



АВТОНОМНИЙ АСИНХРОННИЙ ГЕНЕРАТОР З ДВОСТУПЕНЕВОЮ КОНДЕНСАТОРНОЮ СИСТЕМОЮ ЗБУДЖЕННЯ ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ ОДНОФАЗНОГО НАВАНТАЖЕННЯ

Розглянуто схемотехнічне рішення та розроблено динамічну модель автономного асинхронного генератора з двоступеневою конденсаторною системою збудження. Наведено результати моделювання електромагнітних процесів в генераторі.

Ключові слова: автономний асинхронний генератор, конденсаторна система збудження, регулятор.

В автономних електроагрегатах з приводними бензиновими двигунами та в складі мікро-ГЕС можуть застосовуватись в якості генератора дво- і трифазні асинхронні машини [1–4]. Прийнятні для певних споживачів параметри вихідної напруги в автономних електроагрегатах з асинхронними генераторами (АГ) забезпечуються завдяки використанню механічних регуляторів частоти обертання і конденсаторних систем збудження. Добре відомим недоліком автономних АГ з нерегульованою конденсаторною системою паралельного збудження є достатньо широкий (близько 205 ... 250 В) діапазон зміни їх вихідної напруги. З метою звуження цього діапазону застосовують так зване "стартове підсилення", яке забезпечується додатковими конденсаторами з електромеханічним комутатором, що під'єднує конденсатори до статорної обмотки. Для спрощення системи збудження робота комутатора базується на релейному принципі, згідно якого він реагує на певні порогові значення вихідного струму. Виробниками не рекомендується жити від автономних АГ з системою "стартового підсилення" швидкозмінне наванта-

ження. Однією з причин цього є обмеження на кількість перемикачів релейних елементів впродовж певного часу. Недотримання цих обмежень призводить до швидкого зношення контактів і виходу з ладу комутатора.

Зазначений недолік може бути усунуто завдяки заміні електромеханічного комутатора конденсаторів на напівпровідниковий. Вибір електронних компонентів напівпровідникового комутатора залежить, як відомо, від значень їх електричних параметрів. Ці параметри можуть бути попередньо визначені з допомогою програм розрахунку перехідних процесів за наявності відповідних комп'ютерних моделей. Найбільш просто і швидко такі моделі створюються з елементів бібліотек програмного пакета. Проте такий підхід непридатний для створення моделей складних і нестандартних електрогенеруючих пристроїв. Зокрема, це відноситься і до АГ з відмінною від зірки ("Y") схемою з'єднання фаз статора. В такому випадку необхідно створювати нові математичні моделі об'єкта чи його частини з використанням систем алгебро-диференціальних рівнянь.

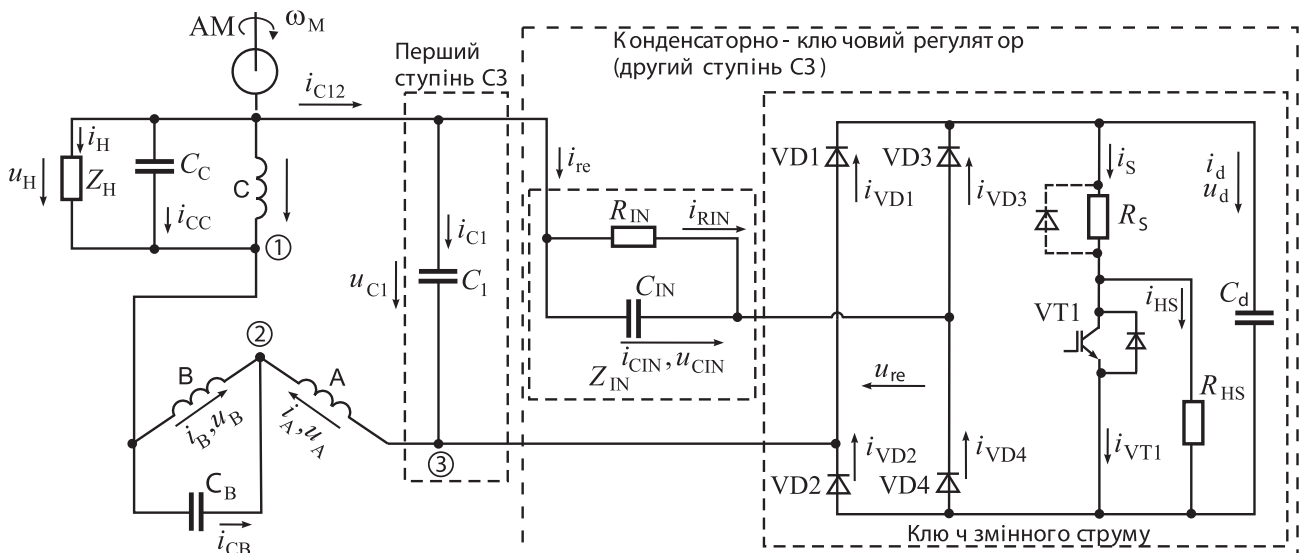


Рис. 1. Розрахункова схема АГ з конденсаторною СЗ

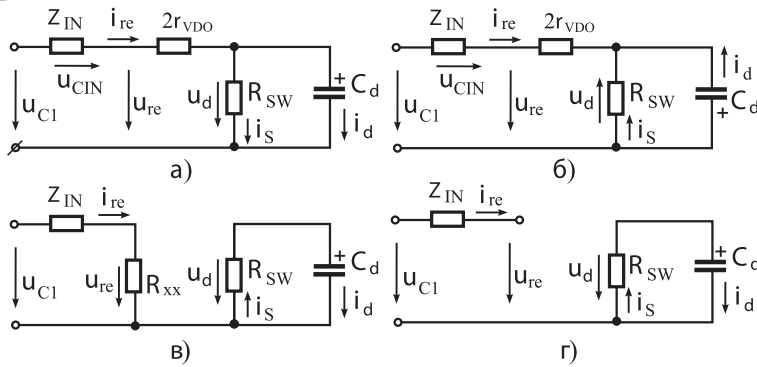


Рис. 2. Миттєві схеми заміщення однофазного випрямляча.

Метою статті є розробка схемотехнічного рішення, динамічної моделі та алгоритму керування асинхронного генератора з послідовно з'єднаними фазами трифазної статорної обмотки і двоступеневою конденсаторною системою збудження, в якій один із ступенів комутують напівпровідникові елементи.

Розрахункова схема АГ. Основними елементами розрахункової схеми АГ (Рис. 1) є асинхронна машина (АМ) і її система збудження (СЗ). Навантаження споживачів Z_H під'єднується до фази С генератора.

Початкове збудження АГ здійснюється від конденсатора C_1 . Конденсатори C_C і C_B необхідні головним чином для полегшення розрахунку фазних напруг в чисельній моделі. Другий ступінь СЗ являє собою конденсаторно-ключову структуру. Як видно з Рис. 1, додатковий конденсатор C_{IN} підключено паралельно C_1 через ключ змінного струму, реалізований на основі однофазного мостового випрямляча і транзистора VT1. Низькоомний резистор R_S обмежує струм транзистора VT1 в момент його ввімкнення. Конденсатор C_d малої ємності призначений для обмеження імовірних в фізичній моделі короткочасних імпульсних перенапруг по колу постійного струму випрямляча. Причиною цих перенапруг є паразитні індуктивності елементів регулятора та неідеальність електронних компонентів. Високоомний резистор R_{HS} встановлюється для розряду конденсатора C_d після зупинки генератора і зменшення напруги кола постійного струму безпосередньо перед включенням VT1. Високоомний резистор R_{IN} запобігає накопичуванню постійної складової напруги на конденсаторі C_{IN} . Резистор в разі наявності індуктивної складової струму слід шунтувати зворотним діодом.

Математична модель АГ. Модель генератора за Рис. 1 подано у вигляді декількох взаємопов'язаних блоків рівнянь:

- рівняння АМ;

- рівняння зв'язку між блоками рівнянь АГ;
- рівняння другого ступеня СЗ (конденсаторно-ключового дискретного регулятора реактивної потужності);
- блок рівнянь системи керування.

Рівняння АМ [5], які дозволяють знаходити часові залежності потокозчеплень і струмів статора і ротора, мають наступний вигляд

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_A}{dt} \\ \frac{d\psi_B}{dt} \\ \frac{d\psi_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} - r_1 \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_a}{dt} \\ \frac{d\psi_b}{dt} \\ \frac{d\psi_c}{dt} \end{bmatrix} = -r_2 \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} \psi_b - \psi_c \\ \psi_c - \psi_a \\ \psi_a - \psi_b \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} \psi_A - \psi_{mA} \\ \psi_B - \psi_{mB} \\ \psi_C - \psi_{mC} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} \psi_a - \psi_{mA} \\ \psi_b - \psi_{mB} \\ -L_2(i_a + i_b) \end{bmatrix}$$

де $\psi_A, \psi_B, \psi_C; u_A, u_B, u_C; i_A, i_B, i_C$ – потокозчеплення, напруги і струми статора; $\psi_a, \psi_b, \psi_c; i_a, i_b, i_c$ – потокозчеплення і струми ротора; $r_1, r_2; L_1, L_2$ – активні опори і індуктивності розсіювання обмоток статора і ротора.

Порядок визначення потокозчеплень намагнічування $\psi_{mA}, \psi_{mB}, \psi_{mC}$ та врахування насичення АМ наведені в [5]. Електричну кутову частоту обертання ω в подальшому прийемо сталою.

Рівняння зв'язку АГ мають наступний вигляд

$$i_{CB} = -i_A - i_B, i_{CC} = -i_H - i_C - i_A, i_{C1} = i_A - i_{re},$$

$$\frac{du_B}{dt} = \frac{i_{CB}}{C_B}, \frac{du_C}{dt} = \frac{i_{CC}}{C_C}, \frac{du_{C1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C_1}, u_A = u_C - u_{C1}.$$

Вихідний струм АГ за активного навантаження споживачів $Z_H = R_H$ дорівнює $i_H = u_C / R_H$, а за активно-індуктивного визначається з рівняння

$$\frac{di_H}{dt} = \frac{1}{Z_H} (u_C - R_H i_H),$$

де L_H – індуктивність навантаження.

Рівняння дискретного регулятора реактивної потужності отримуємо на основі його миттєвих схем заміщення для різних величин вхідної напруги випрямляча u_{re} .



1. $u_{re} = u_d \geq 2u_{VD0}$, де u_{VD0} – напруга на діоді, за якої він переходить у відкритий стан.

Якщо наведена нерівність виконується, то діоди $VD2, VD3$ знаходяться в провідному стані, а діоди $VD1, VD4$ – в непровідному стані. Якщо прийняти, що активний опір діодів незначний і дорівнює r_{VD0} у провідному стані та нескінченно великий в непровідному стані, то схема заміщення дискретного регулятора приймає вигляд Рис. 2, а. Опір Z_{IN} на Рис. 2, а є еквівалентним опором паралельної RC – ланки на вході випрямляча, а R_{SW} – еквівалентним опором вітки утвореної $R_S, VT1$ і R_{HS} . Електричні процеси в схемі Рис. 2, а описуються системою алгебро-диференціальних рівнянь

$$\frac{du_d}{dt} = \frac{1}{C_d}(i_{re} - i_s), \frac{du_{CIN}}{dt} = \frac{1}{C_{IN}}(i_{re} - i_{RIN}),$$

$$u_{re} = u_{C1} - u_{CIN}, i_{re} = \frac{u_{re} - u_d}{2r_{VD0}}, i_{RIN} = \frac{u_{CIN}}{R_{IN}}, i_s = \frac{u_d}{R_{SW}}.$$

Вважатимемо, що ключ $VT1$ ідеальний, тобто такий, що має нульовий опір у провідному стані, та нескінченний в непровідному стані. В такому випадку для схеми заміщення Рис. 2, а отримуємо

$$R_{SW} = K_{VT1}R_{HS} + R_S,$$

$$K_{VT1} = \begin{cases} 0, & \text{коли } VT1 \text{ в провідному стані,} \\ 1, & \text{коли } VT1 \text{ в непровідному стані.} \end{cases}, i_{VT1} = \bar{K}_{VT1}i_s.$$

2. $-u_{re} - u_d \geq 2u_{VD0}$ (від'ємна напруга на вході випрямляча перевищує по модулю u_d).

За умови виконання цієї нерівності діоди навпаки знаходяться в непровідному стані, $VD1, VD4$ – в провідному стані, а схема заміщення регулятора (Рис. 2, б), за винятком іншої полярності напруги і струму елементів C_d та R_{SW} , аналогічна схемі на Рис. 2, а.

Схемі заміщення Рис. 2, б відповідають наступні рівняння

$$\frac{du_d}{dt} = \frac{1}{C_d}(-i_{re} - i_s), \frac{du_{CIN}}{dt} = \frac{1}{C_{IN}}(i_{re} - i_{RIN}), u_{re} = u_{C1} - u_{CIN},$$

$$i_{re} = \frac{u_{re} + u_d}{2r_{VD0}}, i_{RIN} = \frac{u_{CIN}}{R_{IN}}, i_s = \frac{u_d}{R_{SW}}, i_{VT1} = \bar{K}_{VT1}i_s,$$

$$R_{SW} = K_{VT1}R_{HS} + R_S.$$

3. $|u_{re}| - u_d \geq u_{VD0}$.

Якщо модуль вхідної напруги випрямляча в деякий проміжок менший за більш ніж на $2u_{VD0}$, то всі діоди випрямляча знаходяться в непровідному стані. Тому схема заміщення другого ступеня SZ має дещо інший вигляд (Рис. 2, в або Рис. 2, г) ніж у попередніх випадках. В схемі Рис. 2, в з допомогою резистора враховуються втрати холостого ходу випрямляча. Якщо ж знехтувати втратами від зворот-

ної провідності, то приходимо до схеми Рис. 2, г.

Система рівнянь для схеми Рис. 2 в має такий вигляд

$$\frac{du_d}{dt} = -\frac{i_s}{C_d}, \frac{du_{CIN}}{dt} = \frac{1}{C_{IN}}(i_{re} - i_{RIN}), u_{re} = u_{C1} - u_{CIN}$$

$$i_{re} = \frac{u_{re}}{R_{XX}}, i_{RIN} = \frac{u_{CIN}}{R_{IN}}, i_s = \frac{u_d}{R_{SW}}, i_{VT1} = \bar{K}_{VT1}i_s,$$

$$R_{SW} = K_{VT1}R_{HS} + R_S,$$

а для Рис. 2 г.

$$\frac{du_d}{dt} = -\frac{i_s}{C_d}, \frac{du_{CIN}}{dt} = -\frac{i_{RIN}}{C_{IN}}, u_{re} = u_{C1} - u_{CIN}, u_{re} = 0,$$

$$i_{RIN} = \frac{u_{CIN}}{R_{IN}}, i_s = \frac{u_d}{R_{SW}}, R_{SW} = K_{VT1}R_{HS} + R_S, i_{VT1} = \bar{K}_{VT1}i_s.$$

Таким чином, кожна з еквівалентних схем заміщення описується однаковою кількістю рівнянь і відмінність між зазначеними системами проявляється лише в першому і четвертому рівняннях (в яких визначається u_d і i_{re}).

Аби отримати єдину систему рівнянь для всіх схем заміщення, введемо комутаційні функції

$$y_1 = \text{sgn}(u_{re} - u_d - 2u_{VD0}) = \begin{cases} 1, & u_{re} - u_d - 2u_{VD0} \geq 0 \\ 0, & u_{re} - u_d - 2u_{VD0} < 0 \end{cases}$$

$$y_2 = \text{sgn}(-u_{re} - u_d - 2u_{VD0}) = \begin{cases} 1, & -u_{re} - u_d - 2u_{VD0} \geq 0 \\ 0, & -u_{re} - u_d - 2u_{VD0} < 0. \end{cases}$$

Тоді складена на основі еквівалентних схем заміщення система рівнянь конденсаторно-ключового регулятора реактивної потужності приймає вигляд

$$\frac{du_d}{dt} = \frac{1}{C_d}(i_{re}(y_1 - y_2) - i_s), \frac{du_{CIN}}{dt} = \frac{1}{C_{IN}}(i_{re} - i_{RIN}),$$

$$u_{re} = u_{C1} - u_{CIN}, i_{re} = \begin{cases} \frac{u_{re} - u_d(y_1 - y_2)}{2r_{VD0} - (y_1 + y_2 - 1)R_{XX}}, & R_{XX} \neq \infty, \\ \frac{u_{re} - u_d(y_1 - y_2)}{2r_{VD0}}(y_1 + y_2), & R_{XX} = \infty, \end{cases}$$

$$i_{RIN} = \frac{u_{CIN}}{R_{IN}}, i_s = \frac{u_d}{R_{SW}}, K_{VT1} = \begin{cases} 0, & \text{коли } VT1 \text{ відкрито,} \\ 1, & \text{коли } VT1 \text{ закрито.} \end{cases},$$

$$R_{SW} = K_{VT1}R_{HS} + R_S, i_{VT1} = \bar{K}_{VT1}i_s.$$

Модель системи керування АГ подамо у вигляді блок-схеми її алгоритму роботи (Рис. 3).

Як видно з Рис. 3, сигнал K_{VT1} змінюється в залежності від різниці фактичної відносної напруги (U_H , в.о.) і заданої (U_H^* , в.о.) відносної напруги фази C генератора. За 1 в.о. тут прийнято номінальну фазну напругу АГ U_{HN} . Блок RMS здійснює з певною дискретністю розрахунок діючого значення відносної вихідної напруги АГ за миттєвими значеннями відносної напруги його

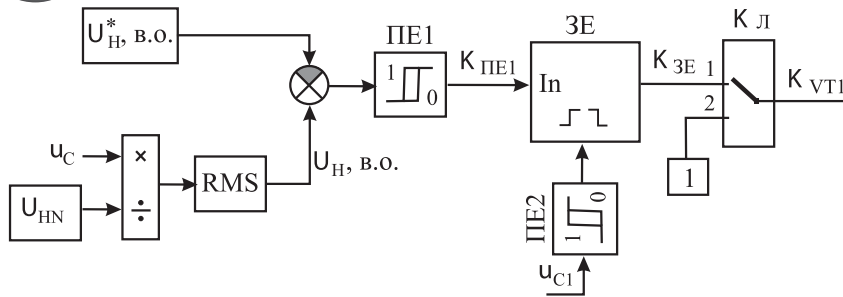


Рис. 3. Блок-схема алгоритму керування АГ.

фази статора.

Дворівневий сигнал (0/1) K_{PE1} на виході порогового елемента $PE1$ визначається згідно виразу

$$K_{PE1} = \begin{cases} U_H - U_H^* > \Delta h / 2, & 1, \\ U_H - U_H^* < -\Delta h / 2, & 0, \\ |U_H - U_H^*| \leq \Delta h, & K_{PE1} \text{ зберігає попереднє значення.} \end{cases}$$

де Δh – ширина гістерезису.

Пороговий елемент $PE2$ призначений для визначення моментів переходу через нуль кривої напруги u_{C1} . Саме в ці моменти елемент $ЗЕ$ запом'ятує сигнал K_{PE1} і присвоює його значення вихідному сигналу K_{3E} . Таким чином, K_{3E} може оновлюватись два рази на період вихідної напруги АГ. Сигнал K_{VT1} дорівнює K_{3E} якщо ключ $КЛ$ в положенні 1, інакше $K_{VT1} = 1$ і $VT1$ постійно закрито.

Імітаційна модель АГ за Рис. 1 розроблена в середовищі MATLAB/ SIMULINK базуючись на розглянутих вище моделях його складових частин. Електромашинну частину АГ реалізовано на основі серійної двополюсної АМ 4A100S2Y3 номінальної потужності 4 кВт.

Вхідними даними для моделі є наступні:

- електрична кутова частота обертання ротора $\omega = 314,16$ рад/с (3000 об/хв);
- параметри машини:
 $r_1 = 1,523$ Ом, $L_1 = 4,94 \cdot 10^{-3}$ Гн, $r'_2 = 1,015$ Ом,
 $L'_2 = 8,8934 \cdot 10^{-3}$ Гн;
- характеристика намагнічування (Табл. 1) $L_m(Y_m)$ машини, де Y_m визначається відповідно [5];
- ємності конденсаторів (мкФ), $C_d = 35$, $C_B = 5$,
 $C_C = 5$, $C_{IN} = 15$, $C_d = 0,25$;

Таблиця 1. Залежність $L_m(Y_m)$ АМ 4A100S2Y3

Y_m, A	0	150	170	195	211	228	236	244	260
$L_m, Гн$	0,309	0,309	0,308	0,308	0,307	0,303	0,300	0,293	0,275
Y_m, A	294	322	370	395	415	445	500	550	
$L_m, Гн$	0,237	0,185	0,100	0,070	0,050	0,035	0,030	0,0295	

- активно-індуктивне навантаження ($L_H = 2 \cdot 10^{-3}$ Гн, значення R_H може змінюватись);

- мінімальний опір діодів у відкритому стані $r_{VD0} = 0,1$ Ом;

- опори резисторів $R_{IN} = 1 \cdot 10^{-4}$ Ом,
 $R_S = 10$ Ом, $R_{HS} = 1 \cdot 10^4$ Ом;

- налаштування системи керування
 $U_H^* = 1$ в.о., $\Delta h = 0,14$ в.о., а 1 в.о. напруги прийнято $U_{HN} = 220$ В

При цьому втратами Х.Х. випрямляча нехтується.

Фіксація розрахункових даних проводилась з дискретністю 1 раз на 100 мкс.

Результати розрахунку електромагнітних процесів АГ (Рис. 4) свідчать про ефективність запропонованого схемотехнічного рішення.

Згідно отриманих результатів в наближеному до х.х. режимі на інтервалі часу (1,587 ... 1,704) с діючі значення фазних струмів АМ складають близько 75 % від номінального значення (рис. 4, а, 1 в.о. = $I_{\phi N} = 7,8$ А), а діючі значення вихідної напруги U_H і напруги U_{C1} на конденсаторі $C1$ – 1,08 та 2,25 в.о відповідно (Рис. 4, б). Із збільшенням навантаження фазні струми спочатку зменшуються, а потім за $R_H = 22,5$ Ом зростають, залишаючись в усталеному режимі в межах номінальних значень. Зміна опорів R_H з 55,0 до 22,5 Ом спричинила короткочасний провал діючого значення вихідної напруги до 90 % від номінального значення. Відреагувавши на це, система керування подала відпираючий імпульс на $VT1$ і таким чином ввела в роботу другий ступінь СЗ, про що засвідчує поява відмінного від нульового струму i_{VT1} (Рис. 4, з) та зменшення напруги u_e (Рис. 4, д) у колі постійного струму випрямляча. Миттєве значення i_{VT1} в момент включення $VT1$ за уточненими результатами чисельних досліджень є більшим (близько 14 А), ніж показано на Рис. 4, з. Причиною цього є неспівпадіння пікового значення з моментами запом'ятовування (дискретизації) даних. В результаті введення в дію другого ступеня СЗ провал вихідної напруги АГ був усунутий і її діюче значення встановилось на рівні 1,04 в.о. (229 В). Відповідно струм навантаження I_H зріс до 0,556 в.о. (1 в.о. = 18,2 А – величина струму активного навантаження 4 кВт за номінальної напруги 220 В), а відповідна потужність АГ досягла близько 2,3 кВт, тобто 57,5 % від номінальної потужності АМ.

Коефіцієнт гармонік вихідної напруги K_T (Рис. 4, в) суттєво збільшується безпосередньо



після стрибкоподібного збільшення чи зменшення навантаження АГ, що пов'язано з виникаючими перехідними процесами. В усталених режимах роботи величина менша, ніж в перехідних процесах і за результатами розрахунку лежить в межах 3%. Проте через неврахування зубцевих гармонік в математичній моделі є підстави прогнозувати дещо більші величини K_r .

Одержані результати дослідження електромагнітних процесів не суперечать теорії електричних машин.

Висновки. Вперше розроблена динамічна модель асинхронного генератора з послідовно з'єднаними фазами обмотки статора, двоступеневою конденсаторною системною збудження і однофазним навантаженням, яка дає можливість досліджувати електромагнітні процеси в генераторі. За рахунок другого ступеня системи збудження досягається в порівнянні з одноступеневою системою паралельного збудження звуження робочого діапазону вихідної напруги АГ. За результатами розрахунку АГ, виконаного на основі машини 4A100S2U3 з двоступеневою СЗ, генератор здатен працювати без струмових перевантажень по статору в діапазоні потужностей споживачів активного характеру 0...2,3 кВт і при цьому забезпечує діапазон вихідної напруги 204,5...238,0 В. Це є більш прийнятним в порівнянні з відомими АГ співставної потужності, у яких діапазон робочих напруг складає 205...250 В.

ЛІТЕРАТУРА

1. <http://www.metallwarenfabrik.com/1/geko/products/Kategorie/die-professionellen/>
2. <http://www.sogaenergyteam.com/alternators/>

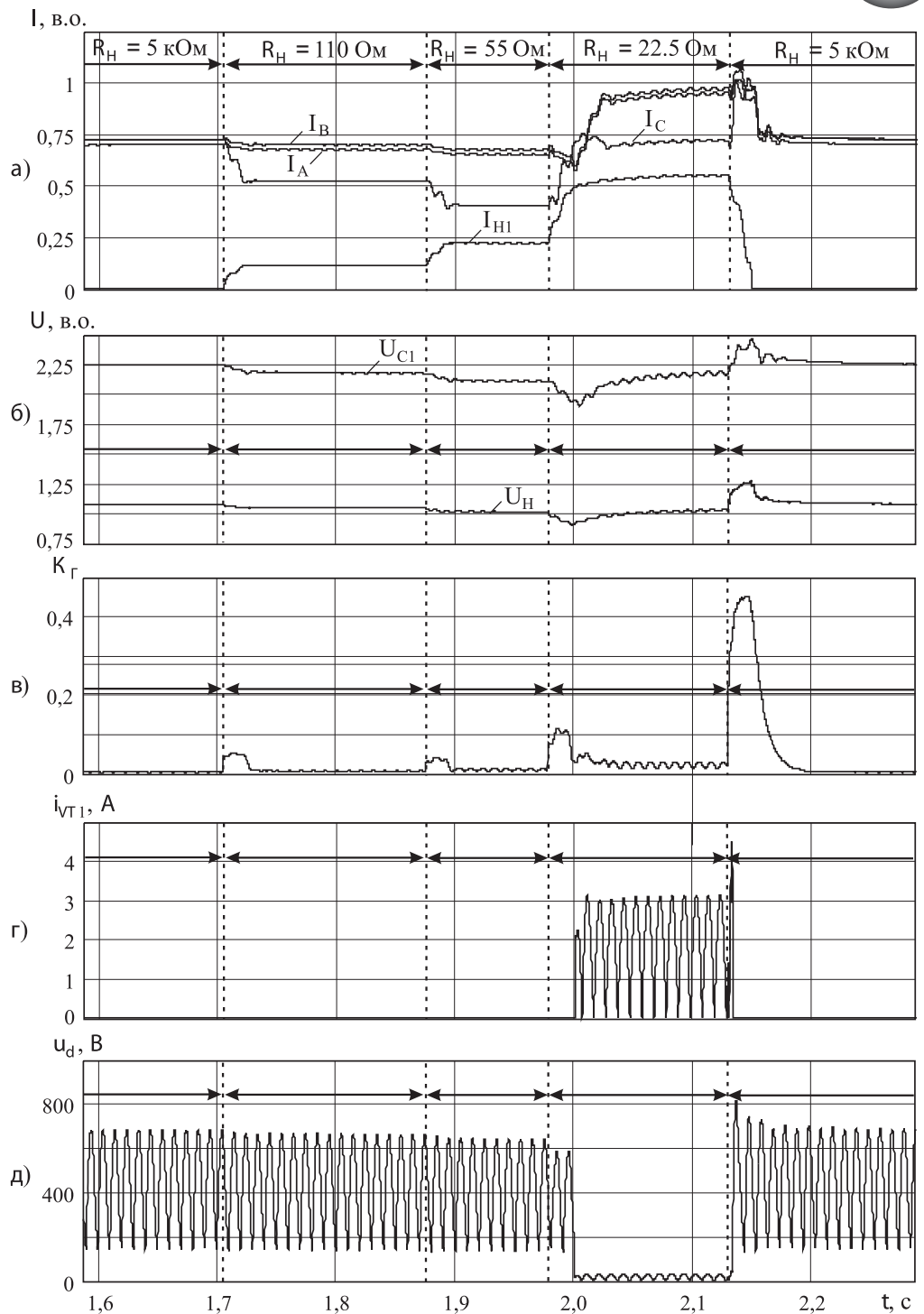


Рис. 4. Перехідні процеси в генераторі.

3. <http://vsesam.com.ua/p403738518-benzinovyj-elektro-generator-agrimotor.html>
4. Robinson, L and Holmes, G 2006, 'A single phase self-excited induction generator with voltage and frequency regulation for use in a remote area power supply', in Akhtar Kalam (ed.) Proceedings of the 2006 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC'06), Melbourne, Australia, 10–13 December 2006, P.1–6.
5. Мазуренко Л.И., Лищенко А.И. Асинхронные генераторы с вентильным и вентильно-емкостным возбуждением для автономных энергоустановок. — К.: Наук. думка, 2011. — 272 с.

