



Національний університет
водного господарства та
природокористування

Міністерство освіти і науки України
Національний університет водного господарства та
природокористування
Навчально-науковий інститут автоматики, кібернетики та
обчислювальної техніки
Кафедра автоматизації, електротехнічних та комп'ютерно-
інтегрованих технологій

04-03-106



Методичні вказівки
до виконання лабораторних робіт № 1,2 з
дисципліни "Автоматизований електропривод"
студентами за напрямом підготовки 6.050202
„Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані
технології” денної та заочної форм навчання

Рекомендовано методичною
комісією за напрямом підготовки
„Автоматизація та комп'ютерно-
інтегровані технології”
Протокол № __ від _____

Рівне 2014



Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт № 1,2 з дисципліни "Автоматизований електропривод" студентами за напрямом підготовки 6.050202 „Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології” денної та заочної форм навчання /Б.А. Баховець, Ю.С. Драчук – Рівне: НУВГП, 2014 – 46 с.

Упорядники: Б.А. Баховець, к.т.н., професор; Ю.С. Драчук, асистент.

Відповідальний за випуск: В.В. Древецький, д.т.н., професор, завідувач кафедри автоматизації, електротехнічних та комп’ютерно-інтегрованих технологій



ЗМІСТ

стор

Лабораторна робота № 1 „Дослідження тиристорного електропривода постійного струму в режимі холостого ходу”	3
Лабораторна робота № 2 „ Дослідження автоматизованого електропривода постійного струму з широтно-імпульсним перетворювачем напруги.....	23



Робота 1. Дослідження тиристорного електропривода постійного струму в режимі холостого ходу

1.1. Мета роботи

Вивчити будову автоматизованого тиристорного електропривода, принципи роботи основних елементів і їх взаємодію в режимі холостого ходу.

1.2. Теоретичні відомості

Найбільш економічним є регулювання швидкості двигуна постійного струму з незалежним збудженням в широкому діапазоні зміною напруги на якорі. Це можна забезпечити за допомогою регульованого статичного перетворювача змінного струму в постійний. Серед багатьох видів перетворювачів широке застосування мають тиристорні перетворювачі напруги.

Для живлення двигунів постійного струму невеликої потужності використовують безпосереднє перетворення змінної напруги в регульовану постійну за несиметричною мостовою схемою (рис.1.1).

Розглянемо процес регулювання напруги у випадку активного навантаження, яке на рис. 1.1 показано пунктиром. Коли на керуючий електрод, наприклад, тиристора $VS1$ від системи керування подати від'ємний імпульс в момент часу α_1 , (рис.1.2,а), то $VS1$ відкриється і на навантаженні R_n матимемо стрибок напруги, яка в подальшому буде змінюватись по кривій U_1 (падінням напруг на $V2$ і $VS1$ нехтуємо), як показано на рис.1.2,а. В момент часу $\alpha_2 = \pi$ напруга U стане рівною нулю і тиристор закриється.

На інтервалі часу $\alpha_1 - \pi$ струм i через R_n буде визначатись за законом Ома і повторювати форму напруги U_1 (рис.1.2,б).

На інтервалі часу $\pi - \alpha_3$ обидва тиристори закриті і струм буде дорівнювати нулю. В момент α_3 на тиристор $VS2$ подається від'ємний імпульс, він відкривається і залишається відкритим до моменту $\alpha = 2\pi$. Далі цикл повторюється.

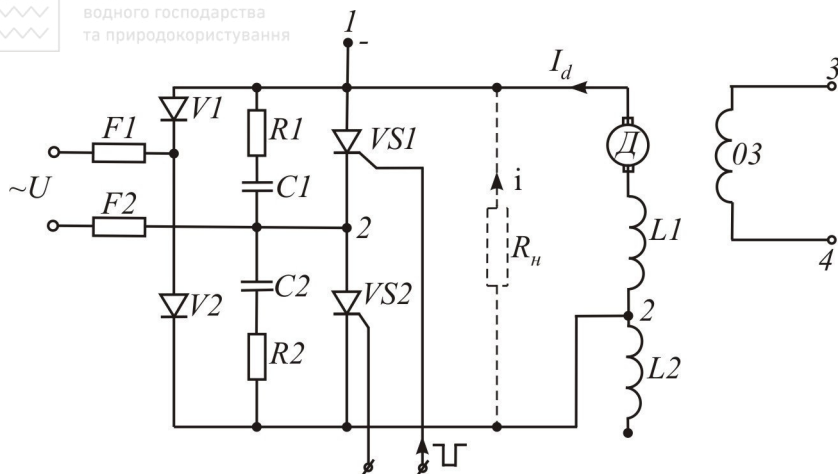


Рис. 1.1. Схема тиристорного перетворювача напруги за несиметричною мостовою схемою

Якщо змінювати кут відкриття тиристорів α , то відповідно буде змінюватись середнє значення випрямленої напруги U_d і середнє значення струму I_d .

Основними характеристиками тиристорного перетворювача для живлення двигуна постійного струму є зовнішня характеристика $U_d = f(I_d)$ і характеристика керування $E_d = f(U_s)$, де U_s - напруга задавача швидкості.

Властивості перетворювача визначає закон зміни вихідної величини E_d в залежності від вхідної величини, якою є кут керування α при відсутності струму навантаження I_d .

В загальному випадку статична характеристика перетворювача $E_d = f(\alpha)$ визначається за формулою

$$E_d = \frac{2}{T} \int_{\alpha}^{T/2} U_m \sin \omega t \, dt = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} (1 + \cos \alpha), \quad /1.1/$$

де U_m, U – відповідно амплітуда і діюче значення напруги мережі.

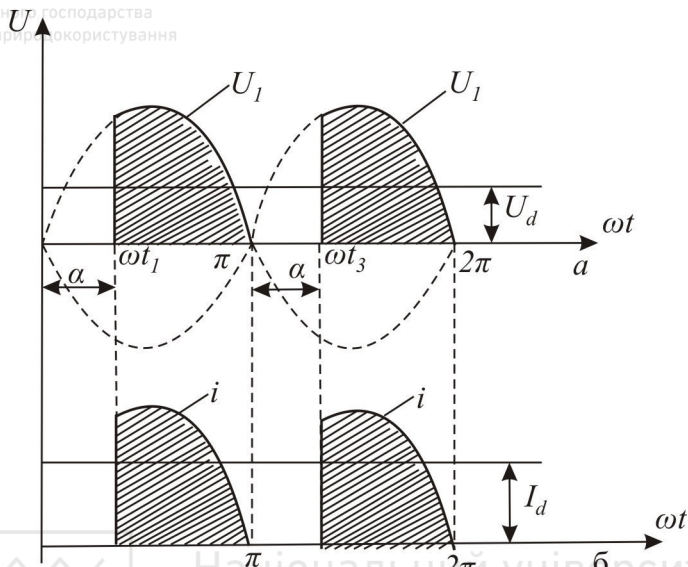


Рис. 1.2. Часові залежності напруги і струму у випадку активного навантаження

Якщо залежність /1.1/ представити у вигляді

$$\frac{E_d}{U} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

і побудувати графік $E_d/U = f(\alpha)$, то за цим графіком легко визначити межі зміни кута керування α за даним діапазоном регулювання випрямленої напруги. З графіка, наведеного на рис.1.3, слідує, що для $\alpha = 0$ $E_d = 0,9U$, а для $\alpha = 90^\circ$ $E_d = 0,45U$. Якщо задані E_d і U , то, визначивши відношення E_d/U із графіка, знаходимо кут α . Щоб одержати випрямлену напругу $E_d = 50$ В при $U = 220$ В, що відповідає $E_d/U = 0,225$, необхідно забезпечити згідно графіка кут керування $\alpha = 120^\circ$.

В кривій напруги перетворювача, крім сталої складової U_d , буде і змінна ЕРС e_{\sim} , яка є завадою і яку можна представити



$$e_{\omega} = \sum_{k=1}^m U_k \sin(k\omega t + \varphi_k), \quad /1.2/$$

де k – номер гармоніки.

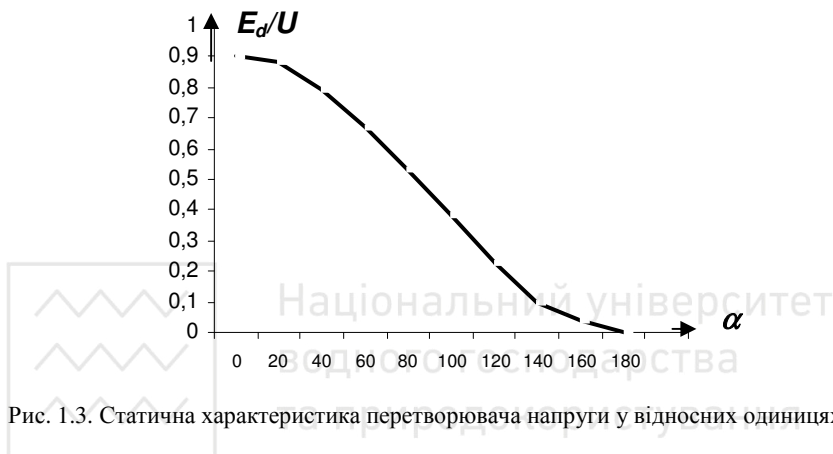


Рис. 1.3. Статична характеристика перетворювача напруги у відносних одиницях

Амплітуда U_k і фазовий зсув φ_k кожної вищої гармоніки залежать від кута керування α і для режиму холостого ходу перетворювача їх розраховують за формулами

$$U_k = \frac{2U_d}{k^2 - 1} \sqrt{\cos^2 \alpha + k^2 \sin^2 \alpha}, \quad /1.3/$$

$$\varphi_k = -\arctg \left(\frac{1}{L \operatorname{tg} \alpha} \right). \quad /1.4/$$

Формула /1.4/ визначає фазовий зсув відносно моменту включення тиристора.

Знаючи частоту (формула 1.2) і амплітуду гармонік (формула 1.3), можна розрахувати параметри згладжуючої індуктивності, яку вмикають послідовно з навантаженням.

При роботі тиристорного перетворювача на активно-індуктивне



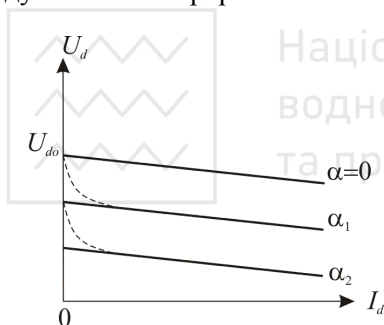
навантаження вигляд випрямленого струму дуже змінюється: він може бути неперервним або переривчастим в залежності від величини індуктивності L , яка спричиняє появу ЕРС самоіндукції

$$e_L = -L \frac{di}{dt}, \text{ і кута керування } \alpha. \text{ У випадку живлення перетворювача}$$

від трансформатора і неперервного струму рівняння зовнішньої характеристики матиме вигляд

$$U_d = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} (1 + \cos \alpha) - \Delta U_{\epsilon} - \left(\frac{m}{2\pi} X_T + R_T + R_L \right) I_d, \quad /1.5/$$

де ΔU_{ϵ} – падіння напруги на вентилях, яке приймають незалежним від струму; X_T , R_T – відповідно при ведені до вторинної обмотки індуктивний опір розсіювання обмоток фази трансформатора і їх активний опір; R_L – активний опір згладжуючої індуктивності.



Зовнішні характеристики випрямляча згідно /1.5/ наведено на рис.1.4. Вони мають вид прямих з нахилом, пропорційним еквівалентному опору:

$$R_{екв} = \frac{mX_T}{2\pi} + R_T + R_L$$

Рис. 1.4. Зовнішні характеристики перетворювача для різних кутів керування

При малих значеннях випрямленого струму і великих кутах керування настає режим

переривчастих струмів (у вигляді імпульсів). Виникнення переривчастих струмів зумовлено тим, що зі зменшенням струму I_d зменшується кількість енергії, яка накопичується в електромагнітному полі, і настає момент, коли створена нею ЕРС самоіндукції недостатня для підтримки струму при від'ємних напругах на анодах тиристорів. При цьому випрямлена напруга зростає, що еквівалентно зменшенню опору (пунктирні криві на рис.1.4). Для зменшення зони переривчастих струмів необхідно збільшити індуктивність, яку називають згладжуючою.



При роботі тиристорного перетворювача на силове коло, яке складається з джерела проти-ЕРС E_d , активного опору R_n і індуктивності L_n , рівняння зовнішньої характеристики матиме вигляд

$$U_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U (1 + \cos \alpha) - \Delta U_B - \left[\frac{m}{2\pi} \omega L_n + R_n \left(1 - \frac{\gamma}{\pi} \right) \right] I_d, \quad /1.6/$$

де γ - кут комутації, який залежить від величини випрямленого струму I_d , і тому залежність /1.6/ є лінійною.

Рівняння /1.6/ показує, що зовнішня характеристика перетворювача м'яка, особливо при великих α і γ . Тому для живлення двигунів постійного струму використовують схеми тиристорних перетворювачів зі зворотними від'ємними зв'язками.

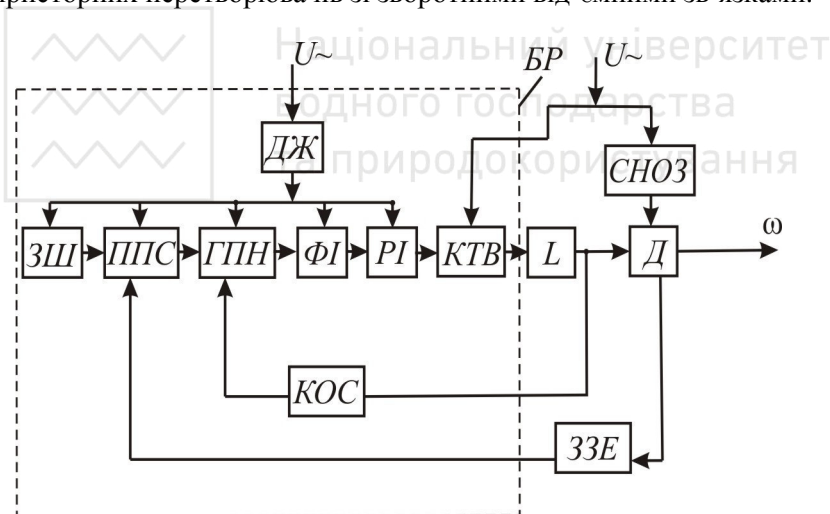


Рис. 1.5. Функціональна схема тиристорного електропривода

На рис.1.5 наведену функціональну схему тиристорного перетворювача, призначеного для живлення якорного кола двигуна постійного струму незалежного збудження.

Вона складається із блока регулювання $БР$, згладжуючої індуктивності L , двигуна $Д$ і стабілізатора напруги обмотки



До блока регулювання входять керований тиристорний випрямляч *КТВ*, задавач швидкості (напруги) *ЗШ*, підсилювач постійного струму *ППС*, генератор пилкоподібної напруги *ГПН*, формувач імпульсів *ФІ*, розподілювач імпульсів *РІ*, джерело живлення схем керування *ДЖ*, контур обмеження струму *КОС* і зворотний зв'язок за ЕРС двигуна *СЗЕ*.

Керований тиристорний випрямляч перетворює змінну напругу мережі живлення в регульовану випрямлену напругу. Він представляє собою однофазний напівкерований випрямний міст, який складається з діодів *V1* і *V2* і тиристорів *VS1* і *VS2* (рис.1.1.).

Кола *C1*, *R1* і *C2*, *R2* призначені для захисту тиристорів і діодів від комутаційних перенапруг і перенапруг, які виникають в первинній мережі. Захист від коротких замикань здійснюють запобіжники *F1* і *F2*.

Підсилювач постійного струму (*ППС*) (рис.1.6.)призначений для підсилення різниці напруг задавача швидкості *ЗШ* і від'ємного зворотного зв'язку, який реалізує схема зворотного зв'язку за ЕРС двигуна (*ЗЗЕ*). Підсилювач зібрано на мікросхемі *A1*. Коло зворотного зв'язку підсилювача (резистор *R9* і ємність *C5*) формує *III* – закон регулювання напруги на виході. Коло *C6*, *R15* і ємність *C7* забезпечують стійкість роботи самого підсилювача, який живиться від двополярного джерела напруги.

Кола, утворені *V3*, *V4*, *R10*, *R11*, *R12*, захищають мікросхему від перенапруг, які виникають при швидкій зміні задаючої напруги *U_з* або швидкості двигуна (змінюється ЕРС двигуна), бо вхідна напруга

$$U_{\text{вх}} = -(U_z - k_M E) . \quad /1.7/$$

Знак “–” в /1.7/ означає, що задаючий сигнал, який регулюється потенціометром *RP2*, і сигнал зворотного зв'язку, який встановлюється потенціометром *RP1*, подаються на такі входи мікросхеми, щоби їм відповідав додатний потенціал на виході.

Вимірювання ЕРС обмотки якоря здійснюється тахометричним мостом, який утворюють активні опори індуктивності *L2*, індуктивності *L1* разом з опорами обмоток якоря і додаткових полюсів, опори потенціометра *RP1* та опір *R3*.

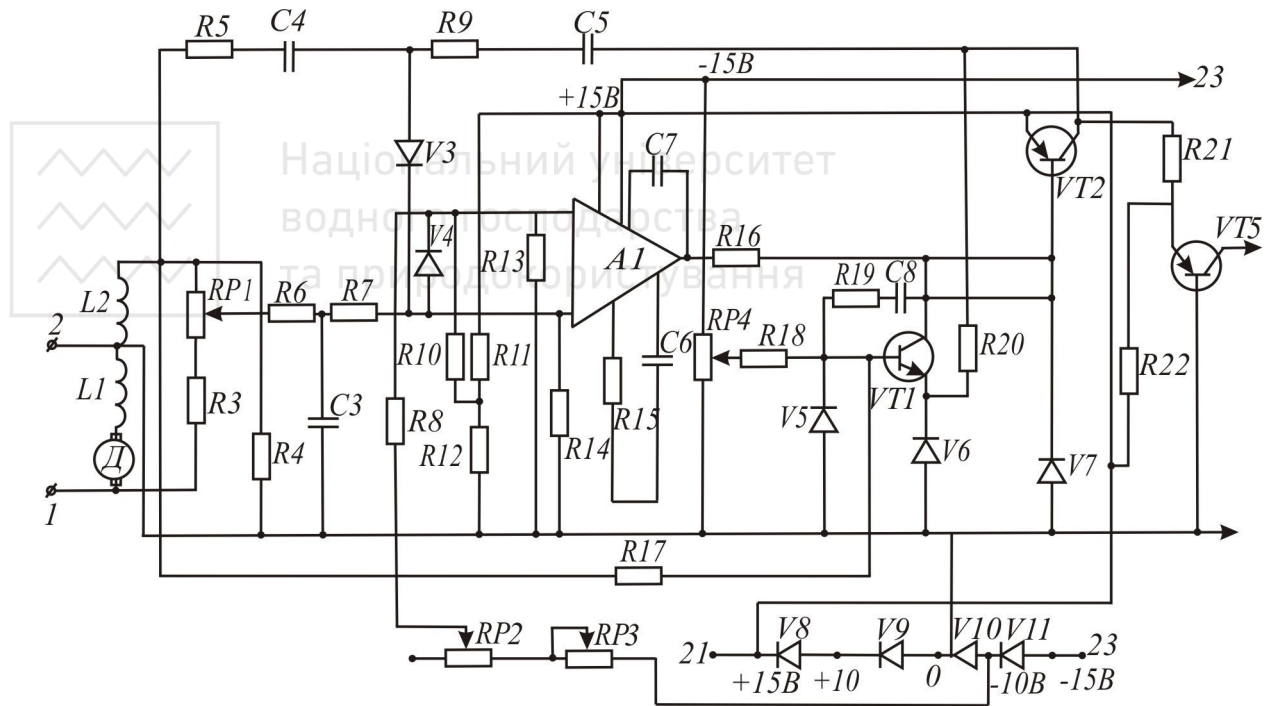


Рис. 1.6. Електрична схема підсилювача з контуром обмеження струму якоря



$$U_E = k_m E = k_m k_o \omega \quad /1.8/$$

де k_m – коефіцієнт передачі тахометричного моста, k_o – коефіцієнт передачі двигуна; ω – кутова швидкість. Щоби при зміні струму ЕРС самоіндукції котушок не впливала на величину U_E , ці котушки з'єднані зустрічно.

Паралельно $L2$ включено опір $R4$, який служить для контролю струму якоря, необхідного для роботи схеми його обмеження. Коло з $C4$, $R5$ забезпечує гнучкий зворотний зв'язок за струмом двигуна. Ємність $C3$ згладжує напругу на виході тахометричного моста, бо в режимі переривчастих струмів U_E має вигляд імпульсів.

Генератор пилкоподібної напруги (ГПН) служить для створення пилкоподібних імпульсів з частотою $2f$, синхронізованих з напругою мережі.

Розподільювач імпульсів (PI) розподіляє імпульси керування на той тиристор, на аноді якого в даний момент є додатна напруга мережі.

Джерело живлення (ДЖ) (рис.1.7) забезпечує живлення елементів блока керування і задавача швидкості (ЗШ).

Всі випрямлячі зібрані з півобмоток трансформатора $T1$, діодів $V12$, $V13$, резистора $R23$, стабілітронів $V8$, $V9$, $V10$, $V11$, конденсаторів $C9$, $C10$, $C11$ і видають чотири стабілізовані напруги: $+15B$, $-15B$, $+10B$, $-10B$ з відхиленням не більше $\pm 2B$ відносно загальної точки 0 з досить малою пульсацією. Ці напруги живлять ППС, емітерний повторювач (транзистор $VT2$), ГПН, одноперехідний транзистор $VT5$ і задавач швидкості.

Випрямляч, який зібраний з обмоток 21, 22, 23 трансформатора $T1$ і діодів $V14$, $V15$, служать для синхронізації ГПН частоти $2f$ з частотою мережі.

Випрямляч з фільтром, зібраний з тих же обмоток трансформатора $T1$, діодів $V16$, $V17$ і конденсатора $C13$ забезпечує напругу $+20B$ відносно контакту 8. Ця напруга живить транзистори $VT8$, $VT9$ узгоджувачих трансформаторних каскадів. З обмотки 25, 26 змінна напруга подається в схему розподілу імпульсів (почергово на бази транзисторів $VT6$, $VT7$).

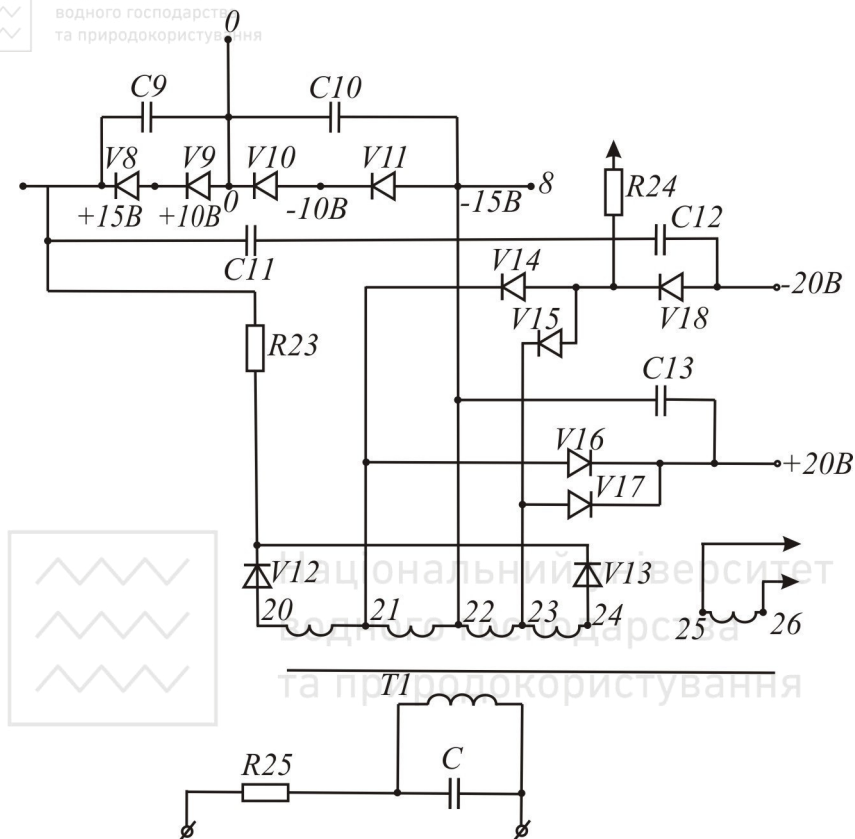


Рис. 1.7. Електрична схема джерела живлення блока керування

Контур обмеження струму (*КОС*) представляє собою затриманий зворотний зв'язок за струмом і забезпечує обмеження струму величиною $I_{dmax}=2,5I_{ном}$.

Живлення обмотки збудження двигуна здійснюється від стабілізатор напруги, електрична схема якого дозволяє регулювати випрямлену напругу в межах однієї додатної півхвилі.

Робота блока регулювання. Принцип роботи блока базується на властивості тиристорів змінювати в широких межах середнє значення випрямленої напруги шляхом зміни часу відкриття тиристорів відносно початку додатної півхвилі підведеної змінної



напруги. Згладжування випрямленої напруги KTB здійснює фільтр, який складається з індуктивності реактора L і активного опору обмоток якоря та додаткових полюсів.

Як показано на рис.1.5 на вході підсилювача $ППС$ подаються дві напруги: одна від задавача швидкості $ЗШ$, друга – з виходу тахометричного моста $ТМ$. Ці напруги віднімаються. Різниця цих напруг підсилюється мікросхемою $А1$ і подається на базу транзистора $VT2$, який виконує роль емітерного повторювача (рис.1.6.) На базу $VT2$, також поступає сигнал з транзистора $VT1$, тоді, коли опорна напруга, яка знімається з подільника $RP4$, стає меншою від падіння напруги на активному опорі індуктивності $L2$, що настає при струмі двигуна $I=2,5I_{ном}$.

Напруга з емітерного повторювача змінює внутрішній опір транзистора $VT3$, що викликає зміну зарядного струму накопичувальної ємності $C16$. В залежності від величини зарядного струму змінюється час зарядки ємності до порогового рівня спрацювання одноперехідного транзистора $VT5$, з яким зв'язаний момент формування імпульсів, що призводить до зміни моменту відкриття тиристорів. Отже, зміна напруги на вході підсилювача зумовлює відповідну зміну напруги на двигуні.

Генератор пилкоподібної напруги ($ГПН$). Принципову електричну схему $ГПН$ наведено на рис.1.8. На рис. 1.9 наведено графіки, які пояснюють його роботу. До її складу входять транзистор $VT3$, накопичувальна ємність $C16$ і транзистор $VT4$, який працює в ключовому режимі.

Керуючий сигнал поступає з емітерного повторювача $VT2$ і зумовлює певну інтенсивність наростання напруги U_c на $C16$ (рис.1.9,в) до напруги спрацювання одноперехідного транзистора $VT5$. Після цього необхідно розрядити ємність $C16$. Це здійснює транзистор $VT4$, режим роботи якого вибрано таким, що більшу частину півперіода він закритий напругою U_{27} , яка подається через діоди $V14$, $V15$ і резистор $R31$ у вигляді пульсацій з частотою $2f$ випрямленої напруги (рис. 1.9,б).

Розряд конденсатора $C16$ через малий опір насиченого транзистора $VT4$ відбувається у той проміжок часу, коли напруга зміщення U_{26} (рис.1.9,б), яка подається через резистор $R26$, більша напруги пульсації. Процес розрядки закінчується до наступної півхвилі.

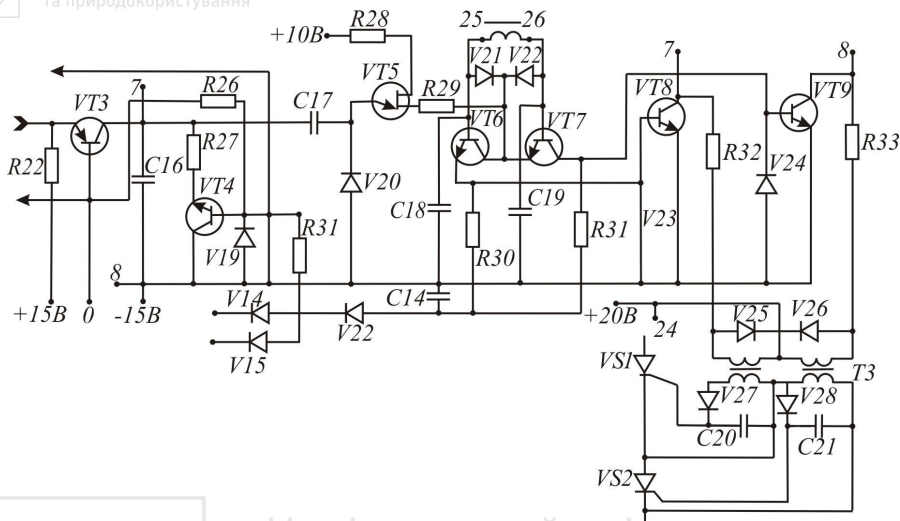


Рис. 1.8. Електричні схеми генератора пилкоподібної напруги, формувача, розподілювача і підсилювача імпульсів

Після цього $VT4$ закривається і починається заряд ємності $C16$. Так формується пилкоподібна напруга з частотою $2f$.

Оскільки зарядка конденсатора відбувається через транзистор $VT3$, який можна розглядати як джерело струму ($I_{zap}=const$), то пилкоподібна напруга має високу лінійність.

Формувач імпульсів. Його схема зібрана на одноперехідному транзисторі $VT5$, який має падаючу ділянку вольтамперної характеристики і представляє собою ждучий генератор (рис.1.8.). В момент часу, коли напруга на конденсаторі $C16$ досягне порога спрацювання одноперехідного транзистора $VT5$, він відкривається і через ємність $C17$ формується імпульс. Параметри цього імпульсу визначаються, в основному, параметрами транзистора $VT5$, напругою джерела живлення і опором резистора $R29$.

Блокування другого за півперіод імпульса відбувається тому, що поріг спрацювання одноперехідного транзистора нібито підвищується, так як при формуванні першого імпульса заряджається конденсатор $C17$ через транзистор $VT5$ і потенціал його емітера понижується.

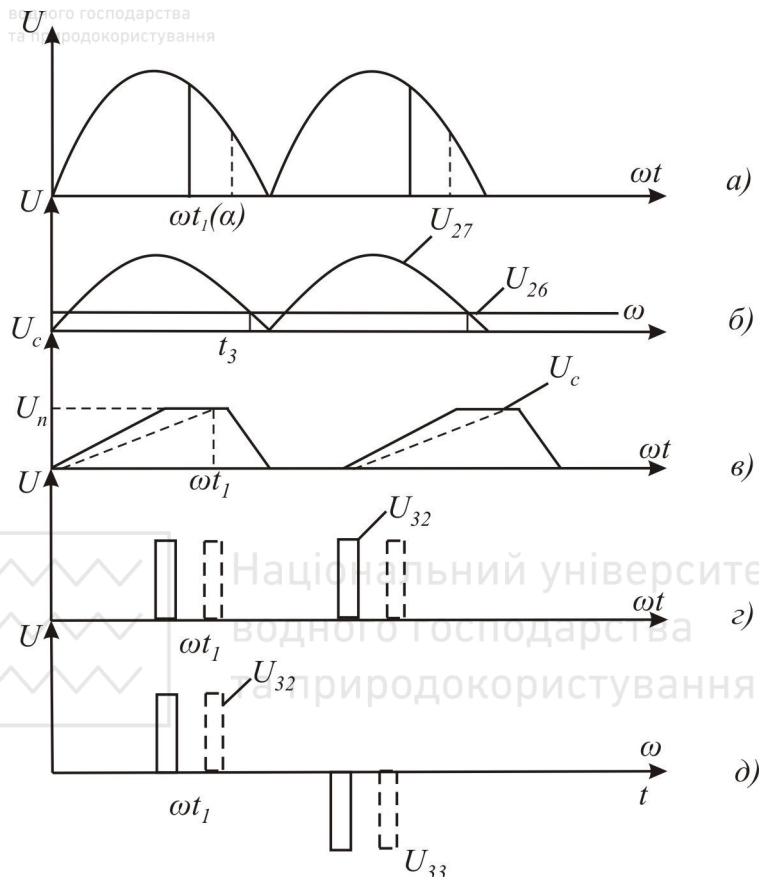


Рис. 1.9. Графіки до пояснення процесів формування імпульсів керування тиристорами

Відновлення схеми відбувається при розрядці конденсатора C16 через транзистор VT4 і розрядці конденсатора C17 через транзистор VT4 і діод V20. Отже, в кожний півперіод випрямленої напруги формується по одному імпульсу.

Розподільвач імпульсів. 3 формувача імпульсів імпульси поступають на емітери транзисторів VT6 і VT7, які відкриваються по чергово: один в один півперіод, другий – в наступний півперіод. Це забезпечується обмоткою 25, 26 трансформатора T1 і діодами V21 і V22, (рис.1.9, д).



Імпульс проходить через відкритий транзистор $VT6(VT7)$, після цього він посилюється транзистором $VT8(VT9)$ і поступає на первинну обмотку трансформатора $T2(T3)$. Індукований у вторинній обмотці трансформатора імпульс подається на керуючий електрод тиристора $VS1(VS2)$ і він відкривається, регулюючи напругу на якорі двигуна, як зображено на рис.1.9,а.

На рис.1.9 пунктирними лініями показана послідовність формування імпульсів керування при збільшенні кута керування α . При цьому проміжок часу між імпульсами не змінюється.

Реактор L складається з двох обмоток: силової і компенсаційної, які з'єднані зустрічно. Силова обмотка входить в одне плече тахометричного моста, а компенсаційна – послідовно з частиною потенціометра $RP1$ – в друге. Таке з'єднання дозволяє мати падіння напруги на цих обмотках, пропорційне струму якоря, бо ЕРС самоіндукції будуть взаємно компенсуватися. Це падіння напруги використовується в схемі обмеження струму якоря.

Використання реактора призводить до зменшення зони розривних струмів, яка виникає при малому навантаженні на валу двигуна, і збільшення його потужності із-за зменшення втрат від вищих гармонік.

Робота електропривода в режимі холостого ходу. Нехай задавачем швидкості (потенціометр $RP2$) встановлена вхідна напруга $U_{вх.1}$, яка відповідає кутовій швидкості двигуна в режимі холостого ходу ω_l при номінальному струмі збудження. При обертанні в обмотці якоря виникне ЕРС $E_l = k_d \omega_l$. Вхідний від'ємний напрузі підсилювача, рівній $U_{n1} = k_m E_l - U_{вх.1}$, буде відповідати додатний потенціал на виході підсилювача (мікросхеми) $U_{n2} = k_n U_{n1}$, де k_n – коефіцієнт підсилення підсилювача відносно загальної точки 0.

Нехай потенціалу U_{n2} відповідає зарядний струм I_{d1} накопичувальної ємності $C16$ через транзистор $VT3$, який визначить час заряджання $C16$ до порогової напруги пробією одноперехідного транзистора $VT5$ формувача імпульсів, а значить, і кута відкривання тиристорів $VS1$ і $VS2$, який визначатиме середнє значення випрямленої напруги на якорі двигуна U_{dl} , яка і буде відповідати швидкості холостого ходу ω_l (рис.1.9, в і рис.1.9, а). Система автоматичного регулювання швидкості двигуна буде знаходитись у стійкому стані за умови належного вибору параметрів ПІ –



регулятора (резистора $R9$ і ємності $C5$), гнучкого зворотного зв'язку за струмом якоря (резистор $R5$ і ємність $C4$) при заданих сталих часу керованого тиристорного перетворювача, реактора і двигуна.

Якщо задавач швидкості перевести в положення, яке відповідає більш низькій швидкості, ніж швидкість ω_1 , то зменшиться U_{ex} .

Оскільки ця напруга подається на інвертуючий вхід мікросхеми $A1$ у вигляді від'ємної напруги, то потенціал на вході мікросхеми знизиться, величина зарядного струму конденсатора $C16$ зменшиться, час зарядки до порогового рівня спрацювання одноперехідного транзистора $VT5$ збільшиться, імпульси керування сформується пізніше, ніж у попередньому випадку, тиристори $VS1$ і $VS2$ відкриються пізніше, напруга на виході керованого випрямляча зменшиться і двигун стане обертатись повільніше. На рис.1.9 цей процес зображений пунктирними лініями.

Переміщення задавача в сторону збільшення швидкості двигуна призведе аналогічним чином до збільшення напруги на якорі двигуна і відповідно його швидкості обертання.

1.3. Програма роботи

1. Ознайомитись з електричними схемами, описати призначення і принцип дії основних елементів тиристорного електропривода.

2. Зняти і побудувати залежність напруги на емітерному повторювачі від задаючої напруги $U_E = f(U_z)$ при зміні швидкості від мінімальної до номінальної.

3. Зняти і побудувати регульовальну характеристику тиристорного перетворювача $U_d = f(U_z)$.

4. Дослідити роботу генератора полкоподібної напруги.

5. Дослідити роботу формувача і розподільника імпульсів керування і визначити їх параметри.

6. Дослідити форму випрямленої напруги.

7. Визначити діапазон регулювання і кута керування.

8. Побудувати залежності $E_d = f(\alpha)$ і $\omega = f(U_z)$ на підставі експериментальних даних.



1.4. Опис лабораторної установки

Принципову електричну схему лабораторної установки наведено на рис.1.10.

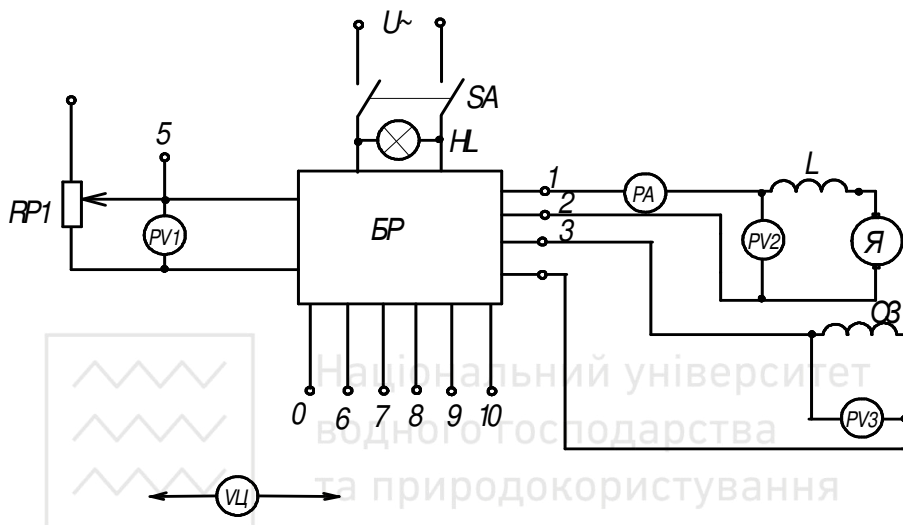


Рис. 1.10. Принципова електрична схема лабораторної установки

Вона складається з задавача швидкості *RP1*, блока регулювання *БР*, реактора *L*, двигуна постійного струму незалежного збудження, вимірювальних приладів, 6-ти гнізд для під'єднання цифрового вольтметра і осцилографа. Підключення тиристорного перетворювача до мережі живлення здійснюють вимикачем *SA*.

1.5. Порядок виконання роботи

1. Вивчаючи електричні схеми, наведені на рис. 1.1–1.8, необхідно з'ясувати принципи дії і призначення кожного елемента, його місце в перетворенні сигналів керування. Щоб полегшити цю роботу, на рис. 1.3 і рис. 1.9 наведені відповідні графіки. Опис призначення елементів тиристорного електропривода і принципів їх дій повинен бути коротким. Не потрібно переписувати все з розділу



“Теоретичні відомості“, в якому викладені основи теорії тиристорного перетворювача напруги. У звіті потрібно навести лише функціональну схему.

2. Характеристики $U_E = f(U_3)$ і $U_d = \varphi(U_3)$ з метою економії часу знімають одночасно. Для цього до гнізд 0 і 6 підключають цифровий вольтметр $VЦ$, потенціометр $RP1$ переводять в крайнє ліве положення і вмикають вимикач SA . При цьому загоряється лампа HL і вольтметр $PV3$ повинен показати номінальну напругу збудження. Якщо вона не відповідає номінальному значенню, яке вказане на табличці двигуна, то необхідно повідомити викладача і він потенціометром, розташованим в блоці керування, виставить її номінальне значення.

Після цього потенціометром $RP1$ (задавачем швидкості) встановлюють мінімальну стійку швидкість обертання двигуна. Користуючись секундоміром, підраховують по білій рисці, нанесеній на півмуфті, число обертів за хвилину n_{min} і визначають кутову швидкість $\omega_{min} = 2\pi n_{min} / 60$, рад/с. При n_{min} вимірюють напругу на якорі двигуна U_{dmin} . Для подальших розрахунків необхідно знати напругу в мережі живлення U_{\sim} . Її вимірюють переносним вольтметром і заносять до звіту. Після цього покази вимірювальних приладів $PV1$, $VЦ$, $PV2$ і PA записують в табл. 1

Змінюючи задавачем швидкості напругу на двигуні, знімають ще 4 – 5 точок характеристик $U_E = f(U_3)$ і $U_d = \varphi(U_3)$ через кожні 15...20В напруги на двигуні. Дані заносять до табл. 1.

Таблиця 1

№ п/п	U_3 , В	U_E , В	U_d , В	I_d , А	U_{\sim} , В	U_d/U_{\sim}	α , °	ω , р/с	$U_{ГПН}$
1	$U_{3 min}$		$U_{d min}$	$I_{d min}$			α_{max}	ω_{min}	
2									
3									
4									
5			$U_{d ном}$						

За експериментальними даними будують залежності $U_E = f(U_3)$ і $U_d = \varphi(U_3)$.

3. Електрична схема генератора пилкоподібної напруги наведена



рис.1.8. Для дослідження її роботи необхідно підключити осцилограф до гнізд 7–8, зарисувати форму напруги на ємності C16 для трьох значень U_d : U_{dmin} , $0,5U_{dном}$, і $U_{dном}$, а також визначити за осцилографом амплітуду. Зарисовки внести до табл.1.

4. Для дослідження роботи формувача імпульсів підключають осцилограф до гнізд 8–9, спостерігають за формою імпульсів і вимірюють їх амплітуду. Це роблять для 2–3 значень U_d , щоб визначити вплив U_d на формування імпульсів. Результати дослідження заносять до звіту.

5. Електрична схема розподільника імпульсів керування наведена на рис.1.8. Для її дослідження під'єднують осцилограф до гнізд 9–10, вимірюють амплітуду імпульсів, їх зарисовують для 2 – 3 значень U_d . Не відключаючи осцилографа, змінюють U_d і спостерігають за їх динамікою. Спостереження описують у звіті.

6. Для дослідження форми випрямленої напруги до гнізд 1 – 2 через подільник напруги 1:5 під'єднують осцилограф, на екрані якого спостерігають форму напруги U_d при різних швидкостях двигуна. Користуючись масштабом вертикальної розгортки, одночасно визначають амплітуди імпульсів напруги. Результати спостереження описують у звіті.

7. Діапазон регулювання швидкості при зміні U_d і номінальному магнітному потоці $D = \omega_0 / \omega_{0min}$, де ω_0 і ω_{0min} – відповідно швидкості ідеальних холостих ходів при $U_d = U_{дном}$ і $U_d = U_{dmin}$. Для їх визначення необхідно знати коефіцієнт передачі двигуна, який вираховують за формулою

$$k_o = \frac{\omega_{min}}{U_{d.min} - I_{d.min} R_o}, \quad /1.9/$$

де R_o - опір кола двигуна. Для лабораторної установки $R_o=3,3$ Ома.

Діапазон зміни кута керування знаходять так: вираховують відношення $\frac{U_{dmin}}{U_{\sim}}$ і $\frac{U_{дном}}{U_{\sim}}$ і за графіком, наведеним на рис.1.3,

визначають відповідно α_{max} і α_{min} . Заміна E_d на U_d не внесе суттєвої похибки, бо падіння напруги на вентилях незначне.

8. Для розрахунку залежності $E_d = f(\alpha)$ приймають $E_d = U_d$,



підраховують відношення U_d / U_{ω} і на підставі графіка (рис. 1.3) визначають кут керування α . Дані розрахунки заносять до табл.1.

Щоб побудувати регульовальну характеристику $\omega = f(U_d)$, експериментальні значення U_d множать на k_d і одержують відповідні значення швидкості холостого ходу двигуна. Дані розрахунки заносять до табл.1.

Користуючись експериментальними і розрахунковими даними, в одних координатних осях будують залежності $U_d = f(\alpha)$ і $\omega = f(U_d)$.

На підставі побудованих графіків роблять відповідні висновки.

1.6. Контрольні запитання

1. Від чого залежить величина випрямленої напруги?
2. В яких межах можна регулювати кут керування в напівкерованій містковій схемі випрямлення?
3. Які складові є у випрямленій напрузі?
4. Як формується ПІ – закон регулювання напруги тиристорного перетворювача?
5. Принцип дії генератора пилкоподібної напруги.
6. Від чого залежать параметри пилкоподібної напруги?
7. Який елемент в блоці керування формує імпульси керування?
8. Яку роль виконує розподільник імпульсів керування?
9. Чи залежить амплітуда імпульсів, які поступають на керуючі електроди тиристорів, від кута керування?
10. Як визначити межі зміни кута керування при заданих межах зміни випрямленої напруги?



Робота 2. Дослідження автоматизованого електропривода постійного струму з широтно-імпульсним перетворювачем напруги

2.1. Мета роботи

Вивчити будову і принцип дії автоматизованого електропривода постійного струму з широтно-імпульсним перетворювачем напруги та навчитися досліджувати його електромеханічні характеристики.

2.2. Теоретичні відомості

Регулювання швидкості двигунів постійного струму з незалежним збудженням у широкому діапазоні здійснюють зміною напруги живлення кола якоря. В якості джерела регульованої напруги, крім тиристорних перетворювачів, широко використовують імпульсні перетворювачі. Із багатьох їх різновидів найбільше застосування знаходять широтно-імпульсні перетворювачі, принцип дії яких полягає у періодичному підмиканні якорного кола до сталої напруги U_d і відмиканні від неї (рис. 2.1, а). При цьому в той період, коли двигун підключений до джерела живлення, відбувається передача енергії від джерела живлення до електропривода, яка, в основному, передається через вал двигуна приводному механізму і незначна її частина запасається у виді кінетичної і електромагнітної енергії. У період відключення електродвигун продовжує обертатися за рахунок накопичених енергій. Принципова схема системи імпульсний перетворювач напруги – двигун постійного струму з незалежним збудженням зображена на (рис. 2.1, а).

У цій системі якор двигуна за допомогою комутуючого ключа періодично підключається до джерела постійного струму, напруга якого незмінна.

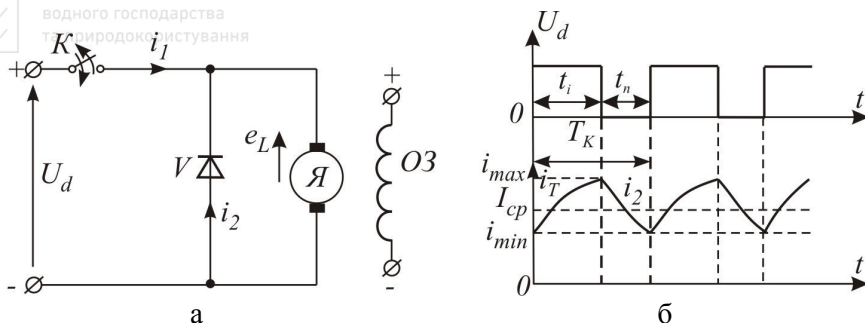


Рис. 2.1. Принципова схема системи імпульсного перетворювача напруги (а) і часові діаграми (б)

Коли ключ K замкнений, напруга U_d зумовлює наростання струму i_1 в колі якоря і він досягає максимального значення i_{\max} в момент розмикання ключа (рис. 2.1, б). Коли ключ K розімкнений, в колі якоря виникає струм i_2 , спричинений дією ЕРС самоіндукції $e_L = -L_J \frac{di}{dt}$, де L_J – індуктивність якорного кола. Струм i_2 протікає через діод V і напрям струму в колі якоря не змінюється. В момент $t = t_i - i_{1\max} = i_{2\max}$, бо із-за дії ЕРС самоіндукції струм в колі з індуктивністю не може миттєво змінитися.

Середнє значення напруги, яка прикладається до якорного кола,

$$U_{cp} = \frac{1}{T_K} \int_0^{t_i} U_d dt = \frac{t_i}{T_K} U_d = U \varepsilon, \quad /2.1/$$

де t_i – час імпульсу; t_n – час паузи; $T_K = t_i + t_n$ – період комутації

ключа; $\varepsilon = \frac{t_i}{T_K}$ – коефіцієнт регулювання (щільність) (рис. 2.1, б).

За умови нехтування внутрішнім опором джерела напруги U_d і ідеальної характеристики діода V для замкненого стану ключа K зміна струму якоря буде описуватися рівняннями

$$U_d = k\Phi_n \omega_1 + R_o i_1 + L_J \frac{di_1}{dt};$$



$$M_1 = k\Phi_H i_1;$$

/2.2/

$$M_1 - M_C = J \frac{d\omega_1}{dt},$$

де M_C і J – відповідно приведені до вала двигуна момент сил опору і момент інерції електропривода; R_∂ – опір якорного кола.

Для розімкненого стану ключа $U_d=0$ і (3.2) матимуть наступний вид:

$$0 = k\Phi_H \omega_2 + R_\partial i_2 + L_\gamma \frac{di_2}{dt};$$

$$M_2 = k\Phi_H i_2; \quad /2.3/$$

$$M_2 - M_C = J \frac{d\omega_2}{dt}.$$

При записі цих рівнянь прийнято, що джерело живлення володіє властивостями джерела наруги, тобто його внутрішній опір дорівнює нулю, а діод V володіє ідеальними властивостями: його опір рівний нулю у провідному напрямку і нескінченості – у зворотному.

Для аналізу усталеного режиму роботи привода необхідно визначити середні значення моменту, струму і швидкості. За умови $M_C = \text{const}$ можна записати, що

$$\begin{aligned} M_{cp} &= \frac{1}{T} \int_0^T M dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_i} M_1 dt + \int_0^{t_n} M_2 dt \right) = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_i} \left(M_c + J \frac{d\omega_1}{dt} \right) \cdot dt + \right. \\ &+ \left. \int_0^{t_n} \left(M_c + J \frac{d\omega_2}{dt} \right) \cdot dt \right] = \frac{1}{T_\kappa} \left[M_c t_i + M_c t_n + J \left(\int_{\omega_{1n}}^{\omega_{1k}} d\omega + \int_{\omega_{2n}}^{\omega_{2k}} d\omega \right) \right] = \frac{1}{T_\kappa} [M_c (t_i + t_n) + J(\Delta\omega_1 + \Delta\omega_2)]. \end{aligned} \quad /2.4/$$

Для усталеного режиму повинна виконуватися рівність $\Delta\omega_1 = -\Delta\omega_2$, тобто миттєві значення швидкості на початку і в кінці періоду комутації повинні бути рівні. Якщо ця рівність не



виконується, то має місце перехідний процес. За вказаної умови з /2.4/ слідує, що

$$M_{cp} = \frac{1}{T_{\kappa}} M_c(t_i + t_n) = M_c.$$

Середнє значення струму за час комутації

$$I_{cp} = \frac{1}{T_{\kappa}} \left(\int_0^{t_i} i_1 dt + \int_0^{t_n} i_2 dt \right) = \frac{1}{R_{\partial} T} \left[\int_0^{t_i} \left(U_d - k\Phi_n \omega_1 - L_{\text{я}} \frac{di_1}{dt} \right) dt + \right. \\ \left. + \int_0^{t_n} \left(-k\Phi_n \omega_2 - L_{\text{я}} \frac{di_2}{dt} \right) dt \right] = \frac{1}{R_{\partial}} \left[U_d \varepsilon - k\Phi_n \omega_{cp} - L_{\text{я}} (\Delta i_1 + \Delta i_2) \right], \quad /2.5/$$

$$\text{де } \omega_{cp} = \frac{1}{T_{\kappa}} \int_0^T \omega dt = \frac{1}{T_{\kappa}} \left(\int_0^{t_i} \omega_1 dt + \int_0^{t_n} \omega_2 dt \right).$$

Враховуючи, що в усталеному режимі $\Delta i_1 = -\Delta i_2$, з /2.5/ знаходимо:

$$R_{\partial} I_{cp} = \varepsilon U_d - k\Phi_n \omega_{cp}. \quad /2.6/$$

Звідси рівняння електромеханічної характеристики системи ШП-ДПС буде таким:

$$\omega_{cp} = \frac{\varepsilon U_d - R_{\text{я}} I_{cp}}{k\Phi_n} = (\varepsilon U_d - R_{\text{я}} I_{cp}) \cdot k_{\partial}. \quad /2.7/$$

Із /2.7/ витікає, що середню кутову швидкість можна регулювати в широких межах, змінюючи ε . Зміну ε можна здійснюватися різними способами. При широтно-імпульсному регулюванні залишається незмінним період комутації і, відповідно, частота



комутації $f = \frac{1}{T_k} = \text{const}$, а зміна \mathcal{E} здійснюється шляхом зміни

часу замкненого стану ключа. У випадку частотно-імпульсного регулювання залишається незмінною тривалість включеного стану ключа ($t_i = \text{const}$) і змінюється частота комутації ($f = \text{var}$). Можливий також і комбінований широтно-частотний спосіб імпульсного регулювання. Із вказаних способів найбільшого поширення отримав перший, так як при його використанні вдається відносно просто здійснювати зміну \mathcal{E} від 0 до 1, що, у свою чергу, дає можливість в широких межах регулювати швидкість обертання двигуна. Другий спосіб характеризується, як правило, більш простим схемним рішенням, але у цьому випадку не можна реалізувати глибокого регулювання швидкості, так як при $t_i = \text{const}$ для $\mathcal{E} \rightarrow 0$ необхідно, щоб $T_k \rightarrow \infty$ або $f \rightarrow 0$.

Вираз /2.7/ справедливий тільки в тому випадку, коли в колі якоря протікає неперервний струм. Якщо ж у момент відключеного стану ключа струм i_2 встигає знизитися до нуля, то в кривій струму виникає пауза, як показано на (рис. 2.2, а), тобто матиме місце режим переривчастого струму. У цьому випадку накопиченої

електромагнітної енергії, рівної $W_{em} = L_{я} \frac{i_2^2}{2}$, буде недостатньо для протікання струму на період паузи і, коли $i_2 = 0$, сповільнений рух електропривода буде відбуватися за рахунок лише кінетичної енергії $W_k = J \frac{\omega^2}{2}$. Тому в режимі переривчастих струмів

користуватися рівнянням /2.7/ не можна, бо воно отримане за умови неперервного струму. Для аналізу роботи електропривода у зоні переривчастих струмів необхідно знати $i_{1\text{кін}}$, який визначає запас електромагнітної енергії, що спричиняє струм під час паузи. Величину $i_{1\text{кін}}$, за якого струм в кінці паузи знизиться до нуля ($i_{2\text{кін}} = 0$) називають граничним струмом i_{ep} (рис. 2.2, б). Для визначення i_{ep} треба знати закони зміни в часі струму якоря при дії імпульсу і під час паузи.

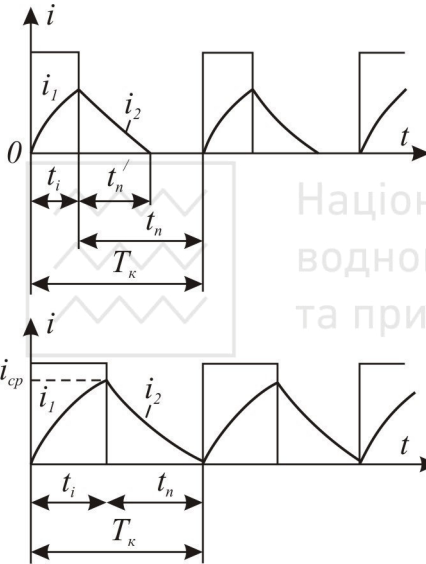


Зміна струму на кожному із інтервалів замкненого і розімкненого станів ключа K описується диференціальними рівняннями другого порядку. Оскільки електромагнітна стала часу

$$T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{д}}} \text{ значно менша електромеханічної сталої } T_{\text{м}} = J R_{\text{д}} k_{\text{д}}^2 \text{ і}$$

$T_{\text{к}}$ значно менша $T_{\text{я}}$, то можна вважати, що за період комутації швидкість електропривода залишиться незмінною і рівною $\omega_{\text{ср}}$.

$$\text{Тоді } \frac{d\omega_1}{dt} = 0 \text{ і } \frac{d\omega_2}{dt} = 0.$$



За цього припущення струм якоря на протязі періоду комутації буде описуватися рівняннями

$$U_{\text{д}} = k\Phi_{\text{н}}\omega_{\text{ср}} + R_{\text{д}}i_1 + L_{\text{я}} \frac{di_1}{dt}$$

і

$$0 = k\Phi_{\text{н}}\omega_{\text{ср}} + R_{\text{д}}i_2 + L_{\text{я}} \frac{di_2}{dt},$$

розв'язки яких будуть такими:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_1 - (I_1 - i_{\min}) \cdot e^{-t/T_{\text{я}}} \\ i_2 &= I_2 - (I_2 - i_{\max}) \cdot e^{-t/T_{\text{я}}} \end{aligned} \right\} /2.8/$$

Рис. 2.2. Діаграми зміни струму якоря в режимах переривчастого (а) і граничного (б) струму

$$\text{де } I_2 = -\frac{k\Phi_{\text{н}}\omega_{\text{ср}}}{R_{\text{д}}} \text{ і}$$

$$I_1 = \frac{U_{\text{д}} - k\Phi_{\text{н}}\omega_{\text{ср}}}{R_{\text{д}}} = \frac{U_{\text{д}}}{R_{\text{д}}} + I_2 = I_{\text{к.з.}} + I_2; \quad /2.9/$$

В /2.8/ i_{\min} , i_{\max} – значення струму якоря відповідно на початку



першого і другого інтервалів роботи ключа; $I_{\kappa.з.} = U_d / R_\theta$ – струм короткого замикання.

В рівняннях /2.8/ прийнято, що початок відліку часу співпадає з початком відповідного інтервалу. Із діаграми струму якоря для усталеного режиму, що зображено на (рис. 2.2, б), випливає, що $i_{\min} = i_2(t_n)$; і $i_{\max} = i_1(t_i)$.

Підставивши відповідні значення часу у рівняння /2.8/ і розв'язавши ці рівняння відносно i_{\min} і i_{\max} , отримаємо

$$i_{\min} = I_1 - (I_1 - I_2) \frac{1 - e^{-t_n/T_\gamma}}{1 - e^{-T_\kappa/T_\gamma}};$$

$$i_{\max} = I_2 - (I_2 - I_1) \frac{1 - e^{-t_i/T_\gamma}}{1 - e^{-T_\kappa/T_\gamma}}. \quad /2.10/$$

Умовою граничного струму у відповідності з графіками на (рис. 2.2, б) буде $i_{\min} = i_2(t_n) = 0$.

Тоді

$$i_{\max} = i_1(t_i) = I_1 \left(1 - e^{-t_i/T_\gamma} \right)$$

і відповідно

$$i_{\min} = i_2(t_n) = I_2 - \left[I_2 - I_1 \left(1 - e^{-t_i/T_\gamma} \right) \right] e^{-t_n/T_\gamma} = 0.$$

Звідси відношення

$$-\frac{I_1}{I_2} = \frac{1 - e^{-t_n/T_\gamma}}{\left(1 - e^{-t_i/T_\gamma} \right) e^{-t_n/T_\gamma}}. \quad /2.11/$$



Враховуючи /2.9/, рівняння /2.11/ за умови $\omega_{cp} = \omega_{ep}$

приводиться до виду

$$\frac{k\Phi_H \omega_{ep}}{U_d} = \frac{\omega_{ep}}{\omega_0} = \frac{\left(1 - e^{-t_i/T_j}\right) e^{-t_n/T_j}}{1 - e^{-T_K/T_j}}, \quad /2.12/$$

де $\omega_0 = U_d / k\Phi_H$ – швидкість ідеального холостого ходу двигуна, яка відповідає $\varepsilon = 1$.

Тривалість періоду комутації, як правило, вибирається таким чином, щоб $T_K \ll T_j$. Тоді $t_i \ll T_j$ і $t_n \ll T_j$. Це дає можливість суттєво спростити рівняння /2.12/, замінивши експоненціальні функції рядами виду

$$e^{-t/T_j} = 1 - \frac{t}{T_j} + \frac{t^2}{2T_j^2} - \frac{t^3}{6T_j^3} + \dots$$

Тоді після перетворення одержимо

$$\begin{aligned} \omega_{ep} &= \omega_0 \varepsilon \left(1 - \frac{1 - \varepsilon}{2 \frac{T_j}{T_K} - 1} \right) = \omega_0 \varepsilon \left(1 - \frac{(1 - \varepsilon) T_K}{2 T_j - T_K} \right) \approx \\ &\approx \omega_0 \varepsilon \left(1 - \frac{1 - \varepsilon}{2 T_j} T_K \right) \end{aligned} \quad /2.13/$$

за умови $T_j \gg T_K$.

Оскільки /2.7/ справедливе і для граничного струму ($I_{cp} = I_{ep}$) то, замінивши у ньому ω_{cp} на ω_{ep} з врахуванням /2.13/, після відповідних перетворень одержимо



$$i_{zp} \approx I_{к.з.} \frac{\varepsilon(1-\varepsilon)}{2T_{я}} T_K. \quad /2.14/$$

Дослідивши залежність /2.14/ на максимум $\left(\frac{di_{zp}}{d\varepsilon} = 0 \right)$, отримаємо, що граничний струм досягає максимального значення при $\varepsilon_{онт} = 1/2$. Підставивши $\varepsilon_{онт}$ у /2.14/, отримаємо вираз для визначення граничного струму:

$$I_{zp.макс} = \frac{I_{к.з.}}{8T_{я}} T_K. \quad /2.15/$$

З /2.15/ витікає, що при $\varepsilon = 1$ і $\varepsilon = 0$ маємо $i_{zp} = 0$, так як у першому випадку двигун постійно підімкнений до мережі, а в другому – має місце режим динамічного гальмування при відсутності додаткового опору в колі якоря. На (рис. 2.3) зона переривчастих струмів, яку можна побудувати за /2.13 і 2.14/ для заданого значення частоти комутації ключа $f_K = 1/T_K$, відділена штрих-пунктирною лінією $\omega_{zp} = f(I_{zp})$. Для зменшення цієї зони у відповідності з /2.14/ слід або збільшити $T_{я}$ шляхом включення в коло якоря додаткової котушки індуктивності, або збільшити частоту комутації ключа f_K .

Перший шлях приводить до погіршення динамічних і енергетичних показників електропривода, а можливості другого способу обмежені. На практиці у якості комутуючих пристроїв використовують транзисторні або тиристорні ключі, частота перемикання яких обмежена для перших тепловими втратами при роботі в режимі перемикання, а для других – часом відновлення керуючих властивостей.

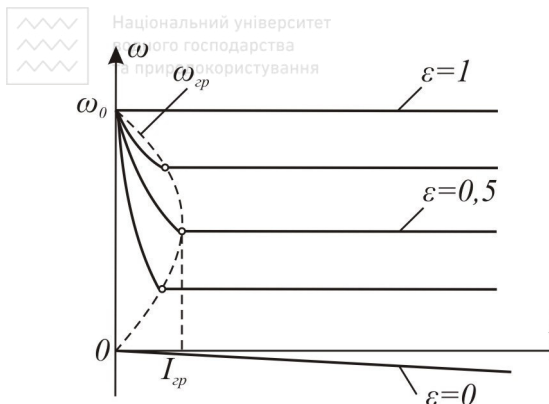


Рис. 2.3. Електромеханічні характеристики ДПС-ШП

Для більшості виробничих механізмів бажано частоту комутації вибирати такою, щоби режим переривчастих струмів не виникав при регулюванні швидкості в широкому діапазоні. Цього можна досягнути за умови, якщо струм двигуна при холостому ході робочого органу

I_0 буде дорівнювати або буде більшим максимального граничного струму ($I_0 \geq I_{кр.макс}$). За цієї умови згідно /2.15/ частота комутації, яку можна рахувати оптимальною,

$$f_{opt} = \frac{I_{к.з}}{8T_{я}I_{кр.макс}} = \frac{U_n}{8L_{я}I_0}, \quad /2.16/$$

де U_n – номінальна напруга.

Так, для двигуна потужністю $P_n = 2 \text{ кВт}$, $U_n = 110 \text{ В}$, $I_n = 21,4 \text{ А}$ і $L_{я} = 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$ за умови $I_0 = 0,2 I_n$ оптимальна частота комутації буде складати $f_{opt} = 1,79 \text{ кГц}$.

При частотах $f < f_{opt}$ і $I < I_0$ буде виникати режим переривчастих струмів. Тому доцільно знати рівняння електромеханічної характеристики у цій зоні. Його можна знайти з таких міркувань.

В режимі переривчастого струму на інтервалі відключеного стану ключа струм спадає до нуля, наприклад, в момент часу $t'_n < t_n$, як показано на (рис. 2.2, а). В цьому випадку як і для граничного струму



$$i_{я}(t'_n) = I_2 - \left[I_2 - I_1(1 - e^{-t_i/T_{я}}) \right] e^{-t'_n/T_{я}} = 0. \quad /2.17/$$

Звідси

$$t'_n = T_{я} \ln \left[1 - \frac{I_1}{I_2} \left(1 - e^{-t_i/T_{я}} \right) \right].$$

Середнє значення струму якоря у режимі переривчастого струму

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_i} i_1 dt + \int_0^{t'_n} i_2 dt \right) = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} I_1 \left(1 - e^{-t/T_{я}} \right) dt + \frac{1}{T} \left\{ I_2 - \left[I_2 - \right. \right. \\ \left. \left. - I_1 \left(1 - e^{-t_i/T_{я}} \right) \right] e^{-t'_n/T_{я}} \right\} dt \quad /2.18/$$

Звідси отримаємо

$$I_{cp} = \varepsilon I_1 + \frac{t'_n}{T_K} I_2 = \varepsilon I_1 + \frac{T_{я}}{T_K} I_2 \ln \left[1 - \frac{I_1}{I_2} \left(1 - e^{-t_i/T_{я}} \right) \right]. \quad /2.19/$$

Використавши розкладання натурального логарифма за формулою $\ln x = x - 1 - \frac{(x-1)^2}{2} + \dots$ і обмежившись двома її членами, після перетворення отримаємо

$$I_{cp} = \frac{\varepsilon^2 T_K}{2 T_{я}} I_{к.з.} \frac{\omega_0 - \omega_{cp}}{\omega_{cp}}. \quad /2.20/$$

З /2.20/ знаходимо рівняння електромеханічної характеристики в режимі переривчастого струму у виді



$$\omega_{cp} = \frac{\omega_0}{1 + \frac{2T_y}{\varepsilon^2 T_k I_{к.з.}} I_{cp}}$$

/2.21/

З /2.21/ слідує, що жорсткість механічних характеристик в режимі переривчастого струму залежить від ε та I_{cp} і зі зменшенням ε значно зменшується. У зв'язку із чим стараються, щоб електропривод не працював у цій зоні. За рівнянням /2.21/ будують електромеханічні характеристики в зоні $I_{cp} \leq I_{cr}$ для ряду значень ε , як і показано на (рис. 2.3).

2.3. Програма роботи

1. Ознайомитися з лабораторною установкою та вивчити будову і принцип дії її складових.

2. Розрахувати оптимальну частоту комутації та побудувати розрахункові електромеханічні характеристики в розімкненій системі керування.

3. Дослідити систему автоматичного регулювання в режимі холостого ходу, визначити діапазон регулювання та частоту комутації.

4. Експериментально зняти електромеханічні характеристики системи автоматичного регулювання при різних значеннях щільності. Зарисувати форму імпульсів при різних ε і $I = 0.5I_n$.

5. Порівняти результати розрахунків з експериментальними даними.

2.4. Опис лабораторної установки

Лабораторна установка (рис. 2.4) для дослідження електропривода з широтно-імпульсним перетворювачем напруги складається з автономного блока живлення 1, блока керування 2 зі світлодіодним дисплеєм ДС та комунікаційним портом КП, підсилювача потужності 3, двигуна постійного струму паралельного

збудження, тахогенератора з постійними магнітами ТГ, вимірювальних приладів (амперметра, вольтметра, осцилографа) і механічного гальма МГ. Електродвигун має такі параметри:

Таблиця 2.1

P_n , Вт	U_n , В	I_n , А	n_n , об/хв	$R_{я,к}$, Ом	$L_{я}$, мГн	η
140	220	1,11	1120	23	39	0,57

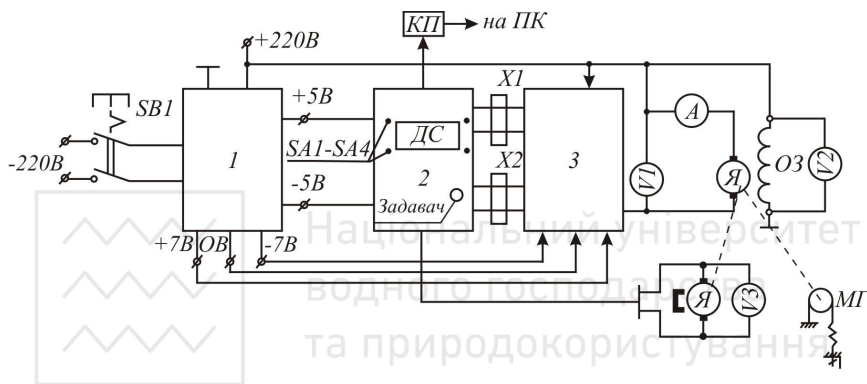


Рис. 2.4. Блок-схема лабораторної установки

Блок живлення призначений для перетворення змінної напруги 220В у напруги $\pm 220В$, $\pm 7В$ і $\pm 5В$ постійного струму, необхідних для живлення блока керування та підсилювача потужності (рис. 2.5). В момент підключення блока живлення до мережі струм зарядження конденсаторів С3 та С4 сягає великого значення, що може викликати пробій діодного моста V5-8 та перегорання плавкого запобіжника FU1. Тому для обмеження струму зарядження використовується термістор R1 з від'ємним температурним коефіцієнтом. В момент включення блока живлення струм зарядження конденсаторів визначається опором термістора R1 і протягом часу зарядження струм, який протікає через термістор, нагріває його. Температура термістора збільшується, що призводить до зменшення його опору. Тому при роботі блока живлення він не знижує його ККД, так як його опір після зарядження конденсаторів буде близький до нуля.

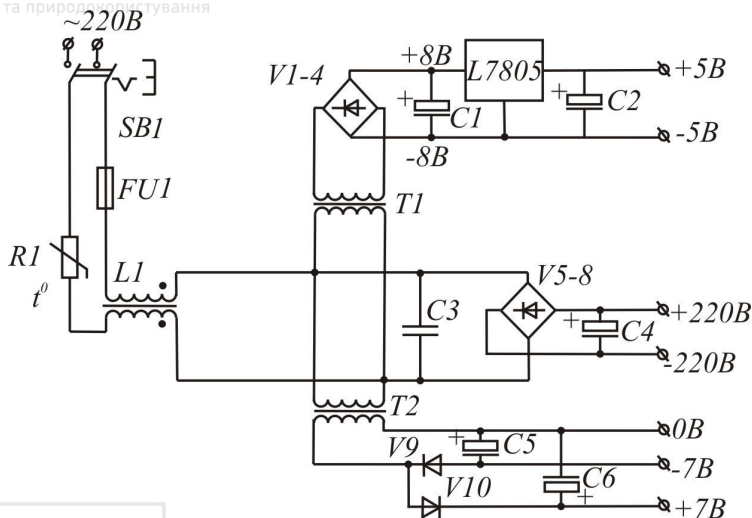


Рис. 2.5. Принципова електрична схема блока живлення

На вході блока живлення включено здвосний дросель $L1$, який використовується для фільтрації високочастотних впливів, також він захищає мережу живлення від електромагнітних впливів. Широкого застосування такі дроселі набули для фільтрації синфазних впливів. Він складається із двох зустрічно намотаних котушок індуктивності. За рахунок цього, а також за рахунок виникаючої під час проходження струму через дросель взаємоіндукції, ефективно згладжуються саме синфазні завади, які являють собою імпульси однієї амплітуди, полярності і фази, що виникають в колі живлення.

Для живлення обмоток двигуна змінна напруга після дроселя $L1$ поступає на діодний міст $V5-8$, де випрямляється, згладжується конденсатором $C4$ і далі через клєми передається на підсилювач потужності.

Живлення схеми керування необхідно здійснювати напругою $\pm 5V$. Для пониження напруги з 220V до 8V використовується трансформатор $T1$, напруга з вторинної обмотки якого поступає на діодний міст $V1-4$ та згладжується конденсатором $C1$. Далі напруга



поступає на вхід інтегрального стабілізатора серії L7805, який забезпечує стабілізацію напруги на рівні 5В. Потім вона згладжується конденсатором С2. Різниця напруг у 3В створює запас для стабілізації на випадок зниження напруги в мережі живлення.

Щоб забезпечити функціонування ланки пуску використовується однопівперіодна схема випрямлення, до складу якої входить трансформатор Т2, діоди V9 і V10 та конденсатори С4 і С5.

Блок керування 2 призначений для керування підсилювачем потужності 3 і зміни налаштувань регулятора, а також забезпечує передачу даних на комп'ютер через комунікаційний порт КП по протоколу RS-232. Основою блока є однокристальний мікроконтролер (ОМК) PIC16F877, який дозволяє програмно реалізовувати дискретний ПД-закон регулювання кутової швидкості двигуна.

Регулювання відбувається наступним чином: напруга із задавача швидкості R1 (подільник напруги) поступає на аналоговий вхід An5 ОМК. Дійсне значення швидкості вимірюється тахогенератором ТГ, напруга з якого через ланку захисту полярності (діоди V2-5) і подільник напруги R16-R17 поступає на аналоговий вхід An6.

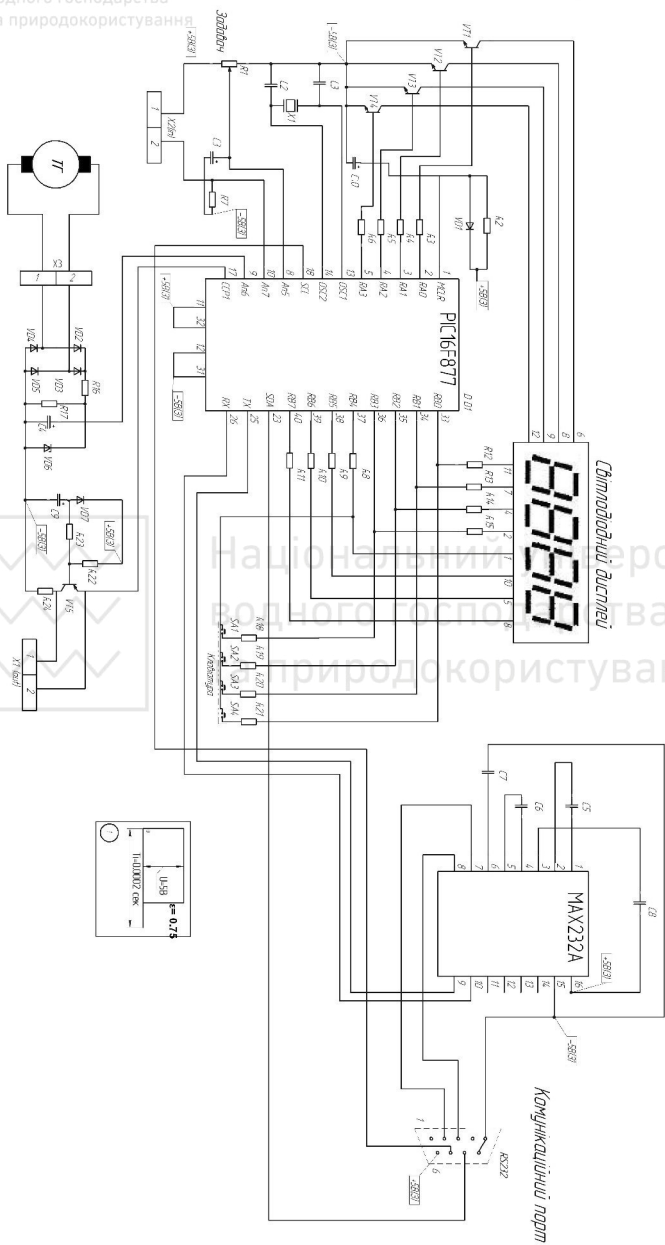
Далі в ОМК відбувається віднімання від напруги задавача швидкості напруги зворотного зв'язку. Різниця цих напруг подається на вхід ПД-регулятора, який формує величину щільності імпульсів ε . Імпульси сталої частоти і розрахункової ε з виходу ССР1 ОМК після підсилення транзистором VT5 через клему X1 поступають на оптичну пару VT1, яка здійснює гальванічну розв'язку. З неї імпульси подаються на вхід підсилювача потужності, електрична схема якого представлена на (рис. 2.6).

Кнопки SA1-SA4 призначені для ручного керування роботою перетворювача напруги. За допомогою цих кнопок можна здійснювати наступні операції: змінювати налаштування ПД-регулятора, відображати дійсне або задане значення швидкості, задати нове значення швидкості.

Світлодіодний дисплей призначений для візуального відображення інформації. Для передачі даних на комп'ютер використовується лінія ОМК TX, а для прийому даних – RX. Для перетворення сигналів TTL логіки в стандарт RS-232C використовується мікросхема MAX232.



Рис. 2.6. Принципова електрична схема блоку керування



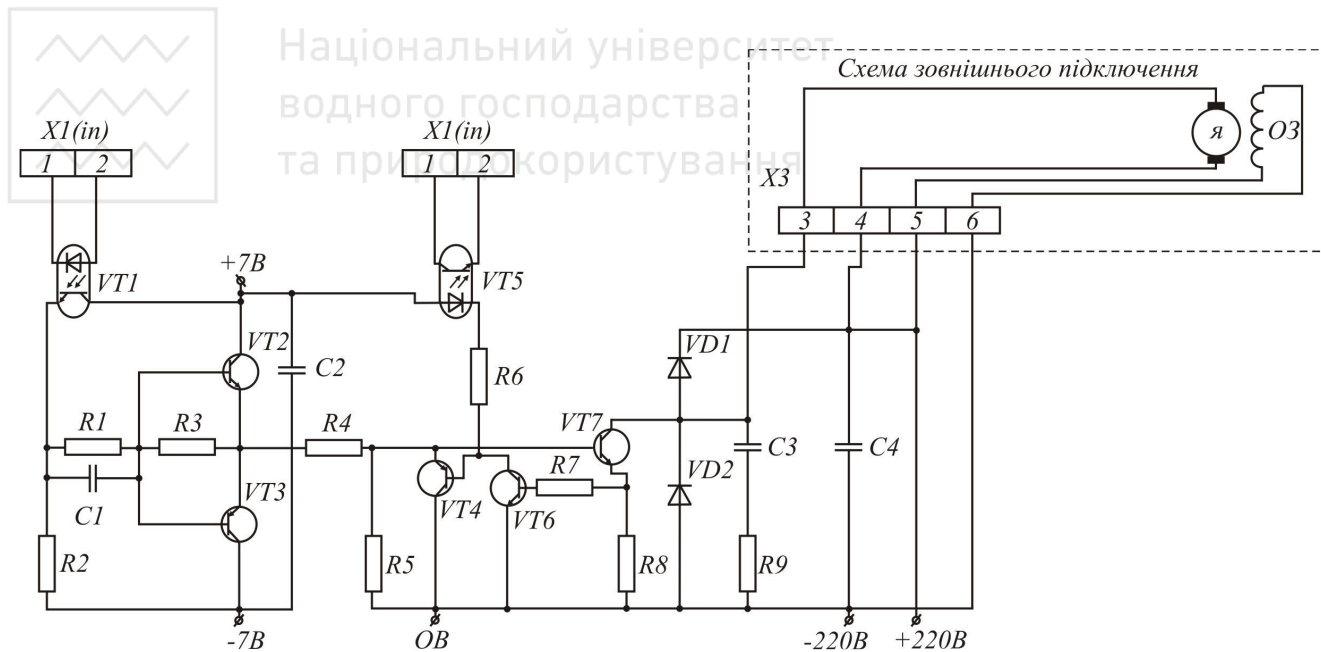


Рис. 2.7. Електрична схема підсилювача потужності

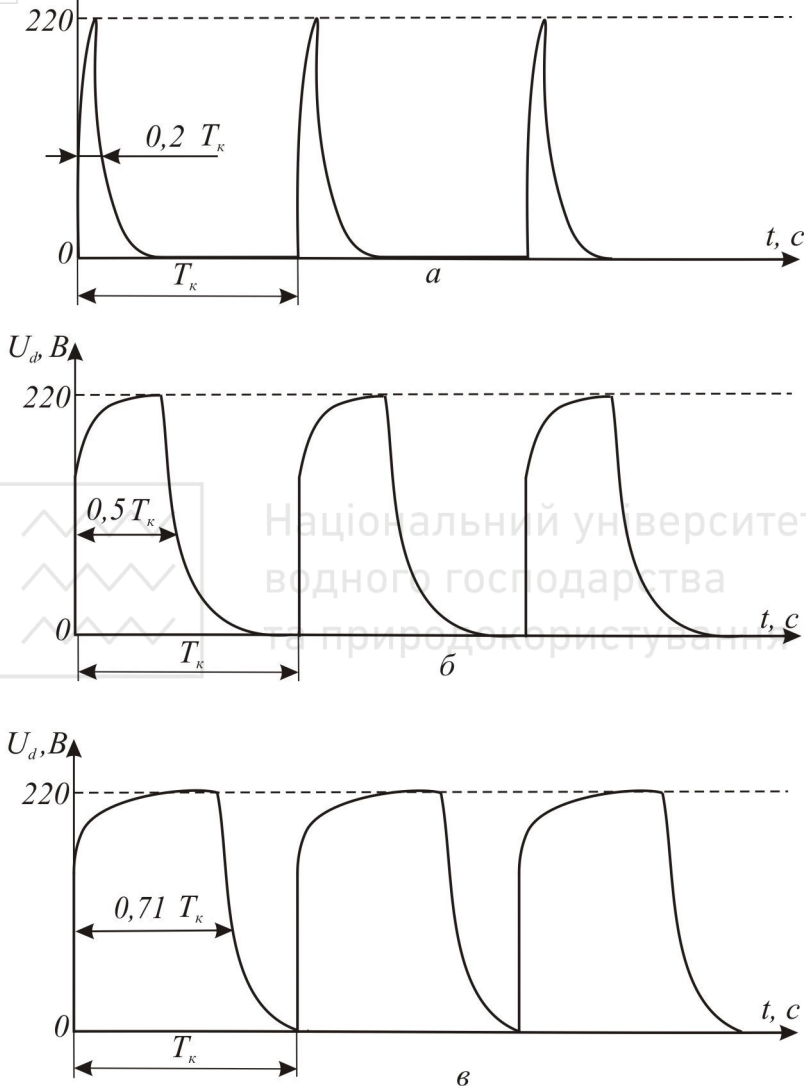


Рис. 2.8. Осцилограми напруги якірного кола: а – при $\varepsilon = 0.1$; б – при $\varepsilon = 0.5$; в – при $\varepsilon = 0.71$



Підсилювач потужності. До його складу входять силовий транзистор VT7, ланки пуску і захисту.

Сигнали із блоку керування до підсилювача потужності поступають через гальванічні розв'язки (оптрони VT1, VT5). Це необхідно для того, щоб у разі якихось несправностей силових частини (неспрацювання ланки захисту, пробій одного із транзисторів тощо) вони не пошкодили блок керування.

У якості силового ключа VT7 використовується біполярний транзистор фірми TOSHIBA 2SC5446. Для чіткого відкриття та закриття силового транзистора необхідно два потенціали: один на закриття (-6.3В), інший на відкриття (+6.3В), що забезпечується ланкою пуску.

Ланка пуску силового ключа працює наступним чином. Сигнал ШІМ поступає на вхід оптрона X1(in) із блоку керування. В тій частині періоду, коли є імпульс, опір p-n переходу VT1 \rightarrow 0 і напруга +7В через резистор R1 поступає на базу транзистора VT2. Опір p-n переходу емітер-колектор транзистора VT2 падає до нуля і через нього протікає струм. В результаті на базу силового транзистора VT7 поступає додатний потенціал, який його відкриває і через обмотку якоря протікає струм. У тій частині періоду, коли імпульс відсутній, транзистор VT2 закритий і напруга -7В через R2 і R1 поступає на базу транзистора VT3. Транзистор відкривається і подає від'ємний потенціал на базу VT7, який його закриває і тим самим розриває коло живлення якоря. Форма напруги якірного кола наведена на (рис. 2.8) для різних значень коефіцієнта регулювання.

До ланки захисту входять такі основні елементи: силовий резистор R8 потужністю 5W і опором 0.15 Ом, транзистори VT4 та VT6. Із силового резистора R8 знімається спад напруги, який пропорційний струму в якірному колі. Якщо струм в якірному колі перевищує струм уставки спрацювання захисту, то відкривається транзистор VT6 і сигнал спрацювання захисту через оптрон VT5 подається на схему керування. Далі цей сигнал поступає на вхід ОМК An7 і програма виводить на індикатор сигнал про спрацювання захисту. Транзистор VT6 відкриває транзистор VT4, який заблокує сигнал схеми пуску, тобто транзистор VT4 потенціалом на емітері закриває силовий ключ навіть тоді, коли відкритий транзистор VT2. Цим запобігається перевантаження двигуна. Уставка спрацювання ланки захисту визначається



номіналом резистора R7, який обмежує струм бази транзистора VT6, тобто змінити величину уставки можна лише апаратним способом замінивши резистора R7.

Діод VD1 забезпечує протікання струму в колі якоря за рахунок ЕРС самоіндукції у моменти часу, коли закритий транзистор VT7. Діод VD2 захищає транзистор від інверсних імпульсів. Ємність C4 згладжує пульсації струму в колі якоря.

2.5. Порядок виконання роботи

1. Ознайомитися з розташуванням приладів та засобів комутації на лабораторному стенді. Зібрати схему згідно рис. 2.4.

Увага! Склавши схему, необхідно запросити викладача її перевірити і тільки після цього можна увімкнути живлення вимикачем SB1. При цьому слід звернути увагу на передачу інформації із блоку керування через комутаційний порт на комп'ютер.

2. За формулою (2.16) обчислити оптимальну частоту комутації силового ключа для заданих в табл. 2.1 параметрів двигуна. Для цього необхідно попередньо обчислити струм холостого ходу при номінальній швидкості за формулою $I_0 = k_\phi M_0$, де

$$M_0 = M_{em} - M_n = I_n / k_\phi - \frac{P_n}{\omega_n} \text{ і } k_\phi = \omega_n / (U_n - I_n R_\phi).$$

Обчислений f_{omm} порівняйте з частотою комутації, яку треба вирахувати з графіків, наведених на рис. 2.8.

Для розрахунку електромеханічних характеристик $\omega_{cp} = f(I_{cp})$ необхідно спочатку виділити зону переривчастих струмів, граничну криву якої треба визначити за формулами (2.13) і (2.14) для $T_k = 2 \cdot 10^{-4}$ с. Результати розрахунків звести у табл. 2.2. За розрахунковими даними виділити зону переривчастих струмів.



Таблиця 2.2

ε	1	0,8	0,6	0,5	0,4	0,2	0
ω_{cp}	ω_0						
I_{cp}	0						

Характеристики $\omega_{cp} = f(I_{cp})$ у зоні переривчастих струмів розрахувати за формулою (2.21). При цьому граничні значення струмів взяти з табл. 2.2.

Результати розрахунків занести в табл. 2.3 і за ними побудувати відповідні характеристики.

Таблиця 2.3

$\varepsilon = 0,5$	I_{cp}	0	$0,3I_{гр}$	$0,6I_{cp}$	$0,8I_{cp}$	I_{cp}
	ω_{cp}					
$\varepsilon = 0,2$	I_{cp}	0				
	ω_{cp}					

Розрахунок електромеханічних характеристик $\omega_{cp} = f(I_{cp})$ за умови $I_{cp} > I_{cp}$ проводять за формулою [2.7]. Результати для заданих значень ε заносять у табл. 2.4. За отриманими даними будуть залежності $\omega_{cp} = f(I_{cp})$.

Таблиця 2.4

$\varepsilon = 1$	I_{cp}	0	$0,2I_H$	$0,4I_H$	$0,6I_H$	$0,8I_H$	I_H
	ω_{cp}						
$\varepsilon = 0,5$	I_{cp}						
	ω_{cp}						
$\varepsilon = 0,2$	I_{cp}						
	ω_{cp}						



3. Для дослідження електропривода в режимі холостого ходу необхідно послабити гальмівний пас, що гальмує шків двигуна. Перевірити чи ручка задавача швидкості знаходиться у крайньому лівому положенні, що відповідає $U_z = 0$. До клем U_{KE} під'єднати кабель осцилографа (Увага! Кабель повинен містити подільник напруги). Потім включити живлення вимикачем, що знаходиться на задній панелі перетворювача. Після завантаження програми, плавно повертаючи ручку задавача швидкості, виставити мінімально стабільні оберти вала двигуна. За напругою тахогенератора $\omega = \dots U_{me}$ визначити мінімальну швидкість $\omega_{x.min}$. Далі, плавно повертаючи ручку задавача, встановити номінальну напругу живлення якорного кола та визначити швидкість холостого ходу ω_x . При цьому потрібно перевірити, щоб вольтметри V1 і V2 показували напруги 220В.

За цими даними визначити діапазон регулювання швидкості $D = \omega_x / \omega_{x.min}$.

Щоби більш точно визначити період комутації T_k , потрібно повертати ручку задавача швидкості і спостерігати за формою імпульсів струму і при швидкості, наприклад $0,5\omega_n$, підібрати таку розгортку за часом на осцилографі, щоб на його екрані вміщувався один повний імпульс. Тоді час розгортки буде дорівнювати періоду комутації.

4. Електромеханічні характеристики в замкненій системі регулювання $\omega_{cp} = f(I_{cp})$ зняти для трьох значень ε , вказаних в табл. 2.5. Для цього спочатку задавачем швидкості встановити номінальну напругу на якорі і обмотці збудження. Потім поступово збільшуючи натяг гальмівного паса, записати покази вольтметра V_3 для вказаних в табл. 2.5 значень струмів якоря. При цьому слідкувати, щоби вольтметр V_2 показував 220В. Аналогічно знімають характеристики для $\varepsilon = 0,5$ і $\varepsilon = 0,2$. Цим значенням ε відповідатимуть напруги приблизно 110В і 44В. Знімаючи характеристики, потрібно спостерігати за формою імпульсів на якорі осцилографа і при $I = I_n$ зарисувати їх форми.

Отримані значення напруг тахогенератора перерахувати у кутові

Для зручності порівняння розрахункових і експериментальних електромеханічних характеристик побудувати їх і в одних координатах.

Таблиця 2.5

	I_{cp}	I_{xx}	$0,4I_n$	$0,6I_n$	$0,8I_n$	I_n	$1,5I_n$	$2I_n$
$\varepsilon = 1$	U_{mz}							
	ω_{cp}							
$\varepsilon = 0,5$	I_{cp}							
	U_{TG}							
	ω_{cp}							
$\varepsilon = 0,2$	I_{cp}							
	U_{TG}							
	ω_{cp}							

5. Порівнюючи розрахункові і експериментальні характеристики, визначіть спади швидкості при $I = I_n$, їх паралельність, а також порівняйте форми імпульсів при різних швидкостях двигуну і $I = I_n$.

2.6. Контрольні запитання

1. Що спричиняє протікання струму у якірному колі, коли ключ знаходиться у розімкненому стані?
2. За якої умови виникає режим переривчастого струму?
3. При якому значенні щільності граничний струм досягає максимального значення?
4. Від чого залежить максимальне значення граничного струму?
5. За якої умови можна визначити оптимальну частоту комутації ключа?
6. Чому електромеханічні характеристики у зоні переривчастих



Національний університет

водного господарства

та природокористування

струмів є нелінійними?

7. Яку функцію виконують оптичні пари в блоці керування?
8. З яких блоків складається лабораторна установка?
9. Яке призначення комунікаційного порту?
10. Яка функція ланки захисту двигуна?



Національний університет
водного господарства
та природокористування