

3.3. Методи регулювання напруги бортової мережі

3.3.1. Порівняльний аналіз методів регулювання

Напруга, що вироблюється вентильним генератором, визначається за формулою

$$U_G(n, I_G) = C_G n \Phi - 2U_0 - r_e(n) I_G \quad (3.3.1)$$

де C_G - конструктивна стала генератора;
 $2U_0$ - падіння напруги на випрямлячі;
 r_e - еквівалентний опір генератора.

Зміна величини напруги, яка виробляється генератором на борту автомобіля U_G спричиняється зміною частоти обертання ДВЗ та електричного навантаження генератора I_G в процесі експлуатації автомобіля. Стабілізація напруги генератора здійснюється шляхом регулювання потоку $\Phi=f(I_3)$ збудження. З позицій теорії автоматичного керування, генераторна установка являє систему автоматичного регулювання напруги в якій генератор розглядається як об'єкт керування, напруга на виході U_G - як вихідний сигнал, струм навантаження I_G та оберти ротора n - як впливи, що збурюють, а струм збудження I_3 - як керуючий вплив [4, 11, 12, 18].

Регулювання струму збудження генератора можна здійснювати безперервним або дискретним методом. Систему автоматичного керування напруги реалізують на електромеханічному, електронному або мікропроцесорному рівні.

Перевагою безперервного регулювання є точність підтримки вихідного сигналу (мала помилка перерегулювання ΔU), недоліком - значні втрати потужності на резистивному опорі R_{PE} регулюючого елемента ($\Delta P=R_{PE}I^2$ до 50%). У якості регулюючого елемента використовується транзистор, який функціонує в лінійному режимі.

При дискретному регулюванні керуючий вплив (струм збудження) задається двома дискретними рівнями напруги, а його середнє значення змінюється за рахунок зміни шпаруватості γ (широ-тньо-імпульсна модуляція) або форми (частотно-імпульсна модуляція) імпульсів керуючого впливу (рис. 3.3.1).

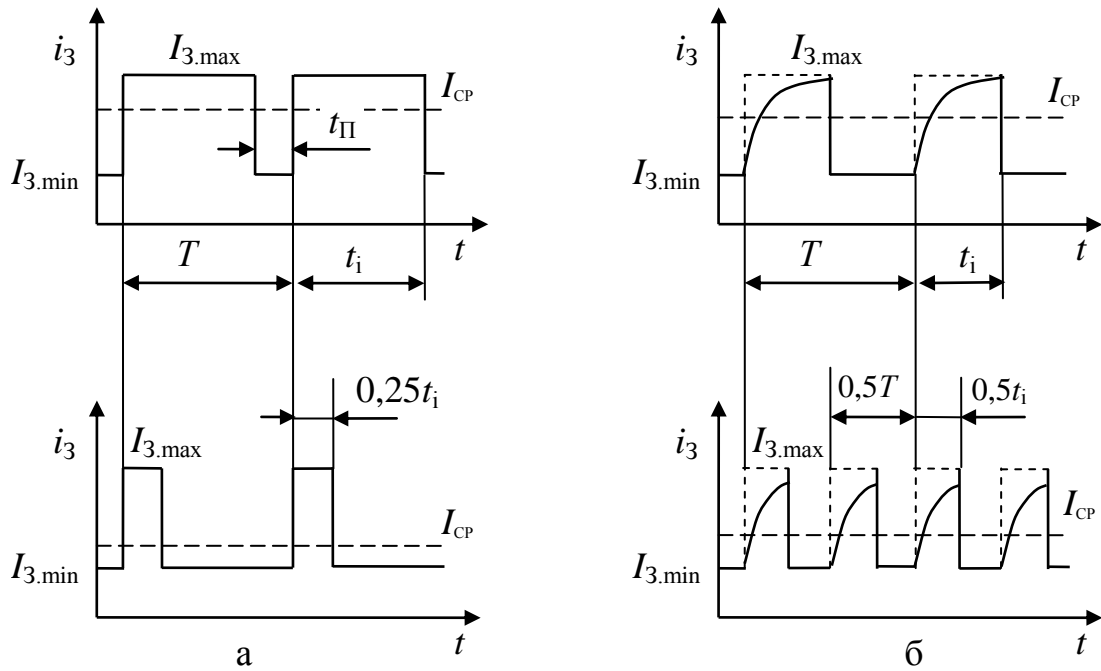


Рис. 3.3.1. Дискретне регулювання середнього значення струму збудження:
 а - широтно-імпульсна модуляція; б - частотно-імпульсна модуляція

Середнє значення струму в активному навантаженні при широтно-імпульсному регулюванні (рис. 3.3.1, а) визначається через час-амплітудні параметри сигналу

$$I_{cp} = \frac{I_{max} t_i}{t_{II} + t_i} = \frac{I_{max} t_i}{T} = I_{max} \gamma \quad \text{при } I_{min} = 0, \quad (3.3.2)$$

$$I_{cp} = \frac{I_{max} t_i + I_{min} (T - t_i)}{T} \quad \text{при } I_{min} > 0$$

Частотне регулювання струму (рис. 3.3.1, б) можливо тільки при роботі регулятора на реактивне навантаження (індуктивний характер обмотки збудження). При цьому, середнє значення струму залежить від характеру перехідних процесів

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T i dt . \quad (3.3.3)$$

Основною перевагою дискретного методу регулювання є мала потужність втрат у регулюючому елементі. У якості регулюючого елемента використовуються комутаційні контакти (контактно-вібраційні РН) або транзистор, який функціонує в ключових режимах насичення та відсічки (контактно-транзисторні та безконтактні РН). В стані насичення вихідний опір транзистора $r_{KE} \rightarrow 0$, а в стані відсічки вихідний струм $I_K \rightarrow 0$. Таким чином, потужність втрат на транзисторі в обох ключових станах зведена до мінімуму. Недоліком дискретного методу є низька якість величини, що регулюється (значні пульсації ΔU).

Електричне коло та магнітна система генератора є інерційними ланками системи керування, що поліпшує якість напруги, регульованої дискретним методом [12]. Крім того електромагнітні споживачі теж мають електричну та магнітну інерційність. Такі умови дозволяють застосовувати дискретне регулювання напруги в системах електропостачання автомобілів і тракторів.

Реалізація дискретного методу регулювання струму збудження в автотракторних генераторах здійснюється різними способами (рис. 3.3.2).

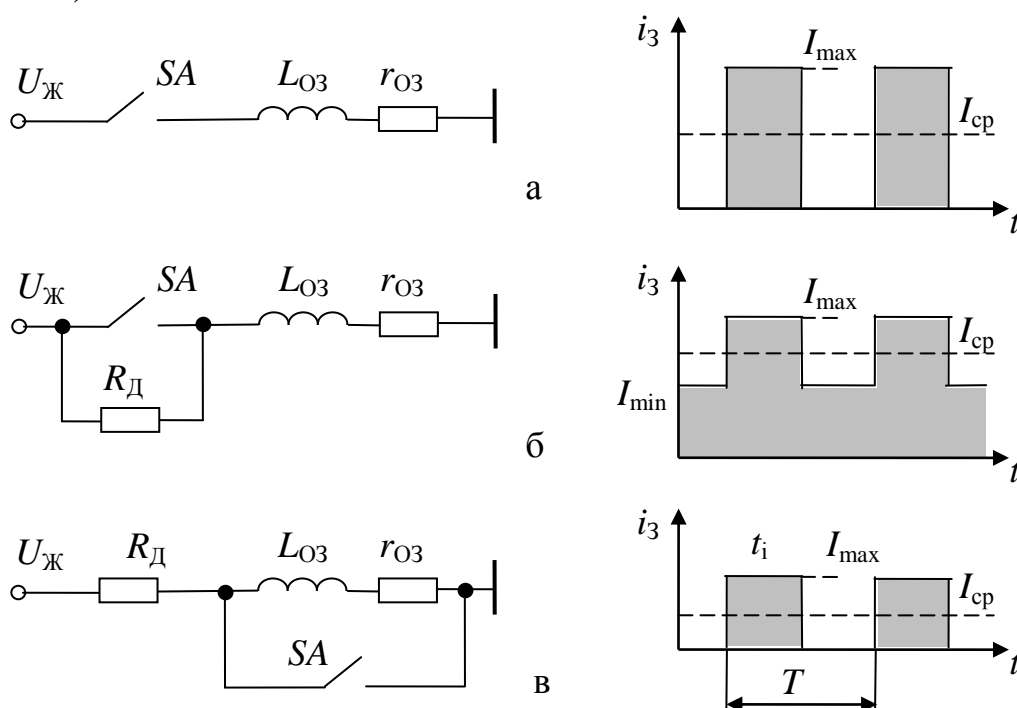


Рис. 3.3.2. Способи дискретного регулювання струму збудження: а - проста комутація; б – обмеження струму; в – шунтування обмотки

На часових діаграмах дискретні рівні струмів визначені для випадку $R_{\text{д}}=r_{\text{оз}}$ та для спрощення не враховуються реактивна дія обмотки збудження (індуктивний опір x_L) і реальні параметри комуючого елементу SA . Критеріями вибору способу дискретного регулювання струму збудження є величина пульсації регульованої напруги ΔU , діапазон регулювання середнього значення струму збудження, потужність, що втрачається на регуляторі.

Найбільш економічним рішенням є проста комутація струму (рис. 3.3.2, а). Діапазон регулювання струму, в цьому випадку, обмежується максимальним значенням струму $I_{\text{max}} = U_{\text{ж}} / r_{\text{оз}}$. Однак під час отримання малих значень струму (шпаруватість $\gamma < 20\%$, $\Delta I = I_{\text{max}}$), не зважаючи на інерційність кола збудження, спостерігається дискретність регулювання, що викликає значні пульсації регульованої напруги ΔU .

Використання обмежуючого резистору $R_{\text{д}}$ (рис. 3.3.2, б) приводить до втрат потужності на ньому коли ключ SA розімкнутий. Дискретність регулювання великих значень струму зменшується ($\Delta I = I_{\text{max}} - I_{\text{min}}$), якість напруги, що виробляється – підвищується. Однак отримати малі значення струму ($I_3 < I_{\text{min}}$) при такій схемі неможливо. Щоб розширити нижню межу регулювання струму, величину опору $R_{\text{д}}$ обирають якомога більшою. Це, в свою чергу, приводить до підвищення пульсацій ΔI та ΔU .

Шунтування обмотки збудження (рис. 3.3.2, в) дозволяє отримати задовільну якість регулювання малих значень струму, але при цьому обмежується його максимальне значення. Щоб розширити верхню межу регулювання струму, величину опору $R_{\text{д}}$ обирають якомога меншою. В наслідок цього підвищуються втрати потужності на опорі $R_{\text{д}}$ та погіршується якість регулювання (підвищуються пульсації ΔI та ΔU).

Необхідний діапазон регулювання струму збудження в системі бортового електропостачання визначається швидкісним діапазоном обертання ротору генератора (обертами ДВЗ), його структурними параметрами та характеристиками. Якість дискретного регулювання струму збудження та відповідно напруги, що виробляється, залежить від параметрів кола збудження (індуктивності та резистивного опору обмотки). Спосіб дискретного регулювання в кожному конкретному випадку обирають, виходячи з перелічених міркувань. Щоб

задовольнити суперечливим вимогам щодо якості та діапазону регулювання, застосовують комбіновані підходи (двоступеневі регулятори).

3.3.2. Аналіз математичної моделі генераторної установки та визначення структурних параметрів

Характеристику намагнічування генератора з електромагнітним збудженням $\Phi=f(I_3)$ можна надати в аналітичному вигляді

$$\Phi = \Phi_0 + \frac{I_3}{a + bI_3}, \quad (3.3.4)$$

де Φ_0 – потік, що підтримується за рахунок залишкового магнетизму;

a, b – коефіцієнти апроксимації кривої намагнічування.

Нехтуючи падінням напруги у випрямлячі $2U_0$ й залишковим потоком Φ_0 на підставі (3.3.1), (3.3.4), одержують залежності між електричними параметрами генератора й частотою його обертання (математична модель генераторної установки)

$$\begin{aligned} U_G &= C_G n I_3 / (a + b I_3) - r_e I_G, \\ I_3 &= \left[U_G + r_e I_G \quad a \right] / \left[C_G n - U_G + r_e I_G \quad b \right], \\ n &= U_G + r_e I_G \quad a + b I_3 / C_G I_3. \end{aligned} \quad (3.3.5)$$

Конструктивна стала синхронного генератора визначається через його структурні параметри

$$C_G = 4k_f k_s k_v k_\gamma k_o \frac{P}{60} w_\Phi, \quad (3.3.6)$$

де k_f – коефіцієнт форми поля;

$k_s = 2 \sin \frac{90}{m}$ – коефіцієнт схеми випрямлення;

m – кількість фаз генератора;

p – кількість полюсів генератора;

$k_v = \frac{2m\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{90}{m}$ – коефіцієнт випрямлення;

k_o – обмотковий коефіцієнт;

k_γ – коефіцієнт комутації.

Значення обмоткового коефіцієнта k_o залежить від ступеня (кута) охоплення фазної котушки зубцем ротора, а коефіцієнта комутації k_γ – від схеми випрямляча, навантаження генератора та вентильних якостей діодів.

Коефіцієнти апроксимації a , b визначають графоаналітичним способом за допомогою характеристики холостого ходу (рис. 3.3.3).

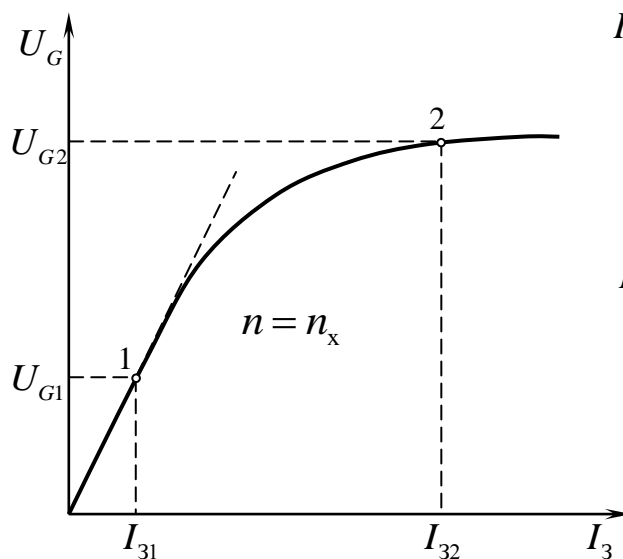


Рис. 3.3. Характеристика холостого ходу генератора

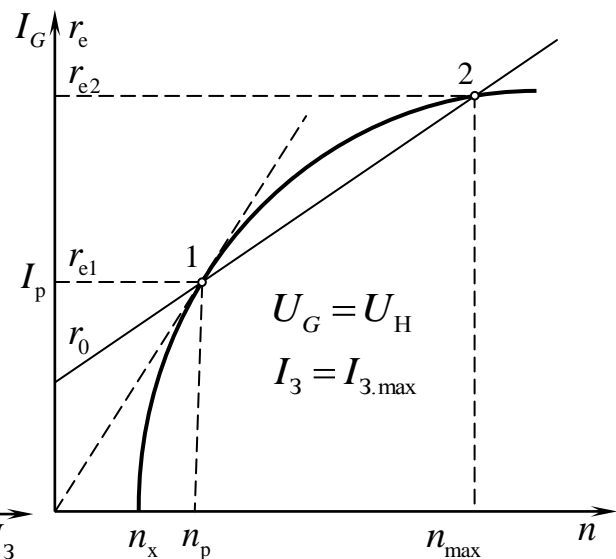


Рис. 3.4. Струмо-швидкісна характеристика генератора

Для цього виділяють дві точки характеристики: одну на лінійній ділянці, а другу – на ділянці насичення. Тоді коефіцієнти апроксимації підраховують за координатними параметрами

$$a = C_G n_{GX} \frac{I_{31} I_{32} (U_{G2} - U_{G1})}{(U_{G1} + 2U_0)(U_{G2} + 2U_0)(I_{32} - I_{31})}, \quad (3.3.7)$$

$$b = C_G n_{GX} \frac{I_{32} (U_{G1} + 2U_0) - I_{31} (U_{G2} + 2U_0)}{(U_{G1} + 2U_0)(U_{G2} + 2U_0)(I_{32} - I_{31})}, \quad (3.3.8)$$

Характеристику холостого ходу можна отримати експериментально або побудувати за результатами розрахунку магнітної системи генератора, що проектується.

Еквівалентний опір якірного кола r_e залежить від частоти обертання генератора

$$r_e = r_0 + K_L n, \quad (3.3.9)$$

де r_0 – опір генератора при $n = 0$;

K_L – коефіцієнт пропорційності, який враховує індуктивний опір обмоток якоря.

Еквівалентний опір генератора визначають за допомогою струмо-швидкісної характеристики (рис. 3.3.4), яку можна отримати експериментально, побудувати за результатами розрахунку конструкції генератора, або апроксимувати її виразом (3.2.3).

Дотична до характеристики визначає точку розрахункового режиму генератора, для якої визначають еквівалентний опір

$$r_{e1} = \frac{U_{GH}}{I_p}. \quad (3.3.10)$$

Згідно з отриманим значенням r_{e1} будують лінійну вісь еквівалентного опору, за якою визначають величину опору r_{e2} , для режиму максимальної частоти обертання, та r_0 , коли генератор не обертається. На підставі отриманих параметрів визначають коефіцієнт пропорційності

$$K_L = \frac{r_{e2} - r_{e1}}{n_{\max} - n_p}. \quad (3.3.11)$$

Отримані значення коефіцієнтів a , b та еквівалентного опору генератора $r_e(n)$ використовують на етапі побудовання робочих характеристик генераторної установки.

Під час безперервного регулювання опір регулюючого елемента $R_d = f(n, I_G)$ для фіксованого значення напруги борта U_G визначають на підставі другого рівняння (3.3.5)

$$R_{\text{д}}(n, I_G) = \frac{U_G}{I_3} - r_{\text{ОЗ}} = U_G \left[\frac{C_G n}{U_G + r_e I_G} - \frac{b}{a} \right] - r_{\text{ОЗ}}. \quad (3.3.12)$$

Під час дискретного регулювання струму збудження величину опору додаткового резистору $R_{\text{д}}$ визначають на максимальній частоті обертання генератора $n=n_{\text{max}}$ при відсутності навантаження $I_G=0$ (потрібен мінімальний струм збудження). Тоді згідно (3.3.12) величина додаткового опору приймає кінцеве значення

$$R_{\text{д}} = (C_G n_{\text{max}} - b U_G) / a - r_{\text{ОЗ}}. \quad (3.3.13)$$

Під час проектування систем електропостачання з регульованою напругою вводяться поняття кратності регулювання за частотою k_n й кратності по струму керування k_i

$$k_n = \frac{n_{G.\text{max}}}{n_{GХ}}, \quad k_i = \frac{I_{3.\text{max}}}{I_{3.\text{min}}} = \frac{R_{\text{д}} + r_{\text{ОЗ}}}{r_{\text{ОЗ}}} \quad (3.3.14)$$

Кратність k_n визначає діапазон частот, в межах якого здійснюється регулювання напруги, кратність k_i - діапазон зміни струму збудження, необхідного для регулювання напруги. Крива намагнічування генератора $\Phi=f(I_3)$ носить нелінійний характер (має ділянку магнітного насичення), тому необхідно, щоб задовольнялася умова $k_i > k_n$.

Згідно (3.3.14) величини структурних опорів кола збудження пов'язані через кратність регулювання струму $R_{\text{д}} = r_{\text{ОЗ}}(k_i - 1)$. Привід генератора здійснюється від ДВЗ транспортного засобу (кратність обертання та регулювання струму $k_i = 10 \dots 15$), тому можна вважати, що для автомобільних систем електропостачання величина опору $R_{\text{д}}$ обирається на порядок більшою за опір обмотки збудження $r_{\text{ОЗ}}$.

3.3.3. Визначення середнього значення струму збудження при дискретному регулюванні

Дискретні регулятори напруги прийнято класифікувати за структурними показниками. Такими показниками є коефіцієнт, що

враховує зміну структури керуючого впливу (струму збудження) k_I , і коефіцієнт, що враховує зміну параметрів кола збудження c_τ [18]

$$k_I = U'R_3 / (UR'_3) , \quad c_\tau = L'_3R_3 / (L_3R'_3) , \quad (3.3.15)$$

де U , U' - відповідно напруги, прикладені до кола збудження під час імпульсів і пауз;

R_3, R'_3, L_3, L'_3 – опори й індуктивності кола збудження при U й U' відповідно.

Відповідно до показників (3.3.15), розрізняють 12 груп регуляторів дискретної дії:

- I. група – $c_\tau=1, k_I=0$;
- II. група – $c_\tau=1, k_I=-1$;
- III. група – $c_\tau=1, k_I>0$;
- IV. група – $c_\tau=1, k_I<0$;
- V - VIII групи – $c_\tau > 1: k_I=0, k_U=-1, k_I>0, k_I<0$;
- IX - XII групи – $c_\tau < 1: k_I=0, k_U=-1, k_I>0, k_I<0$.

В автотракторних системах електропостачання з однополярним живленням застосовують регулятори з коефіцієнтами: $k_I=0, c_\tau=1$ (рис. 3.2, а); $k_I>0, c_\tau < 1$ (рис. 3.2, б); $k_I=0, c_\tau > 1$ (рис. 3.3.2, в).

Періодичний процес дискретного регулювання напруги генератора (рис. 3.3.5) характеризується такими параметрами: U_C – напруга спрацьовування; U_{II} – напруга повернення; U_G – середнє значення напруги, що регулюється; T – період регулювання; I_1, I_2 – максимальне та мінімальне значення струмів збудження в межах одного періоду регулювання; I_3 – середнє значення струму збудження.

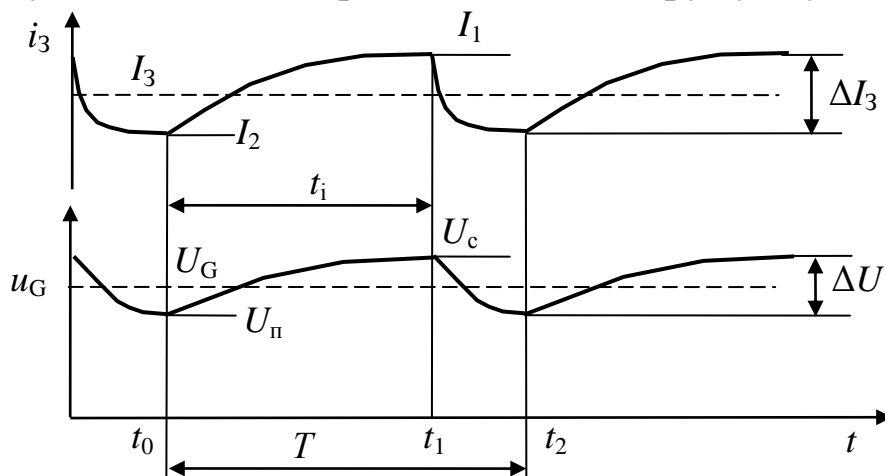


Рис. 3.3.5. Часові діаграми електричних процесів під час дискретного регулювання напруги генератора

Враховуючи параметри кола збудження, процес регулювання напруги описується диференціальними рівняннями перехідного процесу (1.52)

$$\begin{aligned} U &= i_3 R_3 + L_3 \frac{di_3}{dt}, & t_0 < t < t_1 \\ U' &= i_3 R_3' + L_3' \frac{di_3}{dt}, & t_1 < t < t_2 \end{aligned} \quad (3.3.16)$$

Рішенням рівнянь (3.3.16) з урахуванням (3.3.15) будуть функції струмів для відповідних інтервалів часу

$$\begin{aligned} i_1(t) &= (I_2 - U/R_3) \exp(-t/\tau_{LR}) + U/R_3, & t_0 < t < t_1, \\ i_2(t) &= (I_1 - k_I U/R_3) \exp(-t/c_\tau \tau_{LR}) + k_I U/R_3, & t_1 < t < t_2, \end{aligned} \quad (3.3.17)$$

де $\tau_{LR} = L_3/R_3$ - постійна часу кола збудження.

Значення струмів I_1, I_2 визначаються із граничних умов згідно рис. 3.3.5

$$i_1(t_0) = i_2(t_2), \quad i_1(t_1) = i_2(t_1). \quad (3.3.18)$$

Середнє значення струму збудження визначають інтегруванням отриманих функцій за період

$$I_3 = \frac{1}{T} \left[\int_{t_0}^{t_1} i_1(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} i_2(t) dt \right]. \quad (3.3.19)$$

Підставляючи в (3.3.19) значення функцій (3.3.17), після перетворень одержимо вираз для визначення середнього значення струму через структурні параметри кола збудження та часові параметри керуючого впливу [18]

$$\begin{aligned} I_3 &= \frac{U}{R_3} \gamma(1 - k_I) + k_I \times \\ &\times \left(1 - \frac{1 - c_\tau \quad 1 - k_I \quad 1 - \exp(-\gamma\tau) \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{1-\gamma}{c_\tau} \tau\right) \right]}{\tau \gamma(1 - k_I) + k_I \cdot \left[1 - \exp\left(-\tau\gamma - \frac{1-\gamma}{c_\tau} \tau\right) \right]} \right). \end{aligned} \quad (3.3.20)$$

де $\gamma = t_1 / T$ - відносна тривалість імпульсу (шпаруватість);

$\tau = T / \tau_{LR}$ - відносна тривалість періоду перемикавання.

Слід зазначити, що в загальному випадку величина I_3 залежить від структурних k_I , c_τ та часових γ , τ параметрів, тобто в колі обмотки збудження мають місце й широтно-імпульсне й частотне регулювання. Для конкретних структур кола збудження вираз (3.3.20) значно спрощується. Вважаючи, що $\tau_{LR} \ll T$ отримуємо формули для практичних розрахунків

$$I_3 = \frac{U_G}{r_{O3}} \gamma(1 - k_I) + k_I, \quad k_I > 0, \quad (3.21)$$

$$I_3 = \frac{U_G}{r_{O3}} \gamma, \quad k_I = 0.$$

Для регуляторів з $k_I > 0$ (рис. 3.3.2, б), кратність регулювання струму збудження визначається на підставі (3.3.21) для граничних значень шпаруватості ($\gamma=1$, $\gamma=0$)

$$k_i = \frac{I_{3.\max}}{I_{3.\min}} = \frac{1}{k_I}. \quad (3.3.22)$$

На підставі рівнянь (3.3.5), можна знайти граничні та середні значення напруги та відповідних струмів збудження через параметри магнітного кола генератора. Для холостого ходу ці рівняння мають вигляд

$$\left. \begin{aligned} U_c &= C_G n I_1 / (a + b I_1) \\ U_n &= C_G n I_2 / (a + b I_2) \\ U_G &= C_G n I_3 / (a + b I_3) \end{aligned} \right\} \begin{aligned} I_1 &= a U_c / (C_G n - b U_c) \\ I_2 &= a U_n / (C_G n - b U_n) \\ I_3 &= a U_G / (C_G n - b U_G) \end{aligned} \quad (3.3.23)$$

Якість напруги, що виробляється генераторною установкою оцінюють через коефіцієнт повернення $K_n = U_n / U_c < 1$, величина якого задається на етапі попереднього розрахунку та уточнюється за результатами перевірного розрахунку.

Середнє та граничні значення напруги пов'язані через коефіцієнт повернення

$$U_G = 0,5(U_c + U_n) = 0,5(1 + K_n)U_c, \quad (3.3.24)$$

$$U_c = \frac{2U_G}{1 + K_n}, \quad U_n = K_n U_c = \frac{2K_n U_G}{1 + K_n}.$$

Рівень пульсації регульованої напруги складе

$$\Delta U = U_c - U_n = (1 - K_n)U_c = \frac{2U_G(1 - K_n)}{1 + K_n}. \quad (3.3.25)$$

Рівень пульсації струму збудження визначається на підставі (3.3.23) з урахуванням (3.3.24)

$$\Delta I_3 = I_1 - I_2 = \frac{aU_c}{C_G n - bU_c} \frac{1 - K_n}{1}. \quad (3.3.26)$$

Рівні пульсацій ΔU , і ΔI_3 в основному визначаються структурою зміни струму в колі обмотки збудження.

3.3.4. Побудування робочих характеристик генераторної установки

Робочими характеристиками генераторної установки є залежності зміни середніх значень напруги, що виробляється $U_G(n)$, і струму в обмотці збудження $I_3(n)$ від частоти обертання ротору генератора (рис. 3.3.6).

Щоб оцінити динамічні якості генераторної установки розраховують її частотно-швидкісні характеристики, які визначають залежності шпаруватості вмикання струму збудження $\gamma(n)$ та частоти переключення регулятора напруги $f_{PH}(n)$, під час комутації струму збудження, від швидкості обертання ротора генератора (рис. 3.3.7).

Розрахунок робочих і частотно-швидкісних характеристик виконується для двох навантажувальних режимів генераторної установки.

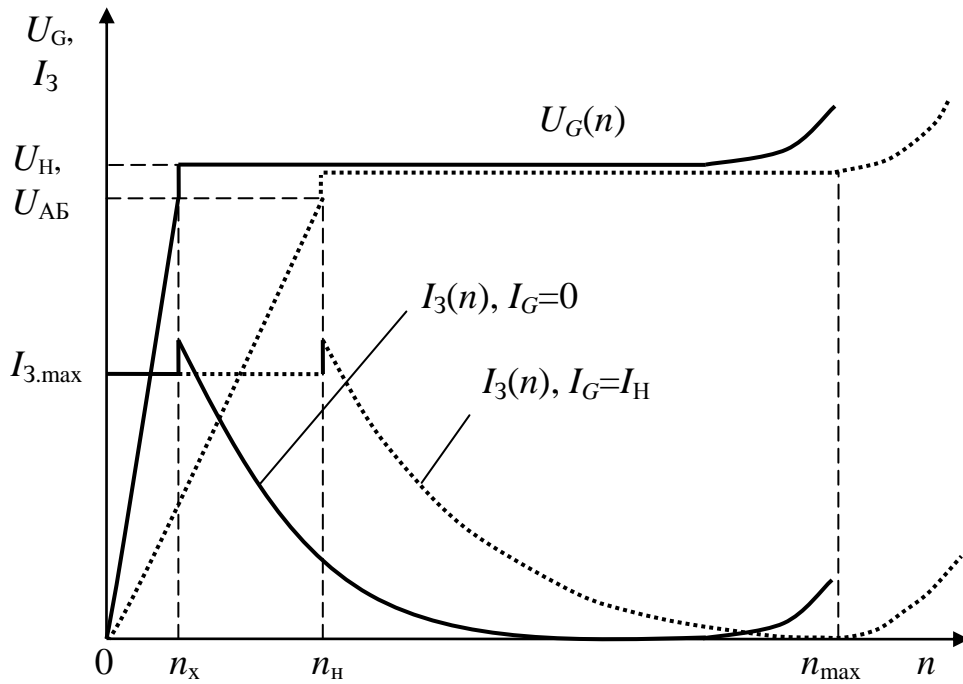


Рис. 3.3.6. Робочі характеристики генераторної установки

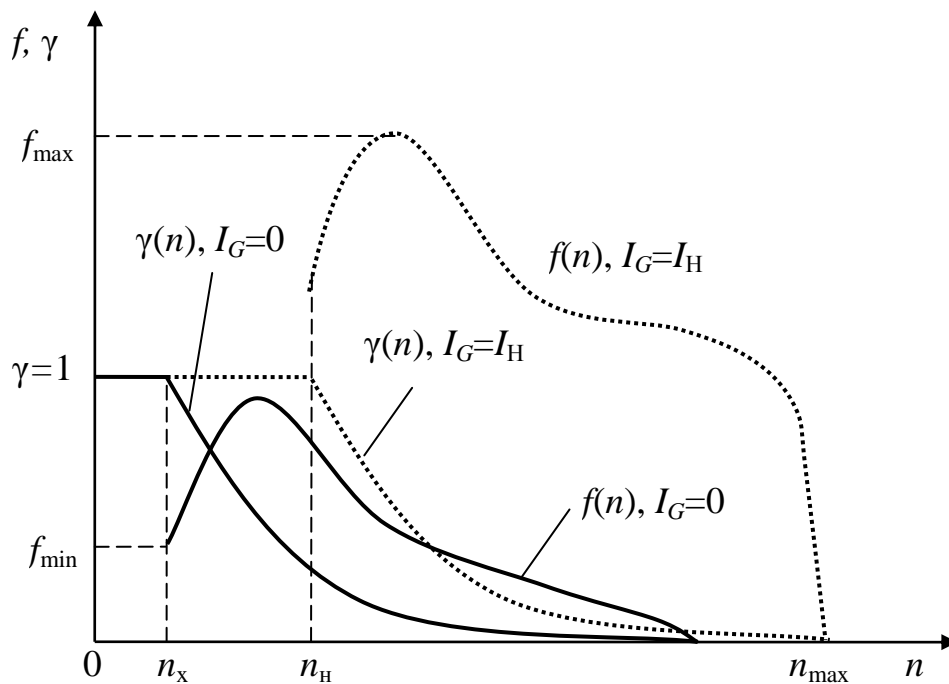


Рис. 3.3.7. Частотно-швидкісні характеристики генераторної установки

Перший режим – режим холостого ходу, коли споживачі енергії відімкнені і струм генератора $I_G = 0$. Другий – номінальний режим при струмі генератора, який дорівнює номінальному значенню $I_G = I_H$. Для обох режимів на характеристиках генераторної устано-

вки розрізняють робочу ділянку при $n_x < n < n_{\max}$ і ділянку розгону при $0 < n < n_x$. Оберти холостого ходу та номінального режиму визначають на основі третього виразу (3.3.5) з урахуванням падінь напруги на внутрішньому опорі (3.3.9), випрямлячі генератора $2U_0$ та на відкритому комутуючому елементі регулятора напруги ΔU_{PH} . При цьому вважають, що напруга генератора дорівнює номінальному (регульованому) значенню $U_G = U_H$, а величина струму збудження є максимальною та цілком визначається через опір обмотки збудження

$$n_x = \frac{U_H - 2U_0 \left[ar_{O3} + b U_H - \Delta U_{PH} \right]}{C_G U_H - \Delta U_{PH}}, \quad (3.3.27)$$

$$n_H = \frac{U_H + 2U_0 + r_0 I_H}{C_G \frac{U_H - \Delta U_{PH}}{ar_{O3} + b U_H - \Delta U_{PH}} - K_L I_H}. \quad (3.3.28)$$

Побудова ділянки розгону виконується за умов збудження генератора під напругою акумуляторної батареї U_{AB} і відключених споживачах ($I_G = 0$). У цьому діапазоні зміни обертів, комутуючий елемент постійно відкритий, шпаруватість імпульсів струму $\gamma = 1$, частота переключення регулятора $f_{PH} = 0$. Для цих умов ступ збудження не змінюється і дорівнює своєму максимальну значенню

$$I_{3,\max} = (U_{AB} - \Delta U_{PH}) / r_{O3}. \quad (3.3.29)$$

Середнє значення напруги генераторної установки, в цьому випадку, із зростанням обертів буде збільшуватися за лінійним законом

$$U_G(n) = \frac{C_G n I_3}{a + b I_3}. \quad (3.3.30)$$

На робочих ділянках характеристик задаються незмінним рівнем регульованої напруги та визначають шпаруватість імпульсів струму збудження, яка забезпечує виконання умови $U_G = U_H$ при зміні обертів та струму навантаження генератора. Порівнюючи ви-

рази (3.3.5) і (3.3.21) для визначення I_3 , отримують необхідні залежності $\gamma(n, I_G)$, (див. рис. 3.3.6, б)

$$\gamma(n, I_G) = \frac{ar_{03}}{(1-k_I)[C_G n - b(U_H + 2U_0 + r_e I_G)]} - \frac{k_I}{1-k_I}, \quad k_I > 0, \quad (3.3.31)$$

$$\gamma(n, I_G) = \frac{ar_{03}}{C_G n - b(U_H + 2U_0 + r_e I_G)}, \quad k_I = 0.$$

Для визначення шпаруватості γ в номінальному режимі в наведених формулах приймають $I_G = I_H$, а для холостого ходу, відповідно – $I_G = 0$. Середні значення струму збудження на робочій ділянці характеристик визначають через одержані значення шпаруватості

$$I_3(n) = \frac{U_H}{r_{03}} \gamma. \quad (3.3.32)$$

Частоту переключення регулятора (рис. 3.3.6, б) визначають як відношення шпаруватості імпульсів струму збудження до їх тривалості t_i

$$f_{PH}(n) = \frac{\gamma}{t_i}, \quad t_i(n) = \frac{\Delta U}{\frac{U_n}{r_{03}} - I_1} - \frac{c_L}{n}, \quad (3.3.33)$$

де $c_L = p\sigma w_{03} / C_G r_{03}$ – конструктивний коефіцієнт, який враховує вплив реактивного опору обмотки збудження;

p – число полюсів генератора;

w_{03} – число витків обмотки збудження;

$\sigma = 1, 2 \dots 1,6$ – коефіцієнт розсіювання магнітного потоку;

I_1 – граничне значення струму збудження (3.3.23).

При обертах $n = n_x$ струм I_3 має максимальні значення. З зростанням обертів на робочій ділянці відбувається зменшення γ у відповідності до кривій намагнічування генератора. Оберти n_{max} ($\gamma=0$, $f=0$) визначають верхню границю регулювання напруги.

3.3.5. Способи підвищення комутуючої здатності та термостабільності регуляторів напруги

Контактно-вібраційні РН за будовою є електромагнітними реле. Розмикання контактів таких регуляторів відбувається за умовою $F_{EM} > F_{ПД}$, де F_{EM} , $F_{ПД}$ - сили, що діють на якірець реле відповідно електромагнітного поля й протидіючої пружини.

Сила, яка створюється електромагнітом, визначається на підставі закону Максвелла (1.85)

$$F_{EM} = 0,5\Phi^2 / (\mu_0 S), \quad (3.3.34)$$

де $\Phi = I_0 w_0 G$ - потік, створюваний обмоткою регулятора напруги з числом витків w_0 ;

$I_0 = U_c / r_0$ - струм через обмотку з опором r_0 під напругою спрацьовування U_c ;

$G = \mu_0 S / \delta$ - магнітна провідність робочого зазору δ , на перетині магнітопроводу S .

Умову розмикання контактів в такому разі можна записати через параметри реле регулятора

$$F_{EM} = \left(\frac{U_c w_0 \mu_0 S}{r_0 \delta} \right)^2 \frac{1}{2\mu_0 S} > F_{ПД}. \quad (3.3.35)$$

Вирішуючи (3.3.34) відносно напруги спрацьовування

$$U_c = C_m \frac{r_0}{w_0} \delta \sqrt{F_{ПД}}, \quad (3.3.36)$$

де $C_m = \sqrt{2 / \mu_0 S}$ - коефіцієнт, що враховує конструкцію магнітної системи.

Для контактно-вібраційних реле регуляторів коефіцієнт повернення становить $K_{П}=0,8\dots 0,9$. Середнє значення напруги, згідно (3.3.24) і (3.3.36), дорівнює

$$U_G = 0,5(1 + K_{\Pi})C_M \frac{r_0}{w_0} \delta \sqrt{F_{\text{ПД}}} . \quad (3.3.37)$$

Частоту перемикування реле у першому наближенні можна визначити через параметри генераторної установки

$$f_{\text{PH}} = \frac{\gamma(C_G n - bU_G)^2}{\tau_{LR} a C_G n \Delta U} , \quad (3.3.38)$$

При значному зниженні частоти вібрацій реле помітно зростає дискретність регулювання (збільшується ΔU), що викликає перехідні процеси в мережі живлення й споживачах. Підвищення f_{PH} , згідно (3.3.38) можна досягти шляхом зменшення постійної часу кола збудження τ_{LR} , за рахунок частки активної складової R_D , або рівня пульсацій ΔU , за рахунок підвищення коефіцієнта повернення K_{Π} .

Перший підхід є компромісним, тому що зі збільшенням R_D знижується τ_{LR} , однак при цьому збільшується розривна потужність контактів $P_K = I_3^2 R_D$, що приводить до їх ерозії та обгоряння. Крім того варто пам'ятати, що величина R_D , в першу чергу, визначається необхідною кратністю регулювання струму збудження k_i .

При незмінній конструкції регулятора підвищення частоти перемикування f_{PH} можна досягти шляхом підвищення коефіцієнту повернення за рахунок введення до схеми вимірювальної частини регулятора негативного зворотного зв'язку. При цьому підвищується напруга повернення та відповідно зменшується ΔU . Елементом зворотного зв'язку є прискорювальний опір R_{Π} , падіння напруги на якому визначається через струми у колах збудження та обмотки реле регулятора (рис. 3.3.8).

Для наведеної схеми можна скласти рівняння, щодо визначення напруги, яка підведена до обмотки реле KV в стані спрацьовування U_{KV} (коли контакти KV замкнуті) та повернення U'_{KV} (коли контакти розімкнуті) при рівних значеннях напруги генератора

$$U_{KV} = U_G - I_{KV} \frac{R_{\Pi} R_D}{R_{\Pi} + R_D} , \quad U'_{KV} = U_G - (I'_{KV} + I_{3.\text{min}}) R_{\Pi} , \quad (3.3.39)$$

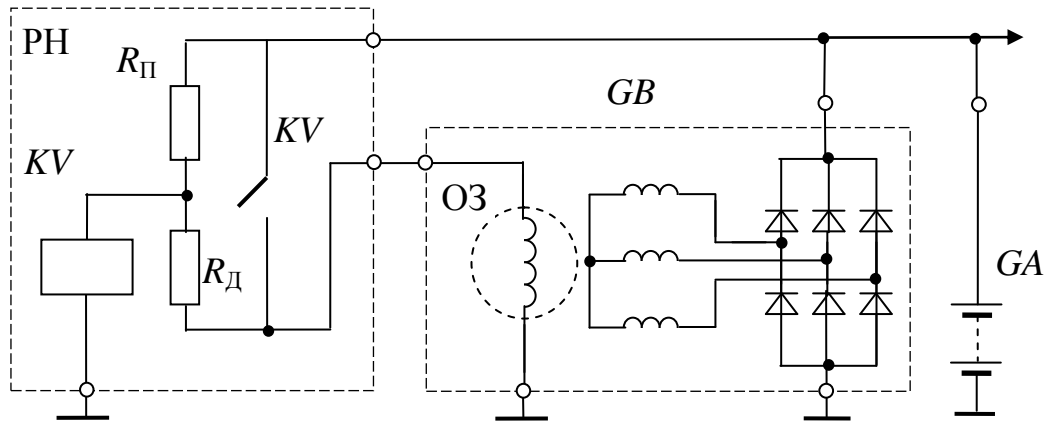


Рис. 3.3.8. Схема системи електропостачання з контактно-вібраційним регулятором напруги

Вважаючи, що струм через обмотку реле в обох станах приблизно однаковий ($I_{KV} \approx I'_{KV}$) для рівнянь (3.3.39) можна визначити, що $U'_{KV} < U_{KV}$. Це означає, що контакти замкнуться при більш високій напрузі U_G , отже, напруга повернення $U_{П}$ збільшиться, а рівень пульсації ΔU - зменшиться. У результаті, згідно (3.3.38), збільшиться частота перемикань f .

У процесі експлуатації РН відбувається нагрівання його вимірювальної обмотки за рахунок протікання по ній струму та за рахунок підвищення температури навколишнього простору (нагрівання ДВЗ). Ці фактори приводять до збільшення опору r_0 та відповідно до зменшення струму через обмотку при фіксованому значенні прикладеної до неї напруги. В результаті з нагріванням обмотки підвищується рівень напруги, що регулюється. Щоб поліпшити термостабільність електромагнітних регуляторів напруги, застосовують такі способи.

1. Термоелектричний спосіб здійснюється шляхом включення в коло обмотки резистору термокомпенсації $R_{ТК}$ (рис. 3.3.9).

Якщо $R_{ТК}$ має негативний температурний коефіцієнт опору, то можна домогтися взаємної компенсації температурних опорів у колі обмотки, тобто збільшення опору обмотки Δr_0 буде дорівнювати зменшенню опору резистору, що компенсує $\Delta R_{ТК}$. У результаті загальний опір, а отже, і струм через коло обмотки не зміняться. На практиці застосовуються $R_{ТК}$ з нульовим температурним коефіцієнтом опору.

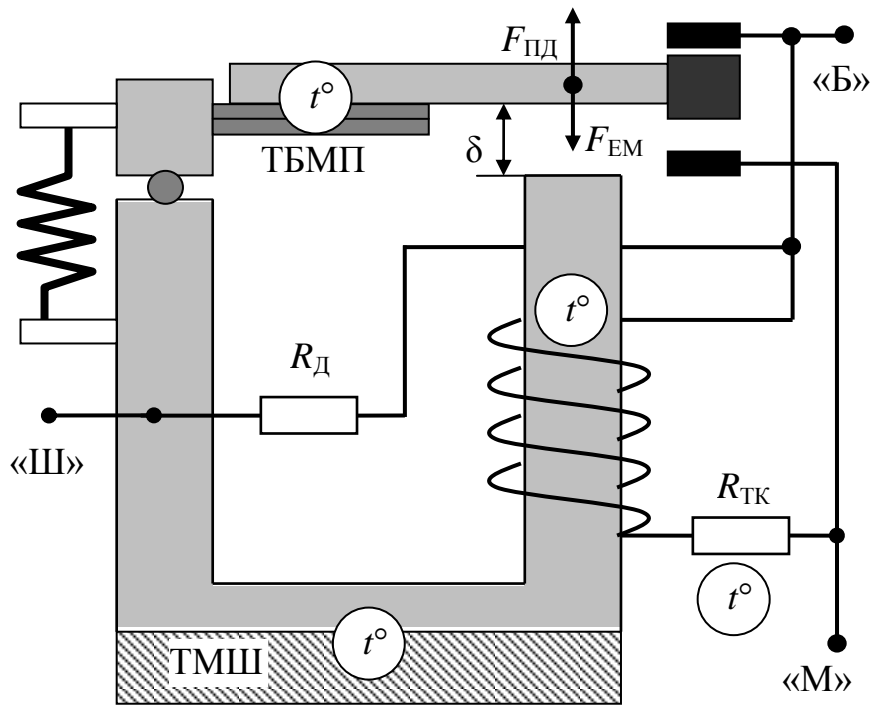


Рис. 3.3.9. Улаштування контактно-вібраційного реле регулятора

У цьому випадку термостабільність кола можна оцінити за величиною відносної зміни струму $\Delta I_0 / I_0$ при $U_G - const$. Це відношення дорівнює $\Delta r_0 / r_0$ для кола без $R_{ТК}$ й $\Delta r_0 / (r_0 + R_{ТК})$ вразі його застосування. З наведених співвідношень видно, що в другому випадку відносна зміна параметрів кола обмотки регулятора менше ніж у першому.

2. Термомеханічний спосіб реалізується за рахунок підвісу якірця реле на термобіметалевій пластині ТБМП (рис. 3.3.9). В цьому випадку при нагріванні регулятора, поряд з ростом опору r_0 відбувається вигин ТБМП і зменшення опору протидіючої пружини $F_{ПР}$. В результаті зменшення $F_{ЕМ}$, за рахунок зменшення струму I_0 , компенсується зменшенням $F_{ПР}$.

3. Термомагнітний спосіб полягає в застосуванні термомагнітних шунтів (ТМШ). Нікелева сталь має негативний коефіцієнт магнітного опору. Конструктивно ТМШ доповнює (шунтує) перетин магнітопроводу (рис. 3.3.9). Зі збільшенням температури, збільшується потік через сердечник за рахунок збільшення його магнітної провідності. Таким чином зменшення потоку від температурного зниження струму I_0 компенсується його збільшенням за рахунок підвищення провідності ТМШ.

В безконтактних регуляторах напруги (рис. 3.3.10) де в якості елементів вимірювальної та виконавчої частин використовуються напівпровідникові прилади також вирішуються питання пов'язані з підвищенням комутуючої здібності виконавчого елемента, якості регульованої напруги та термостабільності параметрів регулятора.

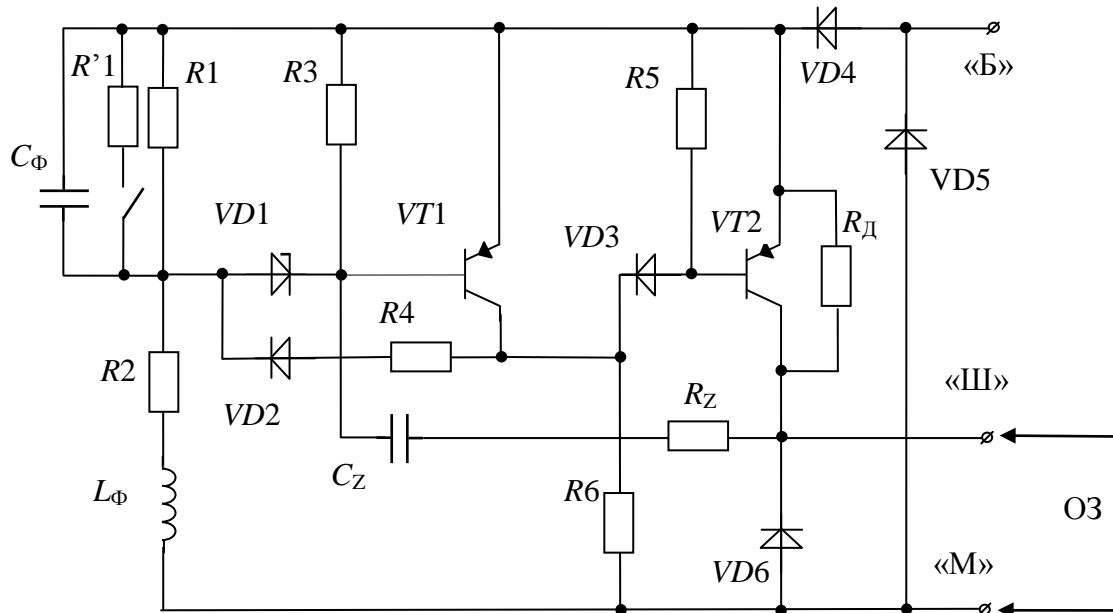


Рис. 3.3.10. Схема безконтактного регулятора напруги

Щоб підвищити ключову здатність транзисторів, в схемі регулятора застосовують коло колекторного додатного зворотного зв'язку C_Z, R_Z . Діод VD_6 захищає виконавчий транзистор VT_2 від пере напружень, що виникають при комутації струму в обмотці збудження. Резистор R_5 поліпшує електричну міцність електронного ключа VT_2 в зачиненому стані. Діоди VD_4, VD_5 захищають напівпровідникові прилади схеми від кондуктивних перешкод інверсної полярності, які виникають в мережі живлення під час експлуатації автомобіля [25].

З метою виключення впливу на процес регулювання пульсацій, що спричинені випрямлячем генератора, до вимірювальної частини регулятора додають індуктивний (дросель L_Φ) або ємнісний (конденсатор C_Φ) фільтр.

Для зменшення рівня пульсації регулювання ΔU , каскад вимірювальної частини охоплюється від'ємним зворотнім зв'язком (коло R_4, VD_2). Резистор R_D дозволяє змінювати структуру регулювання

струму збудження та підвищити якість регульованої напруги на малих обертах генератора.

Гнучкий зворотній зв'язок (коло C_Z, R_Z) на перехідних процесах функціонує так. Під час відчинення $VT1$ відбувається одночасне зачинення $VT2$. У результаті потенціал колектора $VT2$ знижується й під дією виникаючої напруги в колі $R3, R_Z, O3$ виникає струм заряду ємності C_Z , що створює на $R3$ додаткове імпульсне падіння напруги в напрямку, що відчиняє $VT1$. Під час зачинення $VT1$ відбувається відчинення $VT2$, через вихід якого ємність C_Z розряджається і в колі $R3, VT2, R_Z$ відбувається струм розряду, створюючи на $R3$, додатковий імпульс напруги, що зачиняє вхідний транзистор $VT1$.

Перехід схеми з одного ключового стану в інший відбувається протягом певного часу (див. формули 1.126, 1.127). Слід зазначити, що означені формули справедливі тільки при активному навантаженні транзистора. Для активно-індуктивного навантаження транзистора (обмотка збудження) ці залежності ускладнюються.

Застосування гнучкого додатного зворотного зв'язку дозволяє скоротити час відчинення транзистора за рахунок підвищення його ступеню насичення (зростання I_B) під дією імпульсу, який відчиняє, та скоротити час зачинення під дією імпульсу, який зачиняє (інверсна напруга U_{BE}).

Від'ємний зворотній зв'язок функціонує так. При відчиненні транзистора $VT1$ через нього по колу $R4, VD2, R2, L_\Phi$ виникає струм I_{R4} . Відповідно до першого закону Кірхгофа, для вузла вимірювальної точки вхідного дільника напруги $R1, R2$ можна записати $I_{R1} = I_{ct} + I_{R2} - I_{R4}$. Зменшення I_{R1} за рахунок струму у колі зворотного зв'язку I_{R4} при фіксованій напрузі живлення, приводить до зменшення падіння напруги на плечі $R1$. Це в свою чергу, приводить до "вимикання" стабілітрона $VD1$ і зачинення $VT1$. І навпаки, зачинення $VT1$ веде до зниження I_{R4} і збільшення напруги, яка прикладена до стабілітрона $VD1$. Діод $VD2$ виключає виникнення струму в колі у зворотному напрямку. Величина опору $R4$ визначається на підставі рівнянь, складених для ключових станів схеми.

Пульсації δU спричинені багатофазним випрямлячем генератора (пульсації випрямлення з частотою $f_\Pi(n) = 1/\tau_n$) заважають чіткому спрацюванню стабілітрона вимірювальної частини регуля-

тора при коливаннях напруги бортової мережі в межах пульсацій регулювання ΔU (рис. 3.3.11).

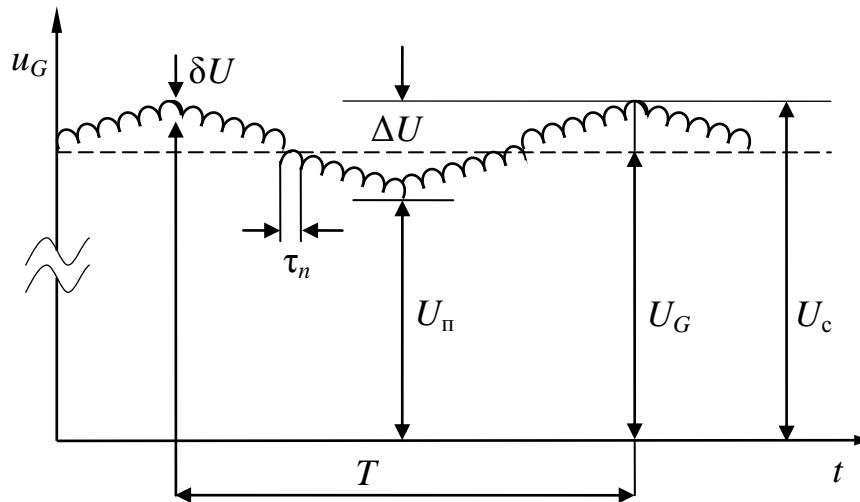


Рис. 3.3.11. Осцилограма напруги, яку виробляє генераторна установка

Як наслідок, в транзисторах регулятора не забезпечується ключовий режим, що в свою чергу викликає втрати потужності на них. Цей недолік усувається введенням позитивних зворотних зв'язків. Разом з тим використовуються пасивні фільтри (дроселі, конденсатори).

Для виключення впливу пульсації δU на роботу стабілітрона необхідно, щоб виконувалася умова $\delta U < \Delta U$. Якщо умова не задовольняється, у вимірювальне коло регулятора додають дросель або конденсатор для забезпечення коефіцієнту фільтрування $k_\phi = \delta U / \Delta U$. На високих обертах частота пульсацій випрямлення досягає декількох кілогерц, а її рівень визначається через кількість фаз генератора m і параметри випрямляча $\delta U = 0,023mU_G$.

Індуктивність дроселя L_ϕ і ємність конденсатора фільтру C_ϕ розраховують для частоти пульсацій, які виникають на середній частоті обертання генератора

$$L_\phi = R_1 + R_2 \cdot 10^{-3} \sqrt{k_\phi^2 - \frac{1}{f_\Pi}}. \quad (3.3.40)$$

$$C_\phi \geq \frac{1,5 \cdot 10^6 k_\phi}{R_1 m f_\Pi}. \quad (3.3.41)$$

де $f_{\Pi} = m\pi n / 30$ - частота пульсацій випрямлення;
 p – число полюсів генератора.

Нестабільність підтримки заданого рівня регульованої напруги викликана зміною температурного режиму напівпровідникових пристроїв і, як наслідок, зміною їх характеристик. З метою температурної стабілізації режиму вихідного каскаду застосовують діод $VD3$ в колі бази транзистора $VT2$. Діод підбирають з прямою гілкою вольт-амперної характеристики, що збігається із вхідною характеристикою $VT2$. Зі збільшенням температури транзистора зростає струм керування і відповідно збільшується падіння напруги на діоді. Ця напруга додається до бази транзистора $VT2$ в замикаючому напрямку. При відкритому стані $VT2$ опір прямого переходу $VD3$ не впливає на режим роботи транзистора.

Зміна температури в зимовий і літній періоди експлуатації автомобіля вимагає зміни режиму підзарядки акумуляторної батареї. В зимовий час напругу бортової мережі необхідно підтримувати на 10...15% вище, ніж у літній. З цією метою в схемі передбачають "сезонний" резистор $R'1$.

Щоб оцінити температурну стабільність електронних пристроїв на етапі проектування, в їх математичних моделях враховують вплив температури. Нехтуючи змінами динамічного опору, можна апроксимувати характеристики напівпровідникових приладів до лінійного виду та виразити їх аналітично. Для напівпровідникового діода (пряма гілка)

$$U_{д.т} = U_0 - \alpha_{д}(t^{\circ} - 20) + r_{д}I_{д}, \quad (3.3.42)$$

де U_0 – потенційний бар'єр $p-n$ переходу.

Для зворотної (робочої) гілки стабілітрона

$$U_{ст.т} = U_p + \alpha_{ст}(t^{\circ} - 20) + r_{ст}I_{ст}. \quad (3.3.43)$$

де U_p – напруга пробою.

Вхідну характеристику транзистора та зміну коефіцієнта підсилення також визначають з урахуванням впливу температури

$$U_{Б.т} = U_{Б0} - \alpha_{Т}(t^{\circ} - 20) + r_{Б}I_{Б}, \quad \beta_t = \beta + \alpha_{\beta}(t^{\circ} - 20). \quad (3.3.44)$$

У виразах (3.3.42)...(3.44) температурні коефіцієнти α визначаються за довідковими даними.

Температурну стабільність електронного регулятора напруги перевіряють таким чином. В рівняннях для визначення напруги спрацьовування U_C і повернення U_{II} враховують температурні члени згідно з формулами (3.3.42)...(3.3.44). Далі визначають параметр термостабільності k_t , як похідну середнього значення регульованої напруги за температурою

$$k_t = \frac{dU_H}{dt^\circ} = 0,5 \left(\frac{dU_c}{dt^\circ} + \frac{dU_{II}}{dt^\circ} \right). \quad (3.3.45)$$

Параметр термостабільності k_t показує, на скільки вольтів зміниться середній рівень напруги, що регулюється, при зміні температури елементів схеми на один градус. За значенням k_t роблять висновки про термостабільність регулятора. Якщо $k_t < 0$, то напруга, що регулюється, зменшується із зростанням температури, а якщо $k_t > 0$ – зростає з підвищенням температури, при $k_t = 0$ – напруга залишається незмінною.