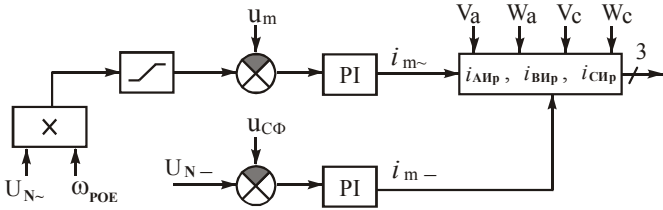


Рис.3. Блок формирования расчетных токов ВП

В контуре ОС по напряжению $u_{C\phi}$ сравниваются заданное U_{N-} и текущее напряжения на конденсаторе C_ϕ . В результате формируется сигнал i_{m-} , величина которого пропорциональна активной составляющей токов ВП. Результирующие расчетные токи вычисляются из выражений [7]:

$$i_{AIr} = i_{m-} w_a + i_{m-} v_a, \quad i_{CIr} = i_{m-} w_c + i_{m-} v_c, \quad i_{BIr} = -i_{AIr} - i_{CIr},$$

где

$$v_a = \frac{u_A}{u_m}, \quad v_c = \frac{u_C}{u_m}, \quad w_a = \frac{u_C - u_B}{\sqrt{3}u_m}, \quad w_c = \frac{-3u_A + u_B - u_C}{2\sqrt{3}u_m}.$$

Алгоритм управления однофазным инвертором

Основной задачей ОИ является формирование приближенного к синусоидальному стабилизированного напряжения на выходе LC-фильтра в широком диапазоне изменения нагрузки. Для ее решения целесообразно воспользоваться методами ШИМ, которые основаны на непосредственном приближении регулируемой величины к заданной [8].

Чтобы получить закон регулирования тока $i_{иО}$, рассмотрим обратную задачу. Пусть на выходе LC-фильтра вместо нагрузки включен источник синусоидальной ЭДС E_s , а входное сопротивление генератора со стороны зажимов однофазной нагрузки равно $Z_{вх}$ (рис. 4). Тогда будет справедливо следующее уравнение:

$$E_S = I_S Z_{BX}.$$

Переходя к мгновенным значениям, получаем

$$\frac{di_S}{dt} = \frac{e_S - i_S r_\phi - (k_9 - k_7) u_d}{L_\phi}. \quad (1)$$

Уравнение (1) определяет расчетный ток, к которому следует приближать выходной ток ОИ $i_{ИО}$ для получения выходного напряжения $u_{ОН}$, форма которого приближена к e_S . При определении i_S значения k_7 и k_9 берутся с предыдущего шага.

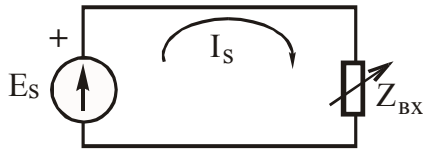


Рис.4. Схема замещения ОИ при работе на источник ЭДС

Для контроля адекватности ММ были проведены численные расчеты АГ, выполненного на базе АМ 4А100S2У3 мощностью 4 кВт при следующих параметрах: $\omega_{РОЕ} = 1$, $C_{AB} = C_{BC} = C_{CA} = 20\text{мкФ}$, $Z_{AB} = Z_{BC} = Z_{CA} = \infty$, $Z_{ОН} = 21\text{Ом}$, $C_0 = 5\text{мкФ}$, $L_\phi = 0.004\text{Гн}$, $r_\phi = 0.25\text{Ом}$. Результаты расчетов приведены на рис. 5.

Полученная форма напряжений генератора с уплощенными вершинами (рис. 5 а) хорошо соответствует реальным кривым напряжений, имеющим место при работе автономных АГ на выпрямительную нагрузку.

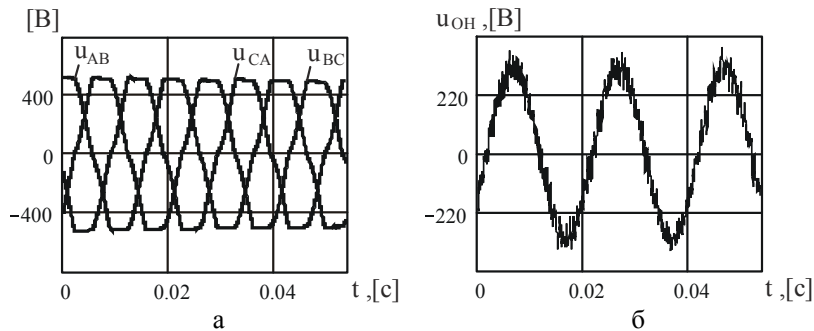


Рис.5. Линейные (а) и выходное (б) напряжения АГ

Качество выходного напряжения (рис. 5 б) при выбранном законе управления зависит от нагрузки и улучшается с ее ростом. Путем оптимизации структуры и параметров фильтра, что не было основной целью данной работы, форма $u_{ОН}$ может быть улучшена.

Выводы. Рассмотренное схемное решение АГ позволяет создавать генераторы с постоянной частотой и плавно регулируемой величиной выходного напряжения, работающие от гидротурбин с переменной скоростью вращения. Нижняя граница допустимого диапазона скоростей вращения турбины для данного АГ составляет около 70% от номинальной паспортной скорости вращения АМ. Поскольку стабилизация механического момента в рабочем диапазоне частот вращения вала не требуется, то балластная нагрузка в рассмотренном АГ может быть значительно уменьшена либо исключена. Разработанная модель АГ позволяет с хорошей степенью адекватности выполнять моделирование установившихся и переходных процессов.

Литература.

1. E. G. Marra, J. A. Pomilio, "Self-excited induction generator controlled by a VS-PWM bidirectional converter for rural applications", IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol. 35, No. 4, July/August 1999, pp. 877-883.
2. T. F. Chan, L. L. Lai, "Steady-state analysis and performance of a stand-alone three-phase induction generator with asymmetrically connected load impedances and excitation capacitances" IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 16, no. 4, pp. 327-333, December, 2001.
3. B. Singh, S.S. Murthy, S. Gupta, "Analysis and design of electronic load controller for self-excited induction generators", IEEE Trans. On Energy Conversion, Vol. 21, No. 1, March 2006, pp. 285-293.
4. J. B. Ekanayake, "Induction generators for small hydro schemes", Power eng. journal, April 2002, pp. 61-67.
5. Лесник В.А., Мазуренко Л.И., Джура А.В., Дынник Л.Н. Математическая модель и алгоритм расчета режимов однофазного асинхронного генератора с вентильно-емкостным возбуждением //Технічна електродинаміка-2005.-№3.- С.44-48.
6. Мазуренко Л.И., Лесник В.А., Джура А.В., Дынник Л. Н. Моделирование и анализ трехфазного асинхронного генератора с вентильно-емкостным возбуждением и амплитудно-фазовым регулированием реактивного тока// Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ (Матеріали міжнародної науково-технічної конференції "Електромеханічні системи, методи моделювання та оптимізації".- Кременчук, 2006). Вип.3/2006 (38) - Ч.1, С. 116-119.
7. Дослідження процесів електромеханічного перетворення енергії та розробка наукових основ енергоефективних електромашин з подовженим строком експлуатації: Звіт про НДР (Заключний)/ Інститут електродинаміки НАН України, № ДР 0102U005047. – Київ, 2006р.
8. J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion", proceedings of the IEEE, Vol. 8, August 1994, pp. 1194-1214.