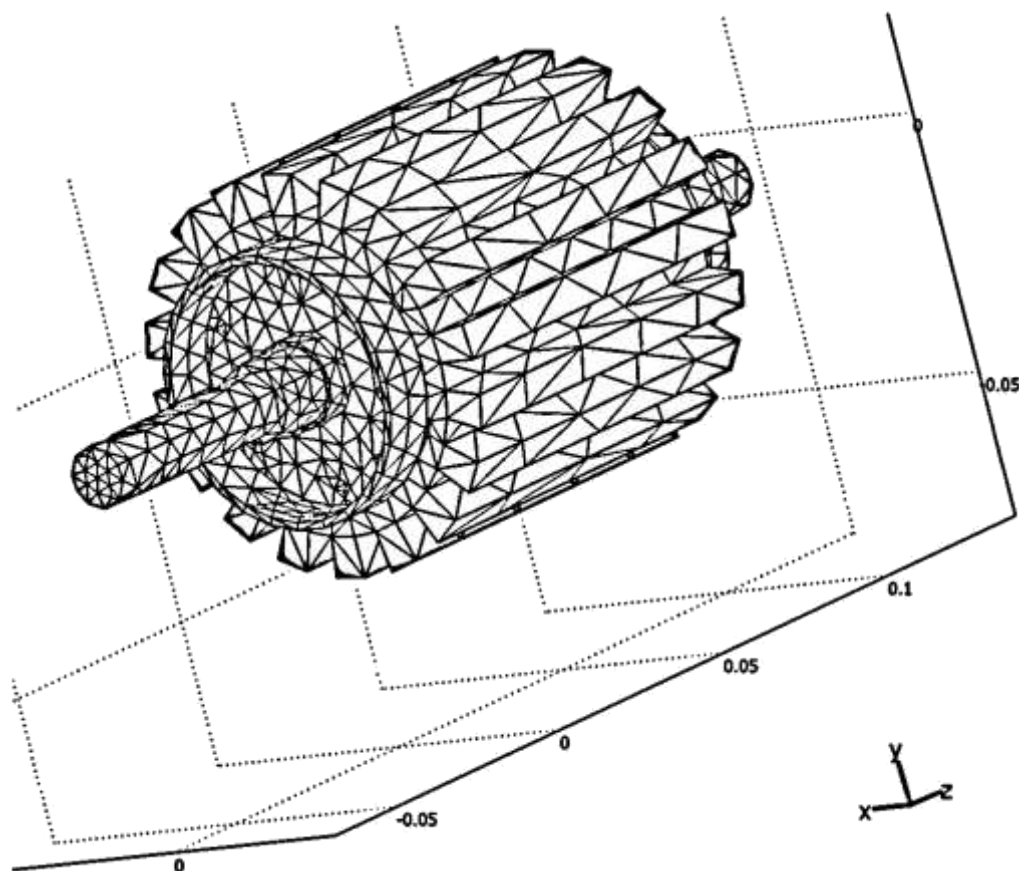


МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
КИЇВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ БУДІВНИЦТВА І
АРХІТЕКТУРИ

Л.І. Мазуренко, Р.П. Бондар

ОСНОВИ ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ ТА ЕЛЕКТРОНІКИ

Затверджено навчально-методичною радою Київського національного університету будівництва і архітектури як навчальний посібник для студентів усіх спеціальностей напрямку підготовки 6.010104 Професійна освіта. Машинобудування



Київ 2014

УДК 621-83
ББК 31.261.5
Е50

Рецензенти *О.Д. Подольцев*, доктор технічних наук, головний науковий співробітник Інституту електродинаміки НАН України
В.В. Гребенніков, доктор технічних наук, провідний науковий співробітник Інституту електродинаміки НАН України
Г.М. Голенков, кандидат технічних наук, доцент КНУБА

Затверджено на засіданні науково-методичної ради Київського національного університету будівництва і архітектури, протокол № 1 від 30 вересня 2014 р.

Мазуренко Л.І., Бондар Р.П.

Е50 Основи електротехніки та електроніки: Навчальний посібник. – К.: КНУБА, 2014. – 242 с.

Викладені теоретичні основи електротехніки та електроніки. Основна увага приділяється електромеханічним пристроям для перетворення енергії та їх розрахункам. Розглянуто практичні приклади використання комп'ютерних засобів розрахунку та моделювання електротехнічних пристроїв.

Призначено для студентів усіх спеціальностей напрямку підготовки 6.010104 Професійна освіта. Машинобудування ".

УДК 621-83
ББК 31.261.5

© Л.І. Мазуренко, Р.П. Бондар, 2014
© КНУБА, 2014

ПЕРЕДМОВА	6
1. СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИСТРОЇ	8
1.1. СИЛОВІ ЕЛЕКТРОННІ КЛЮЧІ	8
1.1.1. Некеровані електронні ключі	8
1.1.2. Силові ключі з неповним керуванням	12
1.1.3. Повністю керовані ключі	15
1.2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ВИПРЯМЛЯЮЧІ ПРИСТРОЇ ..	25
1.2.1. Однофазні схеми випрямлення	26
1.2.2. Трифазні схеми випрямлення	31
1.2.3. Керовані випрямлячі	37
1.2.4. Гармонічний склад вихідної напруги та струмів живлення в схемах випрямлення	41
1.2.5. Розрахунок випрямлячів	44
1.3. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ	53
1.3.1. Перетворювачі з широтно-імпульсним керуванням	53
1.3.2. Перетворювачі з керованим обміном енергією між реактивними елементами	55
1.3.3. Резонансні перетворювачі	61
1.3.4. Тиристорні перетворювачі з дозованою передачею енергії в навантаження	63
1.3.5. Розрахунок перетворювачів постійного струму	66
1.4. ІНВЕРТОРИ	71
1.4.1. Інвертори ведені мережею	71
1.4.2. Автономні інвертори	74
1.4.3. Резонансні інвертори	80
1.4.4. Розрахунок інверторів	82
1.5. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ ЗМІННОЇ НАПРУГИ	87
1.5.1. Перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму	88
1.5.2. Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком	89
1.5.3. Перетворювачі частоти з проміжною ланкою змінного струму	91
1.5.4. Розрахунок трифазного циклоконвертора	91

2. ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ТА ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕНЕРГІЇ	98
2.1. ТРАНСФОРМАТОРИ	98
2.1.1. Загальні відомості	98
2.1.2. Будова та принцип дії трансформатора	101
2.1.3. Режим холостого ходу трансформатора	105
2.1.4. Робота трансформатора під навантаженням	108
2.1.5. Трифазні трансформатори	116
2.1.6. Розрахунок трансформаторів.....	118
2.2. МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	129
2.2.1. Загальні відомості	129
2.2.2. Принцип дії машини постійного струму	130
2.2.3. Будова машини постійного струму	133
2.2.4. Електрорушійна сила якоря та електромагнітний момент машини постійного струму	136
2.2.5. Реакція якоря машини постійного струму	138
2.2.6. Комутація	140
2.2.7. Способи збудження машин постійного струму	143
2.2.8. Генераторний режим роботи МПС	144
2.2.9. Робота МПС в режимі двигуна	147
2.2.10. Розрахунок машини постійного струму	152
2.3. СИНХРОННІ МАШИНИ	160
2.3.1. Загальні відомості	160
2.3.2. Принцип дії та будова синхронної машини	162
2.3.3. Реакція якоря синхронного генератора	169
2.3.4. Рівняння електромеханічних процесів синхронної машини	172
2.3.5. Векторна та енергетична діаграми синхронного генератора	179
2.3.6. Електромагнітний момент синхронної машини	180
2.3.7. Характеристики синхронних машин	183
2.3.8. Розрахунок синхронної машини	185
2.4. АСИНХРОННІ МАШИНИ	193
2.4.1. Загальні відомості	193

2.4.2. Будова асинхронної машини	195
2.4.3. Принцип дії асинхронної машини	197
2.4.4. Аналіз усталених режимів роботи АМ	200
2.4.5. Енергетичні діаграми асинхронної машини	203
2.4.6. Обертний момент асинхронної машини	205
2.4.7. Рівняння перехідних процесів асинхронної машини	209
2.4.8. Характеристики асинхронних двигунів	213
2.4.9. Розрахунок асинхронної машини	215
ДОДАТКИ	228
ДОДАТОК 1. ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНСФОРМАТОРІВ.....	228
ДОДАТОК 2. ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГУНІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ НЕЗАЛЕЖНОГО ЗБУДЖЕННЯ ...	229
ДОДАТОК 3. ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З ЯВНОПОЛЮСНИМ РОТОРОМ	230
ДОДАТОК 4. ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ	230
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	234
ЛІТЕРНІ ПОЗНАЧЕННЯ ВЕЛИЧИН	237
ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	241

ПЕРЕДМОВА

Сучасні електротехнічні пристрої являють собою комплексні системи, які містять механічні, електричні, електромагнітні, вимірювальні та інші перетворювачі енергії. Тому, для проектування, обслуговування чи ремонту такого обладнання, звичайно ж потрібно тією чи іншою мірою володіти необхідними знаннями. В даній книзі наведено оглядову інформацію стосовно основних типів електромагнітних, електромеханічних та напівпровідникових силових перетворювачів, які найчастіше зустрічаються на практиці.

Важливе значення, як в учбовому процесі, так і в професійній діяльності, займають сучасні комп'ютерні засоби. З одного боку комп'ютер являє собою потужний інструмент здатний за короткий проміжок часу виконати значний обсяг обчислень або провести серію обчислювальних експериментів, моделювання різних подій, процесів чи явищ, тощо. З іншого боку допомагає обробити отримані результати, сформувавши розрахункову чи проектну документацію, скласти кошторис і т.д. Звичайно все це було б неможливо за відсутності відповідних програм, якими сучасний спеціаліст повинен володіти повною мірою.

На сьогоднішній день розроблено значну кількість програмних засобів, що успішно вирішують найрізноманітніші задачі. Стосовно теми даного викладу можна привести, наприклад, наступні: OrCAD [1], Multisim [2], Micro-Cap [3] – для дослідження та аналізу електронних схем; COMSOL [4], ANSYS [5] ELCUT [6], Vector Field Software [7] – для розрахунків зокрема електромагнітних полів, VisSim [8], Matlab/Simulink [9] для моделювання динамічних систем та багато інших.

Так як розробниками зазначених програм є, як правило, іноземні компанії, то й теоретичні положення на яких вони (програми) ґрунтуються в деяких питаннях відрізняється від загальноприйнятих у нас. Наприклад, можуть відрізнитись схеми заміщення електричних машин, розрахункові рівняння, існують

розбіжності в поняттях, позначеннях та ін. Крім того, існуюча на сьогоднішній день україно- та російськомовна література за тими чи іншими теоретичними аспектами мало пов'язана з сучасними програмними продуктами. Звичайно, існують описи зазначених програм (так звані Users Guides), сайти компаній розробників де можна отримати необхідну інформацію. Проте, вона більше стосується конкретного продукту а не теоретичної бази, як правило, орієнтована на досвідчених спеціалістів, та й викладається, в основному, англійською, що ще більше ускладнює її сприйняття.

В даному викладі подано матеріал в короткій та доступній формі і в той же час таким чином, щоб допомогти читачу правильно і грамотно використовувати відповідний програмний продукт. Для того, щоб полегшити процес навчання, поряд з українськими термінами інколи (де це необхідно) подаються їх англійські відповідники, а в позначеннях величин використовуються англійські терміни, що загалом не суперечить сучасним українським стандартам [10, 11].

Матеріал практичної частини книги ґрунтується на програмах MATLAB, з пакетом моделювання Simulink, та COMSOL. Моделювання проводилось з використанням бібліотеки Simulink/Simscape/SimPowerSystems, огляд блоків якої наведено в електронному додатку до книги [14]. Додатки 1-4 містять технічні характеристики основних типів електричних машин, й можуть використовуватись для розрахунку параметрів відповідних розрахункових схем заміщення. Побудова графіків, що ілюструють результати моделювання, виконувалась засобами MATLAB або за допомогою зв'язку з MS Excel. Більш ґрунтовну інформацію з цього питання та інших, що можуть виникнути у читача при роботі з цими програмами, можна отримати, наприклад, в [4, 9, 12-13].

1. СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИСТРОЇ

1.1. СИЛОВІ ЕЛЕКТРОННІ КЛЮЧІ

До *силових ключів (СК)* відносять пристрої призначені для керування потоками електричної енергії. В якості силових електронних ключів в даний час використовують прилади, фізичною основою яких є напівпровідникові структури з різними типами електричної провідності (електронної та діркової).

За принципом дії розрізняють наступні основні типи електронних ключів: діоди, тиристори та транзистори. Кожний з цих типів, в свою чергу, також поділяється на групи, що відрізняються характеристиками, призначенням, конструкцією, технологією виготовлення, тощо.

Розрізняють СК: *некеровані*, тобто такі, провідність яких визначається характером (значенням) прикладеної напруги; ключі з *неповним керуванням*, які за допомогою сигналу керування можливо переводити в провідний стан але не навпаки; *повністю керовані* ключі, тобто такі, які за допомогою сигналу керування можливо переводити з провідного стану у непровідний і навпаки.

Закритий стан ключа характеризується практично нульовим значенням струму, що протікає через його силові виводи, а відкритий наявністю струму провідності і низьким значенням напруги на ключі. Тому, при досить великій швидкості перемикання, робота в ключовому режимі забезпечує передачу значних потужностей з високим ККД.

1.1.1. Некеровані електронні ключі

Серед усіх силових напівпровідникових приладів *діод* є найбільш простим. Він має два виводи, які з'єднані з областями різних типів електричної провідності напівпровідника: електронною – *n*-типу та дірковою – *p*-типу (рис. 1.1). На межі цих областей виникає електронно-дірковий перехід, фізичні якості якого змінюються в залежності від полярності прикладеної

напруги, надаючи діоду властивості електронного ключа з односторонньою провідністю. Вивід з p -області напівпровідника називається анодом (A), а вивід з n -області – катодом (C). Якщо потенціал аноду вищий ніж потенціал катода (таке вмикання називається прямим), діод проводить прямий струм i_f в напрямку показаному на рис. 1.1, б. Між виводами, в такому випадку, буде незначна пряма напруга зумовлена наявністю невеликого опору відкритого діоду.

Якщо діод ввімкнено у зворотному напрямку (рис. 1.1, в), то потенціал катода вищий за потенціал аноду. Зворотній струм, який протікатиме через діод i_r , має невелике значення (у закритому стані опір діоду досить значний) і мало залежить від прикладеної напруги.

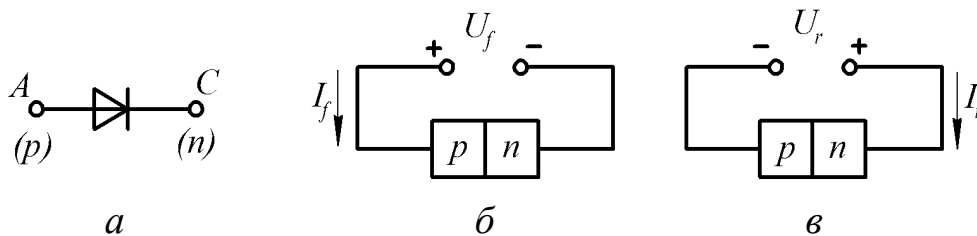


Рис. 1.1. Напівпровідниковий діод: а – умовне графічне позначення; б – пряме вмикання; в – зворотне вмикання

Одними з найважливіших характеристик напівпровідникових приладів є *вольт-амперні характеристики (ВАХ)*, які пов'язують значення струмів та напруг на приладі в різних режимах його роботи. Типова ВАХ діоду в статичному режимі показана на рис. 1.2, а. Вона має пряму ділянку 1, що відповідає прямому вмиканню діоду, та зворотню 2. Досить часто, під час аналізу та розрахунку електронних схем, діод представляють ідеалізованим приладом ВАХ якого, апроксимуються простими математичними функціями. На рис. 1.2, б пряма характеристика ідеалізованої ВАХ має порогову напругу U_0 , що дорівнює напрузі вмикання діоду. Кути α_f та α_r відповідають нахилу прямої та зворотної ділянок характеристики, представлених прямими лініями.

До основних параметрів силових діодів відносяться: *постійна пряма напруга U_f* – постійна напруга на діоді при заданому прямому

струмі; *постійний зворотний струм* I_r – постійний струм, який протікає в зворотному напрямку при заданій зворотній напрузі; *час прямого відновлення діоду* t_{fr} – час, протягом якого відбувається вмикання діоду й пряма напруга на ньому встановлюється від нуля до заданого значення; *час зворотного відновлення діоду* t_{rr} – час перемикавання діоду від заданого прямого струму до заданої зворотної напруги, що відраховується від моменту проходження струму через нульове значення до моменту досягнення зворотним струмом заданого значення.

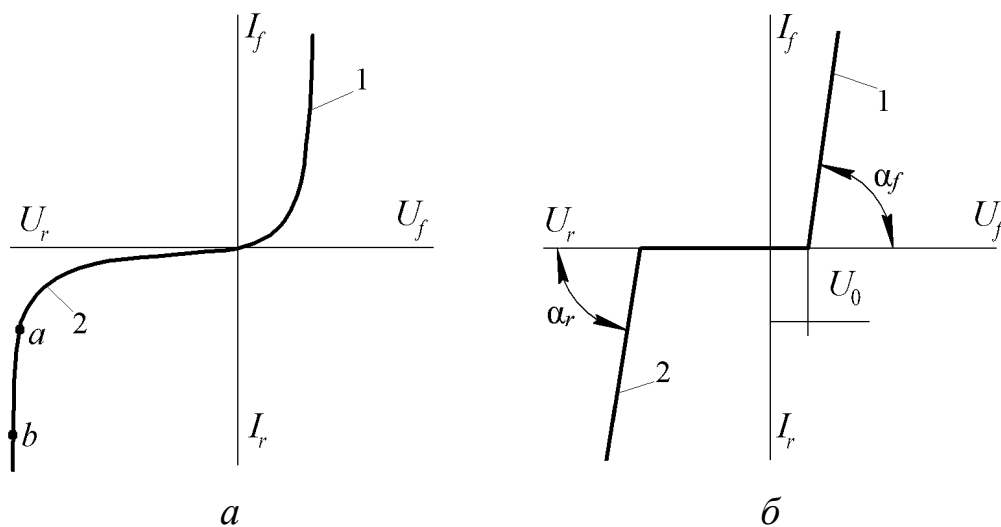


Рис. 1.2. Статична ВАХ діода: а – типова; б – ідеалізована

При вмиканні діод може вважатись ідеальним ключем, оскільки час його вмикання набагато менший ніж час перехідних процесів в силовому колі. Однак при вимиканні діод проводить зворотний струм протягом часу зворотного відновлення t_{rr} (рис. 1.3). Протікання зворотного струму зумовлено наявністю носіїв зарядів, що продовжують деякий час підтримувати провідність діоду. В більшості випадків цей струм не впливає на характеристики ключа й діод можна вважати ідеальним приладом також і при вимиканні. Проте, у випадку індуктивного навантаження, зворотний струм може призвести до перенапруги в колі. Тому, у високочастотних силових колах, як правило, застосовують діоди з малим часом відновлення.

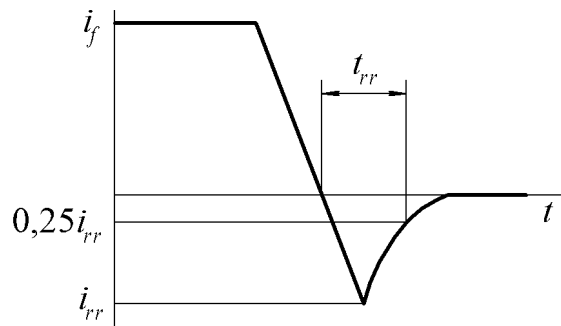


Рис. 1.3. Вимикання діоду

Граничними параметрами діоду є: *максимально допустима постійна зворотна напруга $U_{r,max}$; максимально допустимий прямий струм $I_{f,max}$.*

В залежності від призначення параметри діодів можуть змінюватись в широких межах. *Випрямні діоди* мають великі значення прямого струму (до кількох сотень ампер), незначний прямий опір і великий зворотний. Масивна структура таких діодів погіршує їх швидкодію. Час зворотного відновлення випрямних діодів зазвичай знаходиться в діапазоні 25-100 мкс, що обмежує їх застосування на високих частотах. Найчастіше такі діоди використовують для випрямлення змінної напруги з частотою 50 Гц, звідки й походить їх назва.

Імпульсні діоди призначені для перетворення імпульсних сигналів у пристроях радіо- та відеозв'язку, ключових, логічних схемах, та ін. Час зворотного відновлення діодів цієї групи менший ніж у випрямних, що дозволяє їм працювати у високочастотних колах. Однак гранично допустимі показники (прямий струм та зворотна напруга) в імпульсних діодів менші. До цієї групи відносять також *діоди Шотки*, які виконуються на основі структури метал-напівпровідник, внаслідок чого вони мають незначну інерційність. Час їх відновлення становить зазвичай не більше 0,3мкс.

Для стабілізації напруги застосовують *стабілітрони* – напівпровідникові діоди напруга на яких зберігається сталою (з певною точністю) при проходженні крізь них струму в заданому діапазоні. В стабілітронах робочою є зворотна ділянка ВАХ в

області електричного пробою p - n переходу (ділянка ab на рис. 1.2, a). На цій ділянці напруга на діоді незначно залежить від струму, що протікає через нього.

1.1.2. Силлові ключі з неповним керуванням

Найбільш потужними силовими ключами, здатними комутувати кола з напругою до 10 кВ і струмами до 10 кА є *тиристири*. Це напівпровідникові прилади з двома стійкими станами (відкритий або закритий), які мають три або більше p - n переходи. Структура триелектродного тиристора (silicon-controlled rectifier – SCR) містить чотири шари з різними типами провідності p - та n -типу (рис. 1.4, b). Крайні області структури – відповідно p - та n -емітери, а області, що межують із середнім переходом – p - та n -бази. Вивід тиристора від крайньої області p -типу називається анодом (A), а вивід з n -області – катодом (C).

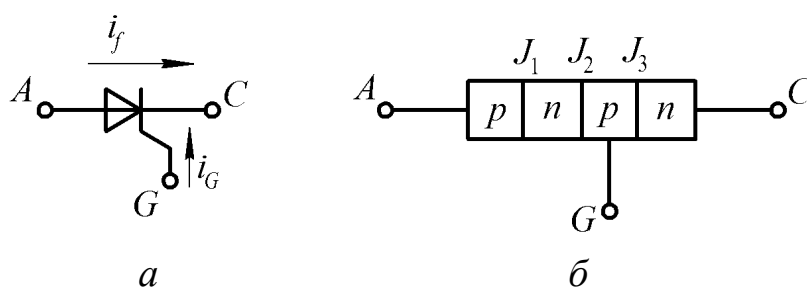


Рис. 1.4. Тиристор: a – умовне графічне позначення; b – структура

Якщо потенціал аноду тиристора вищий за потенціал катода (пряме вмикання), переходи J_1 і J_3 зміщені в прямому напрямку (відкриті), а J_2 у зворотному (закритий). За відсутності струму керування, прямий струм, що протікає через тиристор в такому випадку дуже незначний (практично рівний нулю), а початкова ділянка прямої вітки ВАХ аналогічна до зворотної ділянки характеристики діоду (рис. 1.5). Тиристор залишається закритим до певного значення прикладеної прямої напруги, що називається напругою вмикання – U_{fb} . При перевищенні цього значення відбувається лавинний пробій переходу J_2 і струм тиристора миттєво зростає, тобто він вмикається. Для підтримання тиристора

у відкритому стані через нього повинен протікати струм більший ніж струм утримання I_h (рис. 1.5).

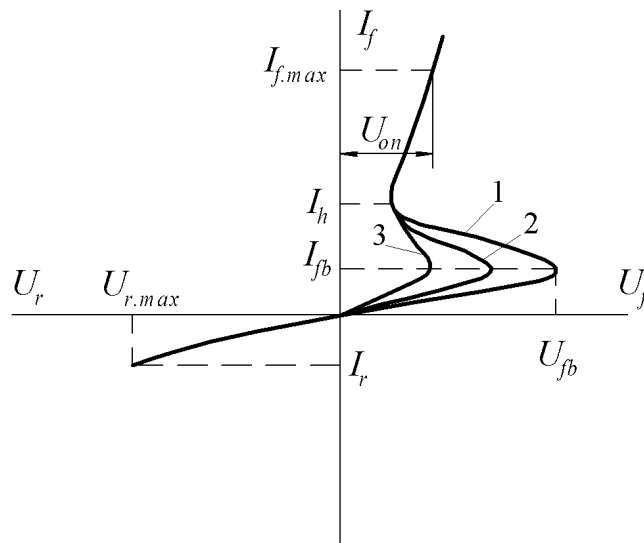


Рис. 1.5. Вольт-амперна характеристика тиристора: крива 1 для випадку коли $I_G = 0$; крива 2 для випадку $I_{G1} > 0$; крива 3 для випадку $I_{G2} > I_{G1}$

Такий спосіб вмикання тиристора погіршує його керованість та надійність і, як правило, не застосовується. В більшості випадків тиристор вмикається подачею напруги на електрод керування G (напрямок струму керування i_G має бути прямим для переходу J_3). При цьому, за рахунок введення додаткових носіїв зарядів у внутрішні шари, що утворюють перехід J_2 , відбувається зменшення значення напруги відкриття тиристора. Кількість додаткових зарядів збільшується із зростанням струму керування, і при певному його значенні, яке називається струмом спрямлення, ВАХ тиристора перетворюється в характеристику звичайного діоду. Таким чином, при наявності струму керування тиристор аналогічно діоду вмикається і проводить струм в прямому напрямку. Після закінчення дії сигналу керування тиристор залишається ввімкнутим. Для того, щоб його вимкнути, необхідно забезпечити зменшення струму через тиристор до значення меншого ніж струм утримання I_h . Це надає тиристорі властивостей неповністю керованого ключа, оскільки його неможливо вимкнути за допомогою сигналу керування.

При зворотному вмиканні тиристора переходи J_1 , J_3 закриті. Струм, що протікає, має невелике значення, а зворотна вітка ВАХ тиристора подібна до аналогічної ділянки характеристики діоду.

До основних параметрів тиристора відносяться: *пряма напруга у відкритому стані* U_f – напруга зумовлена протіканням через тиристор прямого струму; *постійний зворотний струм* I_r – постійний анодний струм тиристора у закритому стані; *відкриваючий постійний струм керування* $I_{G.on}$ – найменший струм керування необхідний для вмикання тиристора; *відкриваюча постійна напруга керування* $U_{G.on}$ – напруга керування, що відповідає відкриваючому постійному струму керування; *час вмикання* t_{on} – інтервал часу від моменту подачі імпульсу керування до відкривання тиристора; *час вимикання* t_{off} – час від моменту коли прямий струм стає рівним нулю, до моменту коли прилад набуде здатності витримувати пряму напругу без його вмикання (час відновлення запираючих властивостей). Граничними параметрами тиристора є: *постійна пряма напруга у закритому стані* $U_{f.off.max}$; *постійна зворотна напруга* $U_{r.max}$; *постійний струм у відкритому стані* $I_{f.max}$; *постійний прямий струм керування* $I_{G.max}$.

Важливими динамічними параметрами, які визначають надійність роботи тиристорів, є час наростання прямого струму (di_f/dt) та прямої напруги (du_f/dt). Існують максимальні значення зазначених параметрів перевищення яких призводить до неправильної роботи або пошкодження тиристора.

Для комутації в колах змінного струму застосовують симетричний тиристор – *симистор* (Triak), що являє собою інтегровану структуру з двох увімкнутих зустрічно-паралельно тиристорів із спільним колом керування. ВАХ симистора має пряму вітку аналогічну прямій характеристиці тиристора (рис. 1.5). Зворотна вітка характеристики розміщена в третьому квадранті та аналогічна до прямої, тобто симистор має здатність комутувати струми різної полярності. В залежності від типу, струм керування повинен бути або позитивним, або біполярним, коли полярність струму співпадає з полярністю струму через симистор.

1.1.3. Повністю керовані ключі

На відміну від тиристорів типу SCR, які мають неповну керованість, розроблено також повністю керовані тиристори, що мають здатність закриватись струмом зворотної полярності в колі керування. Структура такого тиристора (gate turn-off – GTO) відрізняється високою провідністю зони електроду керування. Це дозволяє більш ефективно блокувати проходження прямого струму подачею на електрод керування негативного відносно катоду імпульсу. Коефіцієнт підсилення струму при закриванні невеликий, зазвичай не більше 5, тому такі тиристори відрізняються значними струмами керування та підвищеними втратами на комутацію. Останнім часом розроблено й інші типи повністю керованих тиристорів, наприклад тиристор комутований керувальним електродом (integrated gate commutated thyristor – IGCT) або тиристор з польовим керуванням (MOS-controlled thyristor – MCT) втрати на комутацію в яких суттєво менші.

Традиційно, в якості силових електронних ключів використовуються транзистори – повністю керовані напівпровідникові прилади, що працюють в ключовому режимі. На відміну від тиристорів, які можуть залишатись ввімкненими після закінчення дії імпульсу керування, стан провідності транзистора триває тільки тоді (якщо не враховувати процеси комутації), коли діє сигнал керування.

За принципом дії розрізняють такі основні типи силових транзисторів: біполярні, польові та біполярні з ізольованим затвором.

Біполярний транзистор (БТ), або bipolar junction transistor (BJT), має три шари напівпровідника з різними типами провідності p - та n -типу, які утворюють два p - n переходи. В залежності від порядку чергування шарів розрізняють транзистори типу n - p - n , коли крайні шари є напівпровідниками з електронною провідністю а середній з дірковою, та типу p - n - p , якщо навпаки (рис. 1.6). Середній шар структури називається базою (B). Зовнішній шар, що є джерелом зарядів (залежно від типу транзистора – електронів або

дірок), називається емітером (E), а відповідний p - n перехід – емітерним. Область що приймає заряди – колектор (C), а відповідний перехід називається колекторним. Кожен з шарів має виводи для з'єднання із зовнішнім колом.

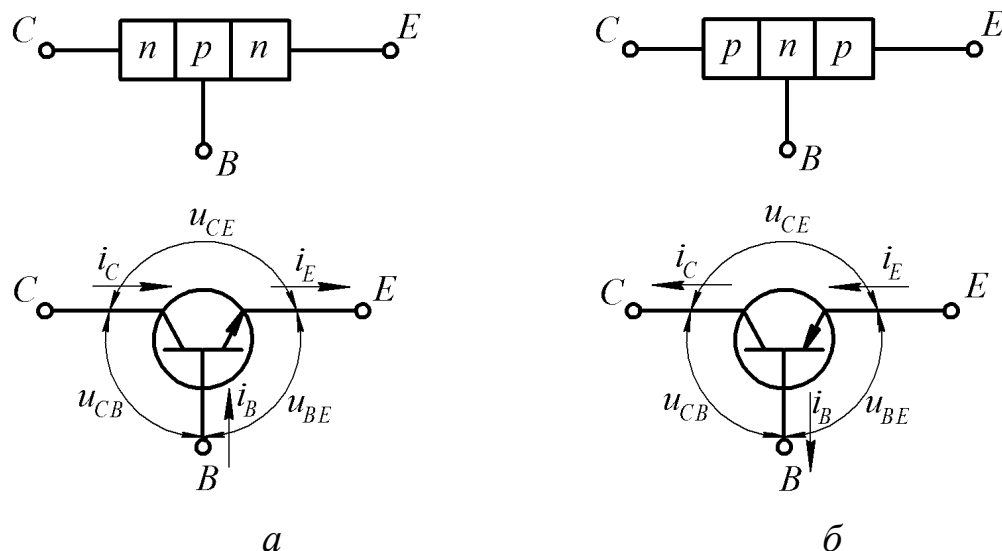


Рис. 1.6. Структура та умовне позначення біполярного транзистора:
а – типу n - p - n ; б – типу p - n - p

Для того, щоб між колектором та емітером транзистора протікав струм провідності, емітерний перехід має бути зміщений в прямому напрямку, а колекторний у зворотному. Це досягається подачею на базу транзистора типу p - n - p негативної відносно емітера напруги, а на базу транзистора типу n - p - n – позитивної. При цьому значення струму колектора залежить від струму бази, тобто БТ являється електронним ключем, що керується струмом.

В залежності від того, який з виводів транзистора є спільним для вхідного та вихідного кола, розрізняють схеми вмикання із спільною базою, спільним емітером та спільним колектором. Схема вмикання визначає підсилювальні та інші характеристики транзистора. На практиці найчастіше застосовується схема вмикання із спільним емітером.

Вольт-амперні характеристики транзистора поділяються на вхідні та вихідні. Статичні вхідні характеристики (для схеми вмикання із спільним емітером) встановлюють залежність струму бази I_B від напруги між базою та емітером U_{BE} при фіксованому

значенні напруги між колектором та емітером $U_{CE} = \text{const}$. Вигляд цієї характеристики подібний до прямої ділянки ВАХ діоду і мало залежить від напруги U_{CE} (рис. 1.7, а).

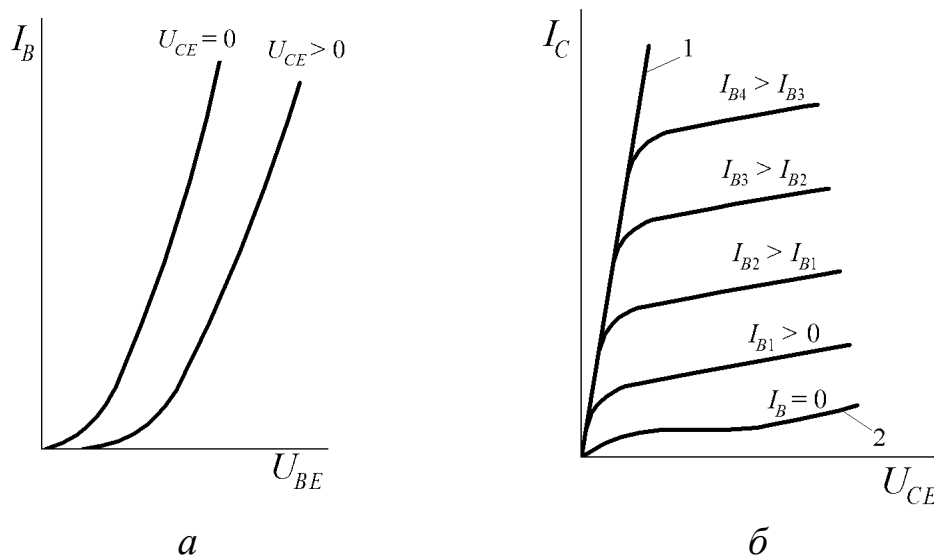


Рис. 1.7. Статичні характеристика БТ при вмиканні зі спільним емітером: а – вхідні; б – вихідні

Статичні вихідні характеристики, для тієї ж схеми вмикання (рис. 1.7, б), являють собою залежність струму колектора I_C від напруги між колектором та емітером U_{CE} . При роботі в ключовому режимі транзистор переходить від області насичення (відповідає ввімкненому стану – крива 1) до області відсікання (вимкнений стан – крива 2) і навпаки.

Основними параметрами БТ є наступні: *максимально допустима постійна напруга колектор-емітер $U_{CE,max}$; максимальний постійний струм колектора $I_{C,max}$; максимальна розсіювана потужність колектора $P_{C,max}$; статичний коефіцієнт передачі струму у схемі зі спільним емітером h_{21E} – відношення постійного струму колектора до постійного струму бази; гранична частота передачі струму при вмиканні із спільним емітером f_{lim} – частота при якій модуль коефіцієнту передачі струму в схемі із спільним емітером зменшується до одиниці; час вмикання t_{on} та час вимикання t_{off} .*

Час вмикання t_{on} та вимикання t_{off} є важливими показниками, що визначають динамічні втрати та впливають на тепловий стан

транзистора. При роботі в ключовому режимі, внаслідок того, що процес комутації триває певний час, на транзисторі розсіюється значна потужність, яка спричиняє його додаткове нагрівання. Тому, з підвищенням частоти, значення комутуваних струмів та напруг значно зменшуються від гранично допустимих параметрів постійного струму.

На рис. 1.8 показаний типовий перехідний процес комутації транзистора при активному навантаженні.

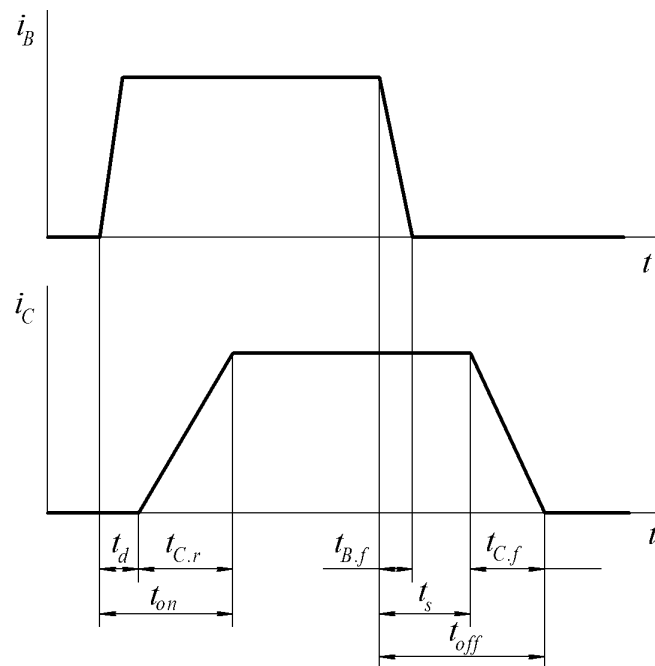


Рис. 1.8. Діаграми комутаційних процесів транзистора

Після подачі імпульсу керування на базу транзистора, струм колектора i_C починає зростати після деякої затримки t_d . Потім струм колектора збільшується протягом часу $t_{C,r}$, тобто повний час вмикання становить $t_{on} = t_d + t_{C,r}$.

При вимиканні транзистора, після зняття сигналу керування, відбувається зменшення струму бази протягом часу $t_{B,f}$, який відповідає тривалості розряду ємності переходу база-емітер. Для зменшення часу закривання транзистора на базу інколи подають зворотну напругу. Це прискорює час розсмоктування неосновних зарядів в базі t_s . Після закінчення цього процесу струм колектора спадає протягом часу $t_{C,f}$, тобто сукупний час вимикання транзистора

$$t_{off} = t_s + t_{C.f.}$$

Суттєвими недоліками БТ є відносно великі значення струмів керування, низькі швидкодія та теплостійкість. З точки зору зазначених недоліків, кращими показниками характеризуються ключі виконані на польових транзисторах, які останнім часом активно витісняють БТ в силових імпульсних пристроях.

Польовий транзистор (ПТ) – напівпровідниковий прилад, провідність якого обумовлена потоком основних носіїв заряду, що протікає через провідний канал (*n*- або *p*-типу), і керується електричним полем. За конструктивним виконанням та технологією виготовлення ПТ можна розділити на дві групи: польові транзистори з керівним *p-n* переходом та польові транзистори з ізольованим затвором.

Область провідного каналу та відповідний електрод транзистора від якого в канал поступають основні носії заряду називається виток (S), а область до якої вони пересуваються та відповідний електрод – стоком (D). Керування провідністю каналу здійснюється поперечним електричним полем за допомогою електроду керування – затвору (G).

В ПТ з керівним *p-n* переходом затвор електрично відокремлений від каналу *p-n* переходом, зміщеним у зворотному напрямку. При підключенні до витoku негативної (для *n*-каналу), а до стоку позитивної напруги, в каналі виникає струм, обумовлений рухом основних зарядів (в даному випадку електронів) від витoku до стоку. На відміну від біполярного, провідність польового транзистора обумовлена рухом тільки основних носіїв заряду, крім того заряди рухаються вздовж електронно-діркового переходу а не через нього.

В якості потужних силових ключів найчастіше використовують ПТ з ізольованим затвором, які мають структуру метал-окисел-напівпровідник (МОН), що відповідає англomовній термінології MOSFET – metal-oxide-semiconductor field effect transistor. Затвор такого транзистора відділений від каналу тонким шаром діелектрику (зазвичай двоокису кремнію Si₂O). Ключі,

виконані на польових МОН транзисторах, за своїми властивостями наближаються до ідеальних, оскільки вони мають високу швидкодію, великий опір у закритому стані, малий у відкритому та керуються сигналом невеликої потужності.

МОН транзистор складається з пластини напівпровідника (підкладки), що має відносно високий питомий опір, в якій утворені дві області з протилежним типом провідності (рис. 1.9). До цих областей приєднані відповідні електроди – витік (S) та стік (D). Поверхня напівпровідника покрита тонким шаром діелектрика на який нанесено металевий електрод – затвор (G). Для зменшення опору областей, що приєднуються до виводів транзистора, їх виконують з підвищеним вмістом носіїв. Такі шари позначаються додатковим індексом (+) або (-). Вивід підкладки транзистора (B) в більшості випадків з'єднується з витоком.

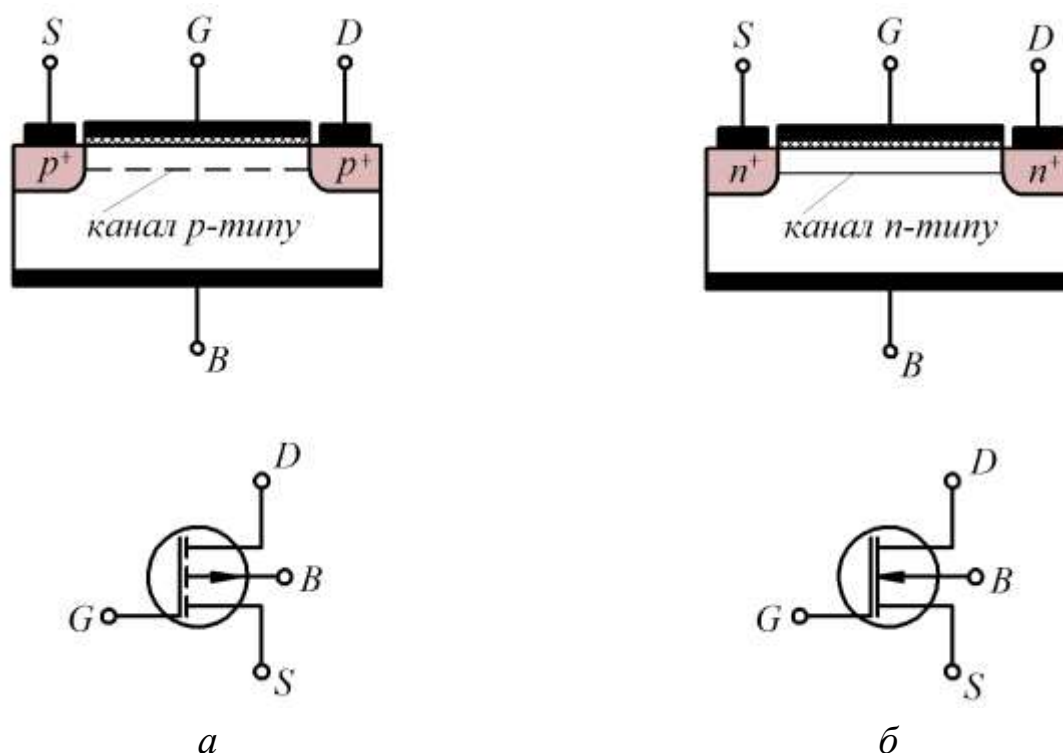


Рис. 1.9. Структура та умовне позначення польового транзистора з ізольованим затвором: *a* – з індукованим каналом; *б* – з вбудованим каналом

Розрізняють два різновиди МОН транзисторів – з індукованим, та вбудованим каналом. В транзисторах з

індукованим каналом (рис. 1.9, а) провідний канал починає утворюватись за наявності певного значення напруги на затворі відносно витоку. Ця напруга (негативна для p -каналу й позитивна для n -каналу) називається пороговою напругою $U_{GS.th}$.

В МОН транзисторах з вбудованим каналом (рис. 1.9, б), провідний канал виготовлений технологічним шляхом. Тому струм в каналі може протікати й за відсутності напруги на затворі. Керування струмом стоку здійснюється зміною значення та полярності напруги між затвором та витоком U_{GS} . При певному значенні цієї напруги (позитивному для транзистора з p -каналом та негативному для транзистора з n -каналом) струм припиняється зовсім. Ця напруга називається напругою відсікання $U_{GS.co}$.

В залежності від того, який з виводів транзистора є спільним для вхідного та вихідного кола, розрізняють схеми вмикання із спільним витоком, спільним стоком та спільним затвором.

Вольт-амперні характеристики ПТ визначають залежність струму стоку I_D від напруги між затвором та витоком U_{GS} (стоко-затворна або вхідна характеристика) при $U_{DS} = \text{const}$, або від напруги між стоком та витоком U_{DS} (стокова або вихідна характеристика) при $U_{GS} = \text{const}$.

Статична стоко-затворна характеристика $I_D(U_{GS})$ МОН транзистора із вбудованим каналом n -типу показана на рис. 1.10, а. Характеристика перетинає вісь ординат у точці, що відповідає початковому значенню струму стоку $I_{D.in}$. При деякому негативному значенні напруги $U_{GS.co}$ (напруга відсікання) струм стоку стає рівним нулю.

Вихідна (стокова) характеристика $I_D(U_{DS})$ транзистора показана на рис. 1.10, б. При $U_{GS} = 0$ канал n -типу знаходиться в провідному стані. Із зменшенням напруги на затворі до напруги відсікання $U_{GS} \leq U_{GS.co}$ провідність каналу суттєво знижується.

Параметри ПТ залежать від його типу та призначення. Для силових транзисторів основними параметрами є: *початковий струм стоку* $I_{D.in}$ – струм стоку при $U_{GS} = 0$ і напрузі на стоку рівній чи більшій за напругу насичення; *напруга відсікання* $U_{GS.co}$ – напруга

між затвором та витоком при якій струм стоку досягає заданого низького значення; *порогова напруга* $U_{GS.th}$ – напруга між затвором та витоком транзистора з ізольованим затвором при якій струм стоку досягає заданого низького значення; *вхідна ємність транзистора* C_{GS} – ємність між затвором та витоком при короткому замиканні по змінному струму на виході у схемі із спільним витоком; *прохідна ємність транзистора* C_{GD} – ємність між затвором і стоком при короткому замиканні по змінному струму на виході схеми із спільним витоком; *гранична частота* f_{lim} .

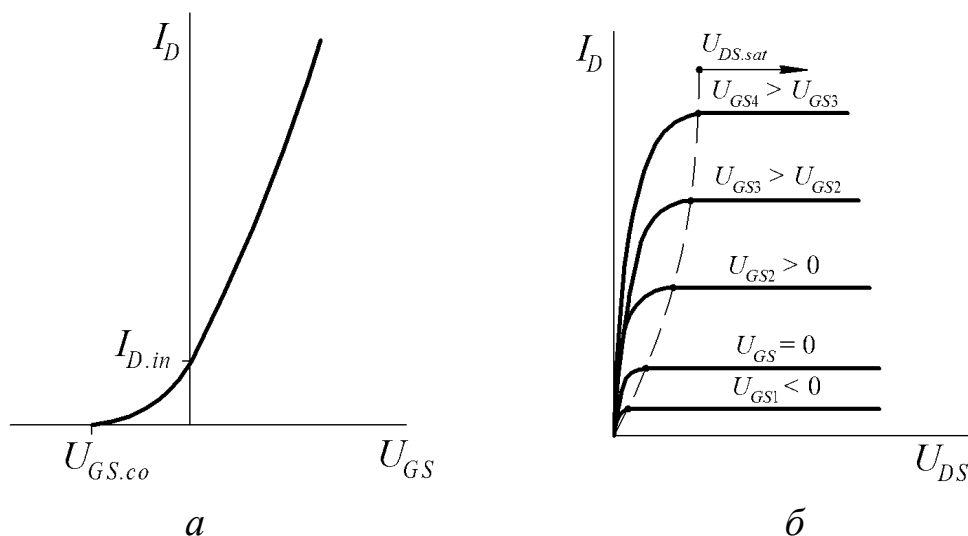


Рис. 1.10. Вольт-амперні характеристики польового транзистора з вбудованим каналом n -типу: a – стоко-затворні; $б$ – стокові

До максимально допустимих параметрів ПТ відносяться: *максимально допустима напруга затвор-витік* $U_{GS,max}$; *затвор-стік* $U_{GD,max}$; *стік-витік* $U_{DS,max}$; *максимальний постійний струм стоку* $I_{D,max}$; *максимальна розсіювана потужність* P_{max} .

Потужність кіл керування польових транзисторів, порівняно з біполярними, суттєво менша. Вони мають кращу швидкодію, теплостійкість та характеризуються відсутністю вторинного пробою. Однак за граничними значеннями комутованих напруг та струмів ПТ поступаються біполярним. Крім того, вони мають більший опір в провідному стані.

Поява біполярного транзистора з ізольованим затвором (insulated gate bipolar transistor – IGBT) обумовлена прагненням

поєднати в одному приладі позитивні якості біполярних та польових транзисторів. Виконаний в одному кристалі, IGBT, подібно до біполярного транзистора, має низький опір в увімкненому стані, подібно до польового – великий опір кола керування, високу швидкодію. Структура такого транзистора аналогічна до структури силового MOSFET, в якій зі сторони стоку добавлений додатковий шар напівпровідника з відповідним типом провідності. Цей шар формує колектор (C) IGBT та додатковий біполярний транзистор. Еквівалентна схема приладу показана на рис. 1.11, а.

Польовий транзистор VT утворює коло керування. Біполярна частина приладу містить транзистори VT_1 , VT_2 , що мають внутрішній позитивний зворотний зв'язок, так як струм колектора VT_2 впливає на струм бази VT_1 і навпаки. Прилад має три зовнішніх виводи: емітер (E), колектор (C) та затвор (G).

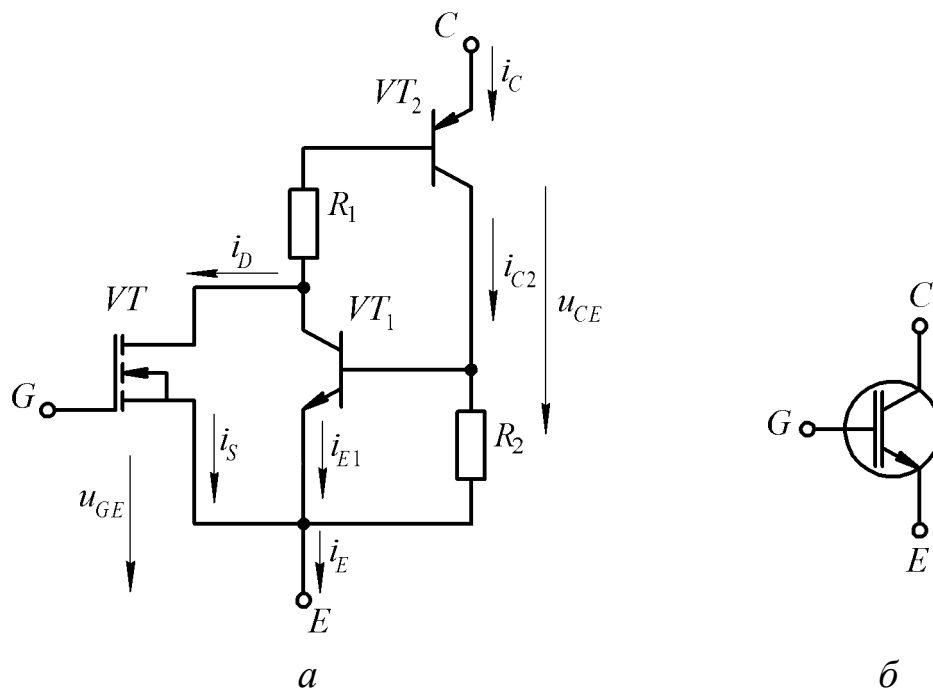


Рис. 1.11. IGBT з каналом n -типу: а – еквівалентна схема; б – умовне графічне позначення

Вхідні характеристики IGBT та MOSFET подібні. Аналогічно, як і в MOSFET, струм відсікання між колектором та емітером $I_{CE.co}$ дуже незначний. Вмикання IGBT з каналом n -типу здійснюється

подачею позитивної щодо витоку (емітера) напруги. При перевищенні порогового значення напруги затвор-емітер $U_{GE.th}$ відбувається різке збільшення струму I_{CE} і транзистор вмикається. Вимикається IGBT зняттям імпульсу керування (при пасивному вимиканні). Інколи, для вимкнення транзистора, затвор з'єднують з емітером, що призводить до припинення протікання струму бази біполярного транзистора та різкого зменшення струму колектора IGBT.

За швидкістю IGBT поступаються MOSFET проте значно випереджають біполярні транзистори. Типовий час комутації становить $0,2 \div 1,5$ мкс.

Слід зазначити, що біполярна частина транзистора являє собою структуру, яка містить паразитний тиристор. В деяких випадках це може призвести до втрати керованості транзистора. Для уникнення цього явища, на етапі виготовлення, зменшують коефіцієнт підсилення біполярної частини, що призводить з одного боку до покращення швидкодії, з іншого до збільшення падіння напруги на відкритому транзисторі.

Основними параметрами IGBT є: *напруга пробою колектор-емітер $U_{CE.b}$* – максимальне значення напруги U_{CE} у вимкненому стані при замкнених виводах емітера та затвору (значення напруги пробою зростає із збільшенням температури); *напруга пробою емітер-колектор $U_{EC.b}$* ; *напруга насичення колектор-емітер $U_{CE.sat}$* – параметр визначає пряме падіння напруги при певному значенні струму колектора, напруги на затворі та температури; *порогова напруга затвор-емітер $U_{GE.th}$* – значення напруги при якому транзистор починає проводити колекторний струм; *максимальний постійний струм колектора $I_{C.max}$* – максимальний постійний струм колектора при певній температурі корпусу транзистора; *максимальний імпульсний струм колектора $I_{CM.max}$* – допустимий максимальний імпульсний струм транзистора (значення імпульсного струму може в декілька разів перевищувати $I_{C.max}$); *максимальна розсіювана потужність P_{max}* .

IGBT виготовляються як в дискретному виконанні, так і у вигляді силових модулів, в структуру яких може входити схема керування. Створено також інтелектуальні модулі на основі IGBT, які містять системи самодіагностування, пристрої захисту від струмів короткого замикання, перегріву, перенапруги та інших аварійних явищ.

1.2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ВИПРЯМЛЯЮЧІ ПРИСТРОЇ

Напівпровідникові випрямлячі (перетворювачі AC→DC – alternating current→direct current) використовуються для перетворення змінної напруги в постійну а також, за необхідності, для регулювання та стабілізації останньої.

В якості ключових елементів схем випрямлення зазвичай застосовують діоди, тиристори та транзистори. В залежності від способу їх вмикання розрізняють схеми *однопівперіодні*, які передають до навантаження тільки одну півхвилю вхідної змінної напруги, та *двонівперіодні*, які випрямляють обидві півхвилі.

Виконання випрямлячів на керованих елементах дозволяє здійснювати не тільки випрямлення змінної напруги, а також регулювання та стабілізацію вихідної постійної напруги або струму. Такі випрямлячі відносять до *керованих*, на відміну від *некерованих*, вихідна напруга яких не регулюється.

Режим роботи випрямляча значним чином залежить від характеру навантаження та типу джерела змінної напруги. Далі будуть розглянуті основні схеми випрямлення при роботі на активне та активно-індуктивне навантаження за умови, що параметри мережі змінного струму є ідеальними (напруга джерела синусоїдна, а його внутрішній опір дорівнює нулю). Також вважаються ідеальними напівпровідникові елементи випрямлячів (миттєва комутація, відсутність опору у ввімкненому стані і відсутність провідності у вимкненому).

1.2.1. Однофазні схеми випрямлення

В найпростішій однопівперіодній схемі випрямлення, показаній на рис. 1.12, *а*, навантаження Z_{load} приєднується до мережі змінного струму через діод VD . Припустимо, що опір навантаження має суто активний характер, тобто $Z_{load} = R_{load}$. Під час позитивної півхвилі вхідної змінної напруги потенціал аноду вищий за потенціал катода й діод проводить струм. Після переходу напруги до негативної півхвилі, потенціал катода виявиться вищий за потенціал анода й діод закривається. Згідно другого закону Кірхгофа, миттєве значення напруги в навантаженні u_{load} є різницею між миттєвим значенням напруги живлення u_a та напруги на діоді u_{VD} . Таким чином, напруга та струм навантаження матимуть напівсинусоїдну імпульсну форму показану на рис. 1.12, *б*.

Середнє значення випрямленої напруги для такої схеми буде дорівнювати

$$U_{av.load} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{2\pi} (-\cos \pi + \cos 0) = 0,318U_m, \quad (1.1)$$

де U_m – амплітудне значення змінної напруги живлення, а ω – її кутова частота, причому інтегрування проводиться за половину періоду, тобто коли діод проводить струм.

В даній схемі струм, за суто активного навантаження, протікає протягом половини періоду вхідної змінної напруги. Згідно закону Ома, та на підставі виразу (1.1) середнє значення струму навантаження становитиме

$$I_{av.load} = \frac{U_{av.load}}{R_{load}} = \frac{U_m}{\pi R_{load}} = 0,318 \frac{U_m}{R_{load}}. \quad (1.2)$$

Для оцінки гармонічного складу випрямленої напруги використовують такий показник, як коефіцієнт пульсацій RF (ripple factor). Він визначається відношенням діючого значення змінної складової випрямленої напруги до її середнього значення

$$RF = \frac{\sqrt{\sum U_n^2}}{U_{av.load}} = \frac{\sqrt{U_{load}^2 - U_{av.load}^2}}{U_{av.load}} = \sqrt{\left(\frac{U_{load}}{U_{av.load}}\right)^2 - 1}, \quad (1.3)$$

де U_{load} – діюче значення вихідної напруги; U_n – діюче значення n -ї гармоніки вихідної напруги.

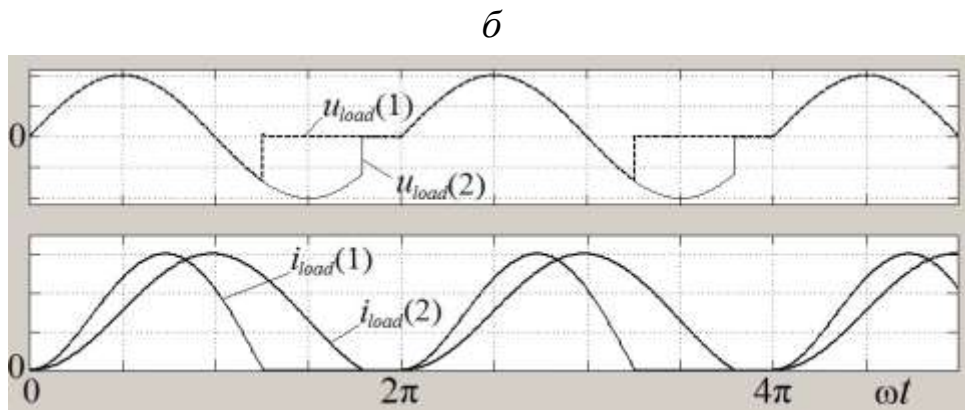
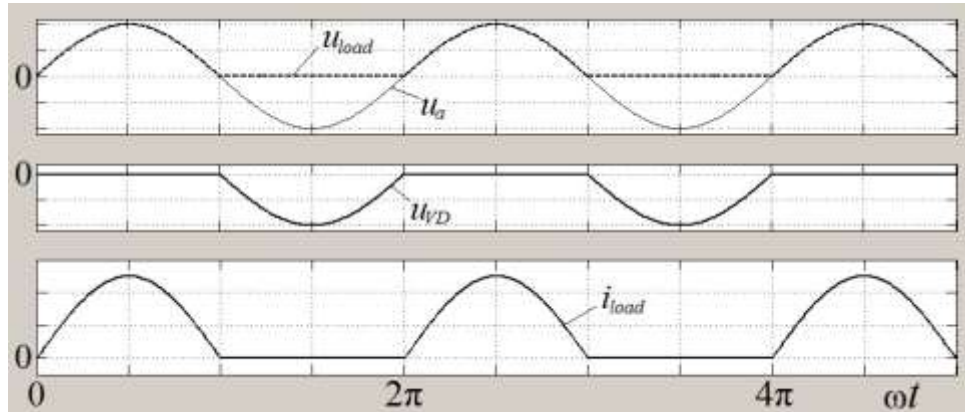
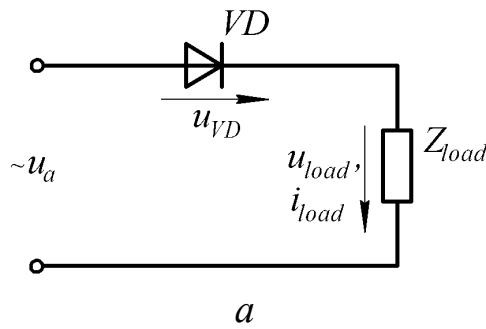


Рис. 1.12. Однопівперіодний випрямляч: *а* – принципова схема; *б* – осцилограми напруг та струмів при суто активному навантаженні; *в*– напруга u_{load} та струм i_{load} при активно-індуктивному навантаженні (крива 1 для випадку $X_{load} \approx R_{load}$, крива 2 для випадку $X_{load} \gg R_{load}$)

Діюче значення випрямленої напруги визначається виразом

$$U_{load} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \sqrt{\frac{U_m^2}{2\pi} \left(\frac{2\omega t - \sin 2\omega t}{4} \right) \Big|_0^{\pi}} = \frac{U_m}{2}, \quad (1.4)$$

тоді коефіцієнт пульсації однофазної однопівперіодної схеми дорівнює

$$RF = \sqrt{\left(\frac{U_{load}}{U_{av.load}}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - 1} = 1,211. \quad (1.5)$$

Особливістю роботи випрямляча на активно-індуктивне навантаження є те, що крива випрямленого струму, в даному випадку, не співпадає з кривою випрямленої напруги, тобто між ними має місце фазовий зсув. При цьому діод, як і при активному навантаженні, починає відкриватись в момент часу коли напруга джерела стає позитивною. Струм діоду, після переходу синусоїди вхідної напруги до негативних значень, продовжуватиме протікати під дією накопиченої в індуктивності енергії (фактично напруга індуктивності навантаження $u_{L.load} = L \frac{di_{load}}{dt}$ певний час буде підтримувати потенціал катода меншим ніж потенціал аноду). Тому, закривання діоду відбувається тоді, коли струм через нього стає рівним нулю (рис. 1.12, в). Форма вихідного струму, в такому випадку, буде суттєво залежати від співвідношення активного R_{load} та реактивного X_{load} опорів навантаження. Із зростанням значення індуктивності, зростатиме також тривалість провідного стану діоду. Коли навантаження має суто індуктивний характер $Z_{load} = X_{load}$ струм стає безперервним.

Однопівперіодна схема випрямлення найчастіше застосовується в перетворювачах невеликої потужності, оскільки вона має низку суттєвих недоліків. Для даної схеми характерний високий коефіцієнт пульсацій, що потребує застосування потужних вихідних фільтрів, а також низький коефіцієнт потужності на вході перетворювача. Крім того, у випадку живлення від трансформатора, струм вторинної обмотки, що є для такої схеми одночасно струмом навантаження має однополярну форму. Це призводить до намагнічування магнітопроводу та збільшення необхідної габаритної потужності трансформатора.

Кращими показниками визначається двопівперіодна мостова схема показана на рис. 1.13, а. Вона містить дві пари з'єднаних послідовно діодів. Кожна пара утворена одним діодом з катодної групи (групи діодів приєднаних катодом до навантаження) і одним – з анодної. В будь-який момент часу в катодній групі проводить струм діод на аноді якого буде найбільший потенціал, а в анодній групі – діод на катоді якого буде найменший потенціал. Кожний діод проводить струм протягом половини періоду.

При суто активному навантаженні, під час позитивного півперіоду, струм навантаження i_{load} протікає через діоди VD_1, VD_4 , а діоди VD_2, VD_3 закриті зворотною для них напругою. Після зміни полярності вхідної напруги відкриваються діоди VD_2, VD_3 , а діоди VD_1, VD_4 закриваються. Таким чином, струм навантаження, повторюючи за формою вихідну напругу u_{load} , протікає протягом обох півперіодів змінної вхідної напруги (рис. 1.13, б).

Середнє значення вихідної напруги випрямляча визначиться виразом

$$U_{av.load} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} (-\cos \pi + \cos 0) = 0,637 U_m. \quad (1.6)$$

Середнє значення струму в навантаженні згідно закону Ома

$$I_{av.load} = \frac{U_{av.load}}{R_{load}} = \frac{2U_m}{\pi R_{load}} = 0,637 \frac{U_m}{R_{load}}. \quad (1.7)$$

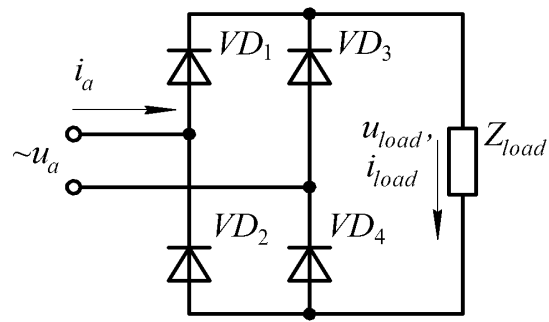
Діюче значення вихідної напруги дорівнює

$$U_{load} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \sqrt{\frac{U_m^2}{\pi} \left(\frac{2\omega t - \sin 2\omega t}{4} \right) \Big|_0^{\pi}} = \frac{U_m}{\sqrt{2}}, \quad (1.8)$$

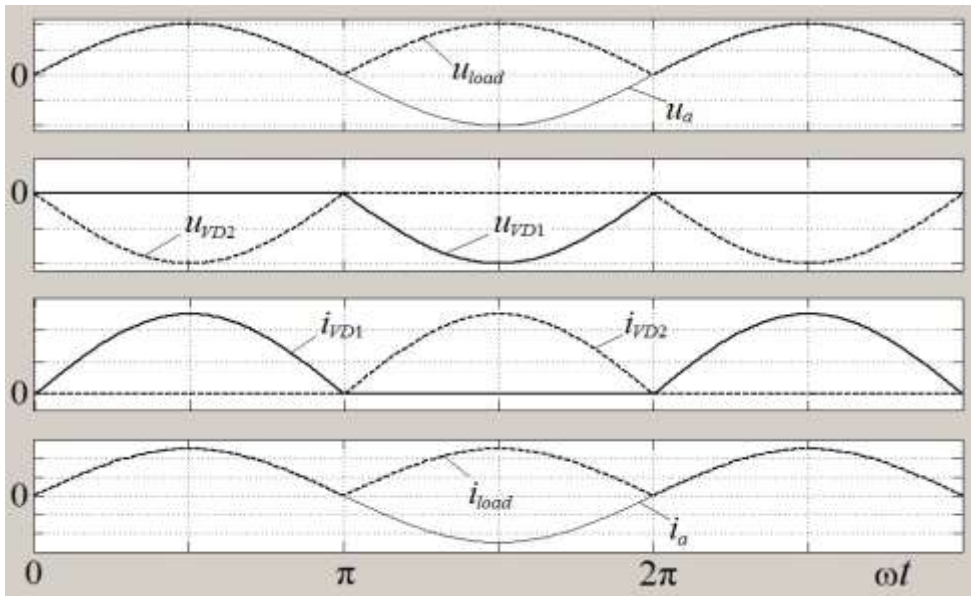
тоді коефіцієнт пульсацій, згідно виразу (1.3), становитиме

$$RF = \sqrt{\left(\frac{U_{load}}{U_{av.load}} \right)^2 - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0,483. \quad (1.9)$$

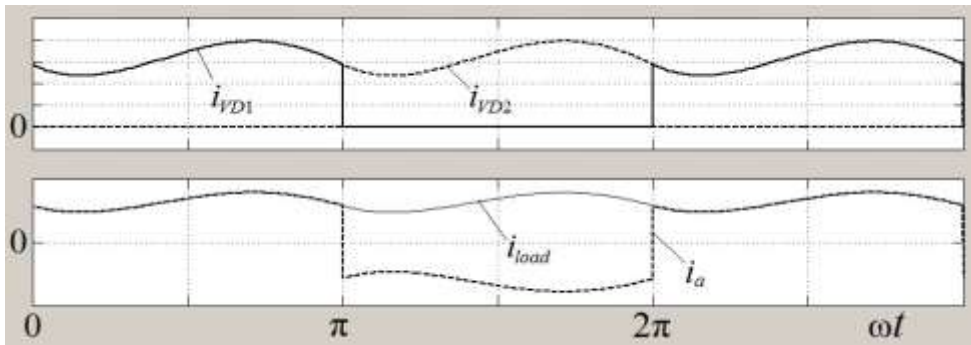
Як видно з виразів (1.2, 1.5, 1.7, 1.9), середній струм в навантаженні $I_{av.load}$ в двопівперіодній схемі більший, а коефіцієнт пульсації RF менший. Струм джерела живлення i_a при активному навантаженні (рис. 1.13, б) має синусоїдну форму.



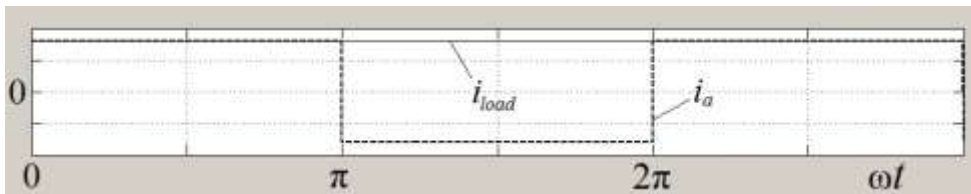
a



б



в



г

Рис. 1.13. Двопівперіодний мостовий випрямляч: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми напруг та струмів при суто активному навантаженні, *в* – осцилограми струмів при активно-індуктивному навантаженні; *г* – струм навантаження i_{load} та струм джерела i_a при індуктивному навантаженні

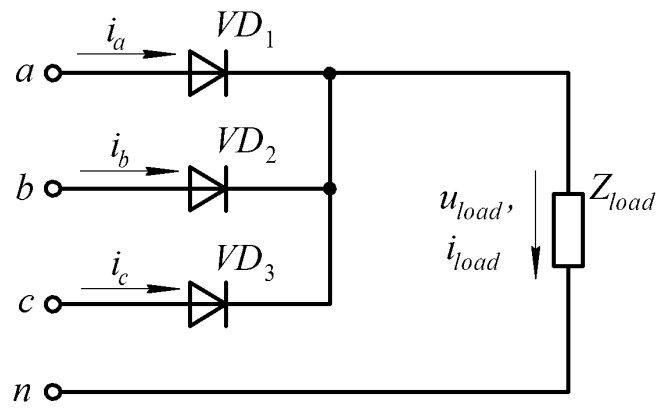
При активно-індуктивному характері навантаження, вихідний струм випрямляча згладжується. На відміну від однопівперіодної схеми, вихідна напруга якої при даному типі навантаження має негативні ділянки (див. рис. 1.12, *в*), для мостової схеми напруга зберігає форму аналогічну як і при активному навантаженні. Проте, струм через діоди та струм живлення i_a , піддаються різким перемиканням (рис. 1.13, *в*). При великих значеннях індуктивності струм навантаження стає практично згладженим і приймає сталі значення, а струм джерела живлення наближається до прямокутної форми (рис. 1.13, *з*).

1.2.2. Трифазні схеми випрямлення

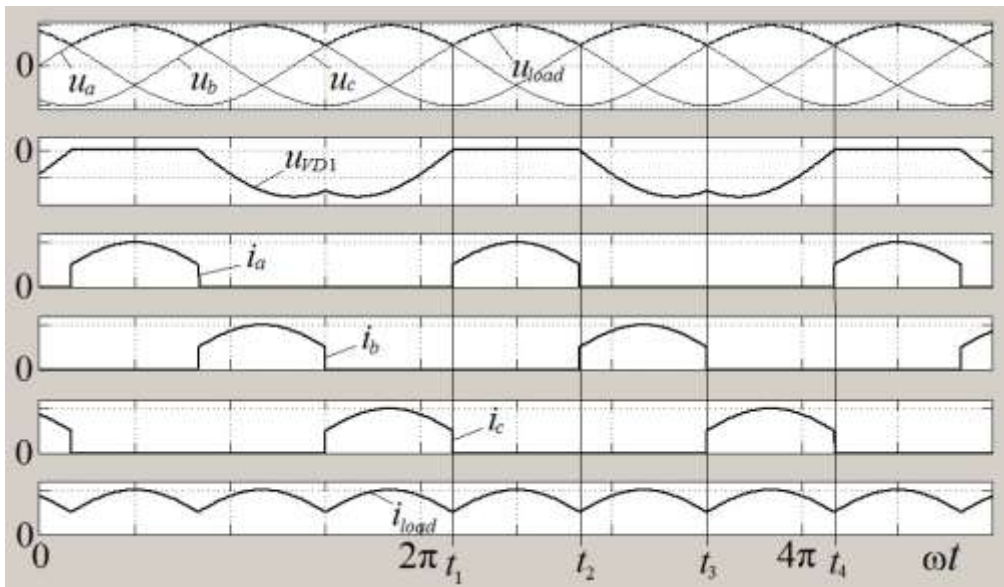
При значних потужностях навантаження (> 3 кВт), з метою зменшення струму мережі, можуть застосовуватись трифазні випрямлячі. Крім того, порівняно з однофазними схемами випрямлення, трифазні забезпечують кращу якість вихідної напруги.

На рис. 1.14, *а* показано трифазний однопівперіодний випрямляч, що містить три діоди VD_1 - VD_3 , кожний з яких увімкнено в окрему фазу трифазного джерела – *а*, *б*, *с*. Навантаження приєднується до катодної частини діодів та нейтральної точки *n* джерела (тут передбачається, що обмотки трифазного джерела з'єднано зіркою з нейтральними проводом).

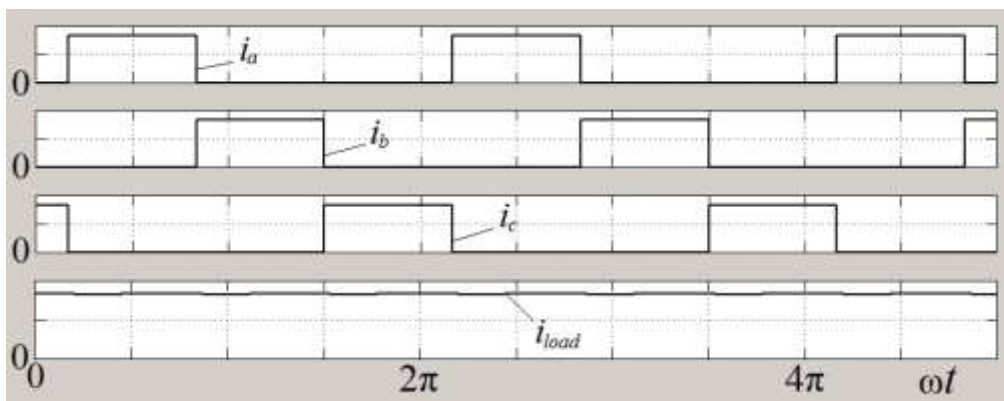
Фазні напруги джерела являють собою симетричну систему напруг, зсунутих одна відносно одної на $1/3$ періоду. В будь який момент часу буде відкритий діод тієї фази, значення напруги якої найбільше. Таким чином, провідний стан кожного діоду триває $1/3$ періоду, а його середній струм у три рази менший за струм навантаження. Часові діаграми, що ілюструють роботу схеми на активне навантаження, показані на рис. 1.14, *б*.



a



б



в

Рис. 1.14. Однопівперіодний трифазний випрямляч: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми напруг та струмів при активному навантаженні; *в* – осцилограми струмів при активно-індуктивному навантаженні

Як видно з рисунку, протягом інтервалу $t_1 \div t_2$ відкритий діод фази $a - VD_1$, а струм в інших фазах $i_b = i_c = 0$. В момент часу t_2 напруга фази b стає більшою за напруги фаз a та c і відкривається діод VD_2 . В момент часу t_3 діод VD_2 закривається і протягом інтервалу $t_3 \div t_4$ струм проводить діод VD_3 . Описана послідовність перемикавання відбувається циклічно і енергія передається в навантаження безперервно (напруга навантаження завжди більша нуля). Крива випрямленої напруги u_{load} (рис. 1.14, б) складається із середніх частин відповідних позитивних півхвиль змінної напруги.

Середнє значення вихідної напруги випрямляча можна знайти шляхом інтегрування в інтервалі провідності одного діоду, тобто

$$U_{av.load} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{3U_m}{2\pi} \left(-\cos \frac{5\pi}{6} + \cos \frac{\pi}{6} \right) = \quad (1.10)$$

$$= \frac{3\sqrt{3}U_m}{2\pi} = 0,827U_m,$$

де $U_m = U_{am} = U_{bm} = U_{cm}$ – амплітудне значення фазної напруги джерела живлення.

Для суто активного навантаження середнє значення струму, згідно закону Ома, дорівнює

$$I_{av.load} = \frac{U_{av.load}}{R_{load}} = \frac{3\sqrt{3}U_m}{2\pi R_{load}} = 0,827 \frac{U_m}{R_{load}}. \quad (1.11)$$

Діюче значення вихідної напруги навантаження

$$U_{load} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} U_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \quad (1.12)$$

$$= \sqrt{\frac{3}{2\pi} U_m^2 \left(\frac{2\omega t - \sin 2\omega t}{4} \right) \Big|_{\pi/6}^{5\pi/6}} = U_m \sqrt{\frac{4\pi + 3\sqrt{3}}{8\pi}} = 0,841U_m.$$

Коефіцієнт пульсацій для трифазної однопівперіодної схеми визначиться з виразу

$$RF = \sqrt{\left(\frac{U_{load}}{U_{av.load}}\right)^2 - 1} = 0,183. \quad (1.13)$$

Як видно з (1.13), трифазна схема випрямлення, порівняно з однофазними, забезпечує кращу якість вихідної напруги, хоча їй також притаманний спільний для усіх однопівперіодних схем недолік – наявність однополярних струмів на стороні джерела живлення.

При роботі схеми на активно-індуктивне навантаження, вихідна напруга зберігає таку ж форму, як і при активному навантаженні. Вихідний струм випрямляча згладжується, а струми, що протікають через діоди (фазні струми), наближаються до прямокутної форми. Як і для випадку активного навантаження, кожний з діодів має провідний стан протягом $1/3$ періоду змінної напруги. Часові діаграми струмів для випадку коли $X_{load} \gg R_{load}$ показані на рис. 1.14, в.

Трифазна мостова схема випрямлення (рис. 1.15, а) містить дві трифазні групи діодів – катодну VD_1, VD_3, VD_5 і анодну VD_2, VD_4, VD_6 . Кожна з цих груп працює аналогічно однопівперіодній схемі, проте струм джерела, в даному випадку, протікає обидва півперіоди змінної напруги, тобто є двополярним. В будь-який момент часу в катодній групі струм проводить діод тієї фази, в якій буде найбільше значення напруги, а в анодній групі – діод тієї фази, в якій напруга найменша.

Комутація струму з одного діоду на інший відбувається в моменти перетину синусоїд фазних напруг (тобто при проходженні через нуль відповідної лінійної напруги). Вихідна напруга в двопівперіодній схемі вища ніж в однопівперіодній, оскільки в даному випадку випрямляються лінійні напруги, а не фазні. Кожний діод схеми проводить струм протягом $1/3$ періоду змінної напруги. Як видно з часових діаграм (рис. 1.15, б), протягом інтервалу $t_1 \div t_3$ відкритий діод катодної групи фази a – VD_1 , а протягом інтервалу $t_2 \div t_4$ відкритий діод анодної групи фази c – VD_6 , причому одночасно обидва діоди будуть відкриті на інтервалі $t_2 \div t_3$.

На рис. 1.15, б показано тривалість стану провідності кожного з діодів протягом одного періоду вхідної змінної напруги джерела.

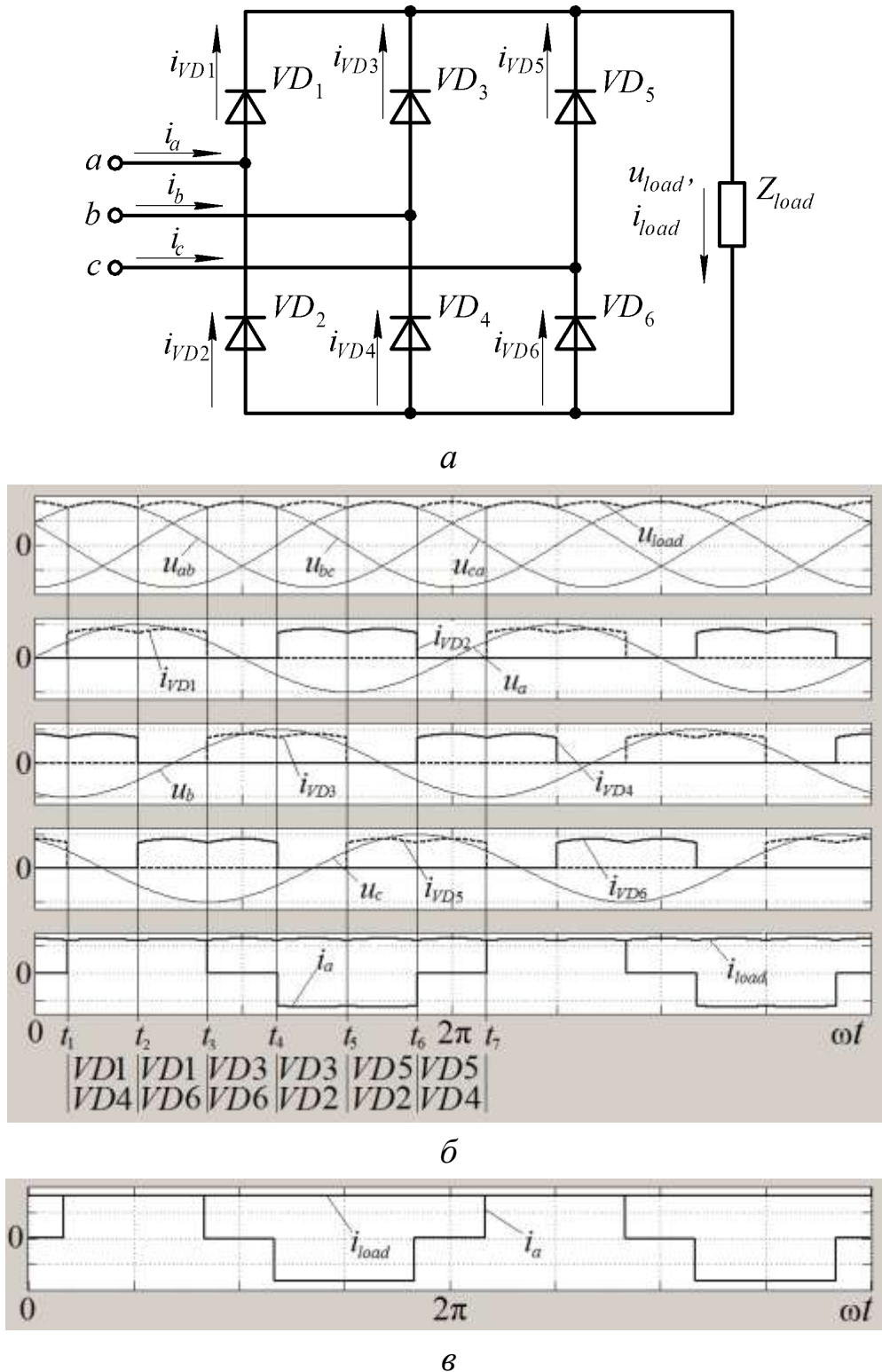


Рис. 1.15. Двопівперіодний трифазний випрямляч: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми напруг та струмів при активному навантаженні; *в* – осцилограми струму навантаження i_{load} та фазного струму джерела i_a при активно-індуктивному навантаженні

Середнє значення напруги в навантаженні знаходиться в інтервалі повторюваності ($\pi/3$) й дорівнює

$$U_{av.load} = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3}U_m \sin \omega t d\omega t = \quad (1.14)$$

$$= \frac{3\sqrt{3}U_m}{\pi} \left(-\cos \frac{2\pi}{3} + \cos \frac{\pi}{3} \right) = \frac{3\sqrt{3}U_m}{\pi} = 1,654U_m,$$

тоді середнє значення струму становитиме

$$I_{av.load} = \frac{U_{av.load}}{R_{load}} = \frac{3\sqrt{3}U_m}{\pi R_{load}} = 1,654 \frac{U_m}{R_{load}}. \quad (1.15)$$

Діюче значення вихідної напруги

$$U_{load} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} 3U_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \quad (1.16)$$

$$= \sqrt{\frac{9}{\pi} U_m^2 \left(\frac{2\omega t - \sin 2\omega t}{4} \right) \Big|_{\pi/3}^{2\pi/3}} = \frac{3U_m}{2} \sqrt{\frac{2\pi/3 + \sqrt{3}}{\pi}} = 1,655U_m.$$

Коефіцієнт пульсацій для даної схеми з виразу (1.3) становить

$$RF = \sqrt{\left(\frac{U_{load}}{U_{av.load}} \right)^2 - 1} = 0,042, \quad (1.17)$$

тобто менший ніж в однопівперіодній схемі.

У випадку активно-індуктивного навантаження відбувається згладжування вихідного струму (рис. 1.15, в). Форма вихідної напруги при цьому аналогічна як і для активного навантаження, а форма струмів через діоди та фазних струмів джерела стає прямокутною.

Таким чином, трифазна двопівперіодна схема випрямлення має найкращі показники якості випрямленої напруги серед розглянутих, і може застосовуватись без згладжувального фільтра, що особливо важливо при навантаженнях значної потужності. Крім того, така схема має кращі показники використання встановленої

(габаритної) потужності трансформатора при живленні від трифазної системи його вторинних напруг.

1.2.3. Керовані випрямлячі

За необхідності регулювання напруги в навантаженні, розглянуті вище схеми випрямлення можуть виконуватись на керованих силових ключах – тиристорах або транзисторах. Тоді, змінюючи момент (фазу) комутації СК, можна плавно змінювати середнє значення напруги в навантаженні. Такий спосіб регулювання називається *фазовим*.

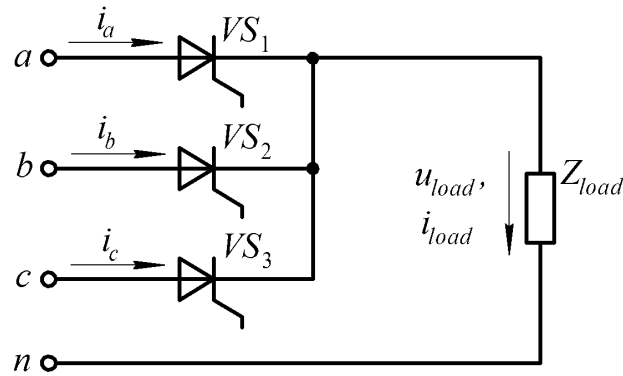
Розглянемо процес фазового керування на прикладі трифазної однопівперіодної схеми, в якій діоди замінені на тиристри (рис. 1.16, *a*), вважаючи, як і в попередніх випадках, що джерело змінної напруги є ідеальним.

У випрямлячі виконаному на некерованих елементах (рис. 1.14), відкривання відповідного діоду відбувається в момент, коли потенціал його аноду більший за потенціал катоду, тобто в моменти: $\omega t = \pi/6$ (відкривається VD_1 , а VD_3 закривається), $5\pi/6$ (відкривається VD_2 , а VD_1 закривається), $3\pi/2$ (відкривається VD_3 , а VD_2 закривається), $13\pi/6$, і т.д. Ці моменти називаються точками *природної комутації*. У випадку застосування тиристорів, для їх відкривання необхідно подати відкриваючий імпульс на електрод керування. Якщо подати цей імпульс із затримкою відносно моменту природної комутації, то можна зменшити тривалість провідного стану тиристора, а отже і середнє значення напруги в навантаженні. Час затримки вмикання прийнято характеризувати *кутом керування* α , який відраховується від точки природної комутації (рис. 1.16, *b*).

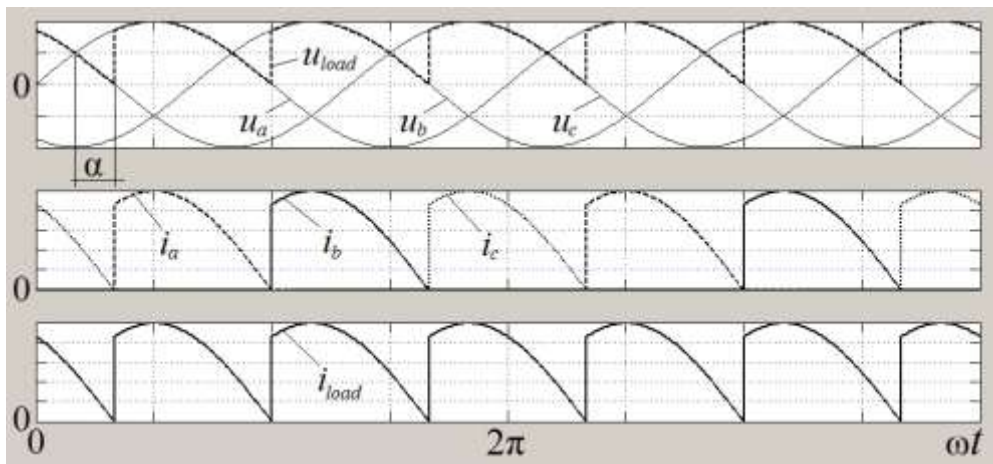
Середнє значення випрямленої напруги може бути визначене за виразом (1.10), якщо ввести в нього кут керування

$$U_{av.load} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} U_m \sin \omega t d\omega t =$$

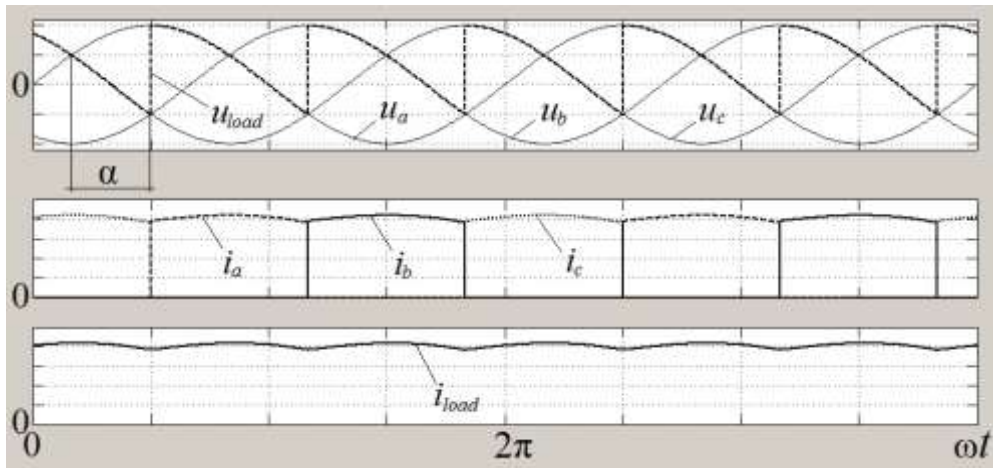
$$= \frac{3U_m}{2\pi} \left(-\cos\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right) + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right) = 0,827U_m \cos \alpha. \quad (1.18)$$



a



б



в

Рис. 1.16. Трифазний керований випрямляч: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми напруг та струмів при активному навантаженні й $\alpha = 30^\circ$; *в* – осцилограми напруг та струмів при активно-індуктивному навантаженні й $\alpha = 60^\circ$

Як видно з отриманого виразу, середнє значення напруги навантаження тепер є функцією кута керування і може змінюватись від нуля (при $\alpha = \pi/2$) до середнього значення напруги некерованого випрямляча (при $\alpha = 0$).

При активному навантаженні, зі збільшенням кута $\alpha > \pi/6$, крива випрямленої напруги (а отже і струму) стає переривчастою, тобто в ній з'являються ділянки коли напруга дорівнює нулю, а при $\alpha = 5\pi/6$, провідність припиниться зовсім. Тому, вираз (1.18) справедливий для значень кута керування від 0 до $\pi/6$ – в цьому випадку випрямлений струм і напруга в навантаженні мають безперервний характер. Середнє значення напруги для $\alpha > \pi/6$ визначиться наступним виразом

$$U_{av.load} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \quad (1.19)$$

$$\frac{3U_m}{2\pi} \left(-\cos \pi + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right) = \frac{3U_m}{2\pi} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right).$$

Значення середнього струму, для суто активного навантаження, становитиме:

$$I_{av.load} = \frac{U_{av.load}}{R_{load}} = \frac{3\sqrt{3}U_m}{2\pi R_{load}} \cos \alpha, \quad (1.20)$$

при $0 \leq \alpha \leq \pi/6$;

$$I_{av.load} = \frac{U_{av.load}}{R_{load}} = \frac{3U_m}{2\pi R_{load}} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right), \quad (1.21)$$

при $\pi/6 \leq \alpha \leq 5\pi/6$.

Діюче значення напруги на обох проміжках визначиться з виразів [15]:

$$U_{load} = U_m \sqrt{\frac{4\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha}{24\pi}} \quad \text{при } 0 \leq \alpha \leq \pi/6; \quad (1.22)$$

$$U_{load} = U_m \sqrt{\frac{5\pi/3 - 2\alpha + \sin(2\alpha + \pi/3)}{8\pi}} \quad \text{при } \pi/6 \leq \alpha \leq 5\pi/6. \quad (1.23)$$

Особливістю роботи схеми на активно-індуктивне навантаження є те, що при значеннях кута керування $\alpha > \pi/6$, в

кривій випрямленої напруги з'являються негативні ділянки (рис. 1.16, в). Наявність в опорі навантаження індуктивної складової, зумовлює згладжування кривої випрямленого струму. Вихідний струм продовжує протікати в навантаженні після переходу напруги до негативних значень. Якщо накопиченої в індуктивності енергії достатньо щоб забезпечити протікання струму до чергової комутації, струм навантаження буде безперервним. При $X_{load} = \infty$ (або при $R_{load} = 0$) режим безперервних струмів матиме місце при будь-яких кутах керування α в діапазоні $0 \div \pi/2$ і середнє значення вихідної напруги визначиться виразом (1.18). Коли α стає рівним $\pi/2$ інтегральна сума напруг позитивної та негативної ділянок зрівнюються і середнє значення вихідної напруги дорівнює нулю.

Залежність вихідної напруги випрямляча (у відносних одиницях) від кута керування (*регульовальна характеристика*) для різних типів навантаження показана на рис. 1.17.

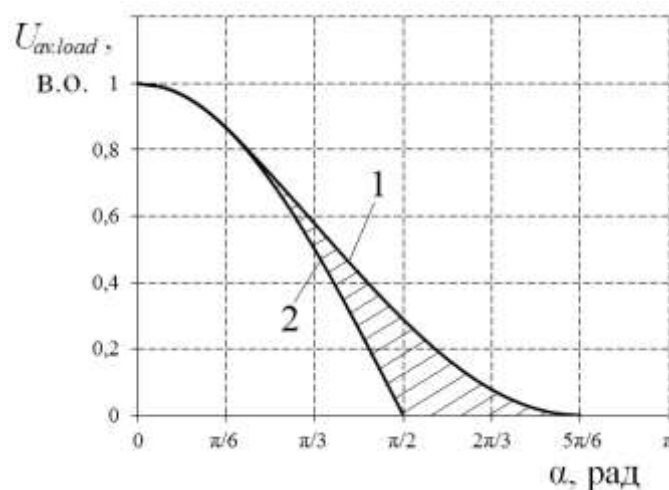


Рис. 1.17. Регульовальна характеристика трифазного однопівперіодного випрямляча: крива 1 для активного навантаження; крива 2 для індуктивного

Згідно з вищевикладеним, середнє значення вихідної напруги на ділянці характеристики, що відповідає межах зміни кута керування $\alpha = 0 \div \pi/6$, однакове для активного та індуктивного типів навантаження. Із зростанням кута керування більше $\pi/6$, середнє значення напруги при активному навантаженні описується виразом (1.19) і стає рівним нулю при $\alpha = 5\pi/6$. В залежності від

співвідношення активного та реактивного опорів навантаження X_{load}/R_{load} , вихідна характеристика перетворювача займає проміжне положення між кривими 1 та 2.

Слід зазначити, що затримка вмикання тиристорів на кут α , призводить до споживання випрямлячем реактивної енергії з мережі, та як наслідок, погіршення вхідного коефіцієнту потужності із зростанням кута керування. Зменшення споживання реактивної енергії можливе у випадку *широотно-імпульсного регулювання* вихідної напруги. При такому регулюванні в якості СК застосовують повністю керовані прилади (наприклад транзистори). Це дає можливість примусово закривати СК в будь який момент часу. Значення вихідної напруги, як і при фазовому регулюванні, визначається тривалістю провідного стану ключів.

1.2.4. Гармонічний склад вихідної напруги та струмів живлення в схемах випрямлення

Вихідні напруга та струм випрямляча (керованого чи некерованого) крім постійної складової містять також змінну, значення й характер якої, залежить від схеми випрямлення, режиму її роботи та параметрів навантаження. Змінну складову випрямленої напруги можна представити у вигляді суми її гармонічних складових

$$u_{\sim} = \sum_{n=1}^{\infty} U_{nm} \sin(nm\omega t + \psi_n), \quad (1.24)$$

де n – номер гармоніки; U_{nm} – амплітуда n -ї гармоніки; m – число пульсацій у випрямленій напрузі за один період змінної напруги; $\omega = 2\pi f$ – кутова частота напруги живлення випрямляча; f – частота напруги живлення (Гц); ψ_n – початкова фаза n -ї гармоніки.

Наприклад для розглянутих вище трифазних схем випрямлення, число пульсацій випрямленої напруги становить – $m = 3$ для однопівперіодної схеми та $m = 6$ для двопівперіодної (мостової). Період пульсацій в m разів менший за період змінної напруги. Тому, у випрямленій напрузі міститимуться гармоніки з частотами $3f, 6f, 9f, \dots$ для першої схеми і $6f, 12f, 18f, \dots$ для другої.

При частоті змінного струму 50 Гц, частота першої гармоніки становитиме 150 Гц для однопівперіодної схеми та 300 Гц для двопівперіодної, частота другої відповідно 300 Гц та 600 Гц і т.д.

Амплітуди гармонічних складових в схемах випрямлення, що працюють з кутом керування $\alpha = 0$ (або в некерованих випрямлячах), зменшуються пропорційно квадрату номера гармоніки. Зі збільшенням кута керування, амплітуди гармонік суттєво зростають.

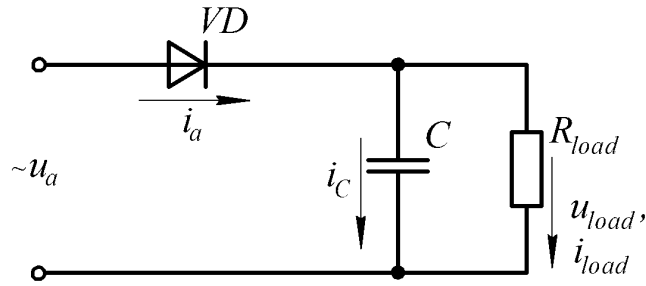
Присутність гармонічних складових у вихідній напрузі погіршує енергетичні показники випрямних перетворювачів, сприяє збільшенню втрат та зменшенню ККД. На практиці, наявність змінної складової прийнято характеризувати коефіцієнтом пульсацій RF , визначення якого було наведено в підрозділі 1.2.1. Згідно цього показника кращу якість вихідної напруги (менший коефіцієнт пульсацій) мають трифазні схеми випрямлення.

В загальному випадку, випрямлячі споживають з мережі несинусоїдний струм. Це негативно впливає на мережу, а при потужностях навантаження зіставних з потужністю мережі, також негативно впливає на інших приймачів електричної енергії. За цим показником трифазні схеми також мають переваги над однофазними, оскільки амплітуда вищих гармонічних складових в споживаному струмі зменшується із збільшенням кількості фаз.

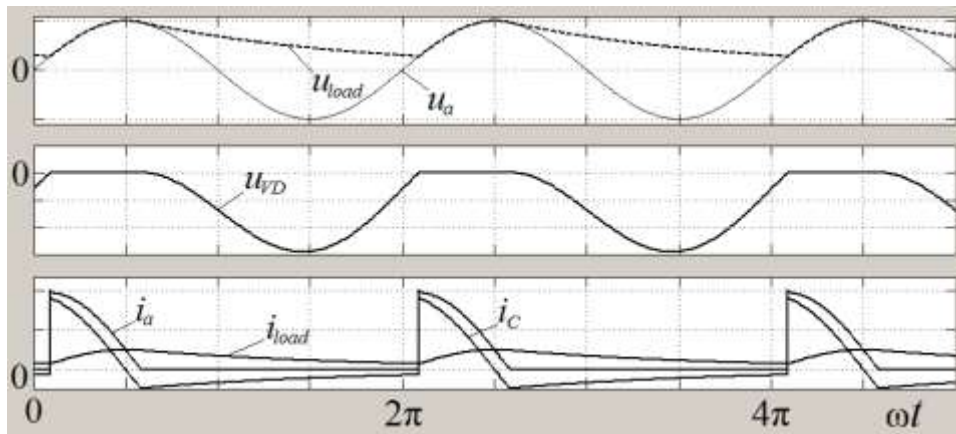
Для зменшення пульсацій вихідної напруги та струму, застосовують різноманітні фільтри. У випрямлячах невеликої потужності в якості згладжувального фільтру часто використовують конденсатор, підключений паралельно до навантаження. Розглянемо роботу однофазного однопівперіодного випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром (рис. 1.18, *a*).

Протягом періоду провідності діоду, коли $u_a > u_{load}$, конденсатор заряджається до напруги $u_C = u_{load} \approx u_a$ (фактично протягом інтервалу провідності u_a більша за u_{load} на значення прямої напруги на діоді VD , тобто вони майже не відрізняються),

накопичуючи енергію. В момент коли u_a стає меншим u_{load} , діод VD закривається, а конденсатор C підтримує напругу, розряджаючись через навантаження. Пульсації вихідної напруги при цьому значно зменшуються. Очевидно, що на якість напруги впливає не тільки ємність конденсатора, а й значення опору навантаження, оскільки останній визначає швидкість розряду конденсатора. Із збільшенням ємності та опору навантаження, пульсації зменшуються, а при $R_{load}=\infty - RF = 0$.



а



б

Рис. 1.18. Однопівперіодний випрямляч з ємнісним фільтром: а – принципова схема; б – осцилограми напруг та струмів при активному навантаженні

Часові діаграми, що ілюструють роботу схеми, показані на рис. 1.18, б.

Струм діоду, за першим законом Кірхгофа, є сумою струмів навантаження i_{load} та конденсатора i_c , а отже тепер має більше значення ніж в схемі без ємнісного фільтра (рис. 1.12, а). Оскільки за другим законом Кірхгофа миттєве значення напруги на діоді u_{VD} є різницею між миттєвим значенням напруги живлення u_a та

напруги в навантаженні u_{load} , то зворотна напруга діоду при застосуванні ємнісного фільтра також зростає.

Якість згладжувального фільтра прийнято характеризувати коефіцієнтом згладжування, який визначається відношенням

$$q = \frac{RF_{in}}{RF_{out}}, \quad (1.25)$$

де RF_{in} , RF_{out} – коефіцієнти пульсацій на вході та виході фільтра відповідно.

Ефективність ємнісного фільтра зменшується із збільшенням навантаження, оскільки при однаковому значенні коефіцієнту пульсацій, зростає необхідне значення ємності та габарити перетворювача. При значних струмах більш ефективним є вмикання послідовно до навантаження дроселя, індуктивність якого визначається потрібним коефіцієнтом пульсацій та схемою випрямлення. Для зниження коефіцієнту пульсацій (особливо при змінному навантаженні) також застосовують комбіновані LC -фільтри. Вони мають порівняно високий ККД та коефіцієнт згладжування.

1.2.5. Розрахунок випрямлячів

Розглянемо процедуру розрахунку однофазного керованого випрямляча, виконаного за однофазною мостовою схемою. Відповідна Simulink-модель показана на рис. 1.19.

В якості силових ключів використані тиристори. Керування ключами здійснюється блоком [Synchronized 6-Pulse Generator], який являє собою генератор імпульсів, що слідує із заданим кутом керування α . Значення кута (в електричних градусах) задається блоком [Constant] і подається на вхід генератора α_{dig} . Наявність нульового сигналу на вході Block дозволяє роботу генератора.

Блок [Synchronized 6-Pulse Generator], в загальному випадку, призначений для керування трифазними перетворювачами із шістьма ключовими елементами. Вікно параметрів блоку показано на рис. 1.20. В даній схемі використовуються перші два сигнали,

вибір яких здійснює блок [Selector], а необхідна для роботи генератора напруга синхронізації вимірюється блоком [Voltage Measurement] і подається одночасно на всі три входи синхронізації генератора – АВ, ВС, СА.

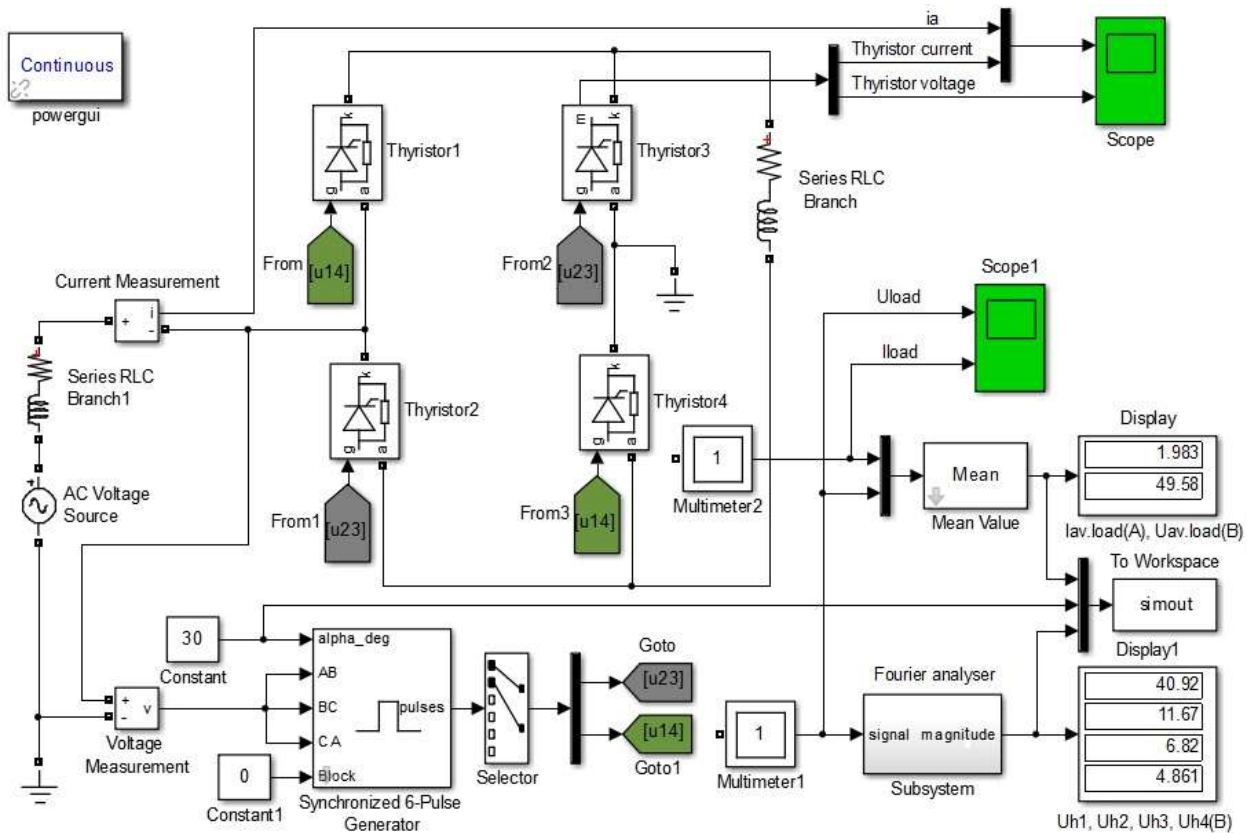


Рис. 1.19. Simulink-модель однофазного керованого випрямляча

Живиться випрямляч від синусоїдного джерела напруги [AC Voltage Source], внутрішній опір якого (активний та індуктивний) враховано введенням в схему послідовної RL -ланки – блок [Series RLC Branch1].

Навантаження випрямляча моделюється блоком [Series RLC Branch]. Вимірювання миттєвих значень напруги та струму навантаження здійснюється блоками [Multimeter1] та [Multimeter2] відповідно. Для цього у вікні параметрів блоку [Series RLC Branch] необхідно обрати в полі “Measurement” параметр “Branch voltage and current”. Середні значення напруги та струму навантаження обчислюються блоком [Mean Value].

В моделі виконується гармонічний аналіз випрямленої напруги. Для цього, виміряне блоком [Multimeter1] миттєве

значення напруги, подається до блоку [Subsystem]. Він містить чотири блоки [Fourier], що налаштовані на частоту відповідно 1-ї, 2-ї, 3-ї та 4-ї гармонік. Структура блоку показана на рис. 1.21.

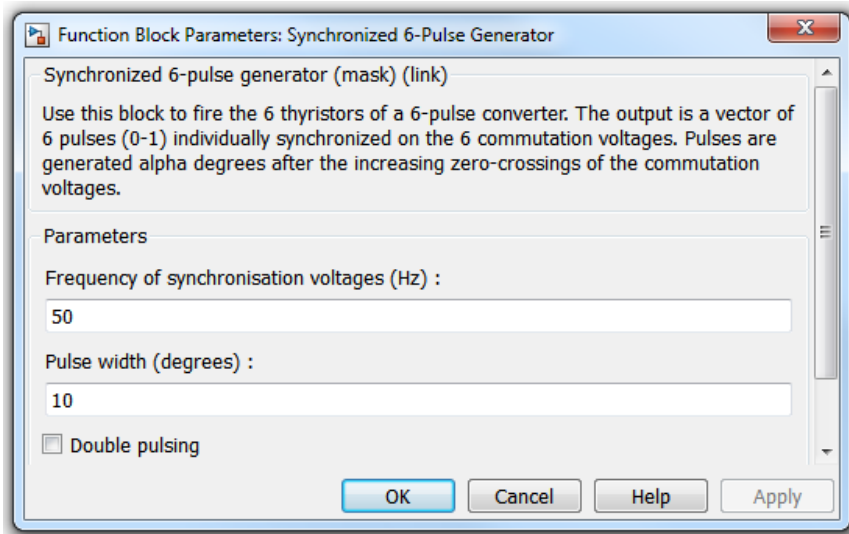


Рис. 1.20. Вікон параметрів блоку [Synchronized 6-Pulse Generator]

Запис розрахованих значень в робочу область Matlab здійснюється блоком [To Workspace]. Параметри запису наступні: формат даних (Save format) – Array (масив); Limit data points to last – 1 (тобто запис останнього значення).

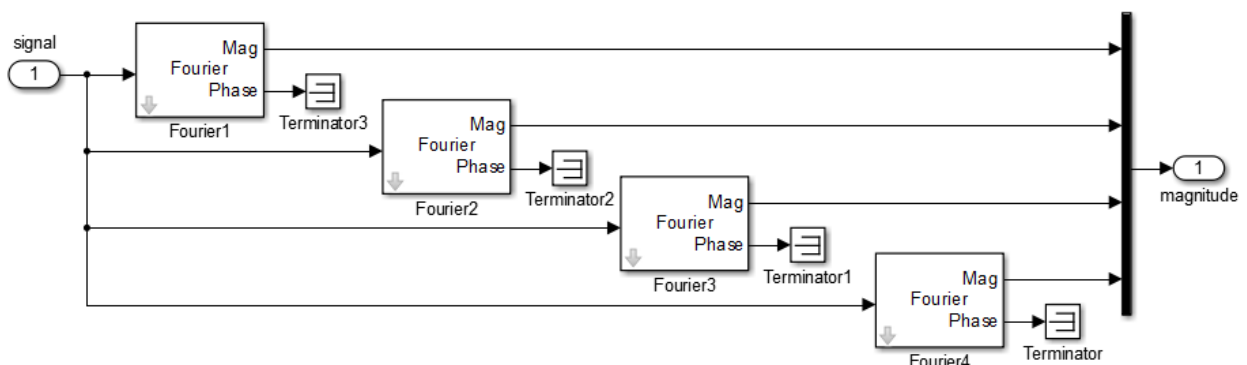


Рис. 1.21. Структура блоку [Subsystem]

Для моделювання прийняті наступні параметри елементів випрямляча.

Амплітуда напруги джерела живлення (блок [AC Voltage Source]) – $U_{am} = 100$ В при частоті $f = 50$ Гц.

Параметри внутрішнього опору джерела (блок [Series RLC Branch1]): активний опір джерела живлення $R_s = 0,6 \text{ Ом}$; індуктивність $L_s = 0,01 \text{ Гн}$;

Параметри тиристорів (блоки [Thyristor1-4]): активний опір тиристора у відкритому стані $R_{on} = 0,01 \text{ Ом}$; падіння напруги на тиристорі у відкритому стані $U_f = 0,8 \text{ В}$; параметри снаберної ланки $R_s = 1000 \text{ Ом}$, $C_s = 1e-7 \text{ Ф}$.

Результати розрахунку миттєвих значень напруг та струмів схеми для активно-індуктивного навантаження і кута керування $\alpha = 40^\circ$ показані на рис. 1.22.

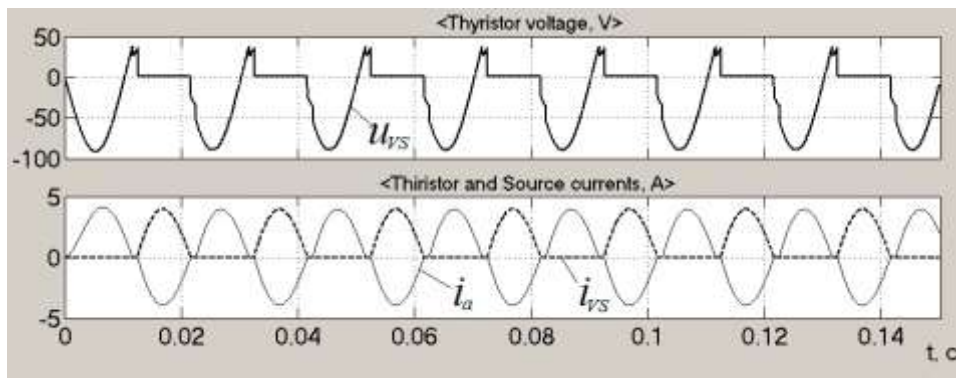


Рис. 1.22. Миттєві значення напруги u_{VS} та струму i_{VS} тиристора, а також струму джерела i_a

Побудову розрахованих характеристик випрямляча можливо виконати засобами Matlab, або використовуючи зв'язок Matlab з MS Excel. Обмін даними між Excel та Matlab здійснюється наступним чином. Перш за все необхідно конфігурувати Excel для спільної роботи з Matlab. Для цього потрібно після запуску Excel в меню кнопки “Файл” вибрати пункт “Параметри” (для російської версії програми). На вкладці “Надстройки” (надбудови) натиснути кнопку “Перейти”, що призведе до появи вікна доступних надбудов. Натиснувши кнопку “Обзор”, необхідно вказати шлях до файлу excllink.xla в підкаталозі exlink підкаталогу toolbox основного каталогу Matlab. Це файл, що реалізує додаток до Excel необхідний для здійснення зв'язку з Matlab. Після натискання ОК ця надбудова буде додана в Excel а на вкладці “Надстройки” панелі інструментів з'являться сім кнопок: “startmatlab”, “putmatrix”,

“getmatrix”, “evalstring”, “getfigure”, “wizard”, та “preferences”. При повторних запусках Excel – Matlab підключається автоматично. Для відключення надбудови необхідно зняти відповідну позначку “Spreadsheet Link EX 3.1.6 for use with MATLAB” в доступних надбудовах MS Excel.

При спільному використанні Excel та Matlab спочатку необхідно запустити Excel, потім відкривають файл моделі та виконують моделювання.

Команда “getmatrix” дозволяє отримати дані з робочої області Matlab. Виконання команди спричиняє появу вікна в якому необхідно вказати ім'я змінної, що містить розрахункові дані (в моделі показаній на рис. 1.19 – simout). Натискання ОК призводить до появи даних в комірках Excel, починаючи з виділеної комірки.

Зовнішня характеристика випрямляча $U_{av.load}(I_{av.load})$ для суто активного навантаження й $\alpha = 0$ показана на рис. 1.23, а. Для отримання цієї характеристики потрібно змінювати опір навантаження R_{load} , який задається в параметрах блоку [Series RLC Branch].

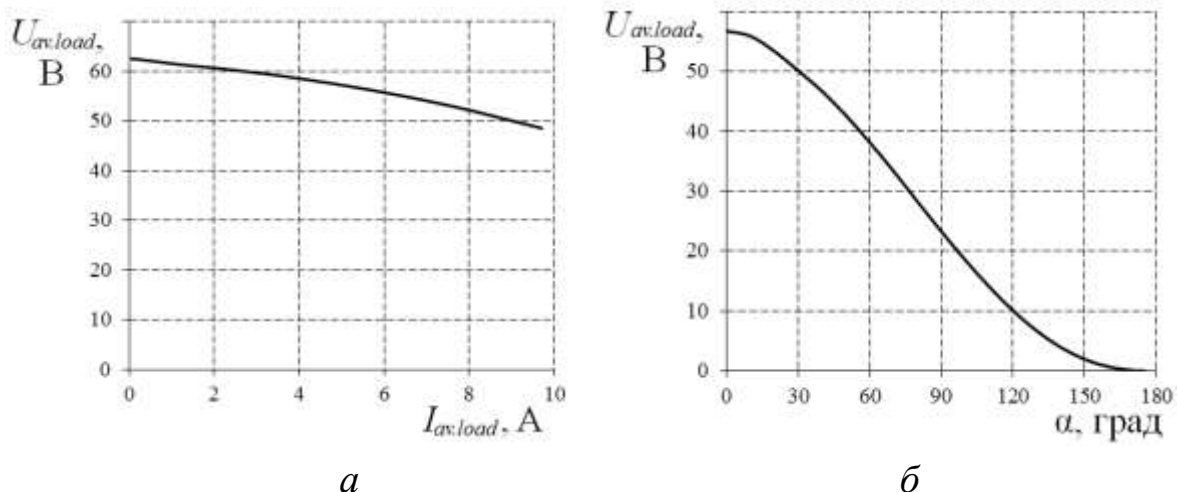


Рис. 1.23. Характеристики випрямляча: а – зовнішня; б – регулювальна

Регулювальна характеристика для активно-індуктивного навантаження $U_{av.load}(\alpha)$ наведена на рис. 1.23, б. Характеристика відповідає сталим значенням параметрів навантаження $R_{load} = 20$ Ом, $L_{load} = 30e-3$ Гн. Як видно з рисунку, середнє значення напруги

в навантаженні стає рівним нулю при $\alpha \approx 175^\circ$. Це співвідноситься з теоретичними даними приведеними в підрозділі 1.2.3.

Результати гармонічного аналізу (для перших чотирьох гармонік) вихідної напруги, отримані за допомогою блоку [Subsystem], ілюструє рис. 1.24. Оскільки число пульсацій випрямленої напруги становить $m = 2$, то при частоті напруги джерела живлення $f = 50$ Гц, частота пульсацій випрямленої напруги дорівнює 100 Гц. Відповідно гармонічні складові матимуть частоти $f_1 = 100$ Гц, $f_2 = 200$ Гц, $f_3 = 300$ Гц, $f_4 = 400$ Гц. Тому в налаштуванні блоків [Fourier] необхідно задати значення фундаментальної частоти (Fundamental frequency f1) рівним 100 Гц, а в полі номер гармоніки (Harmonic n) значення відповідних гармонік (1, 2, 3, 4).

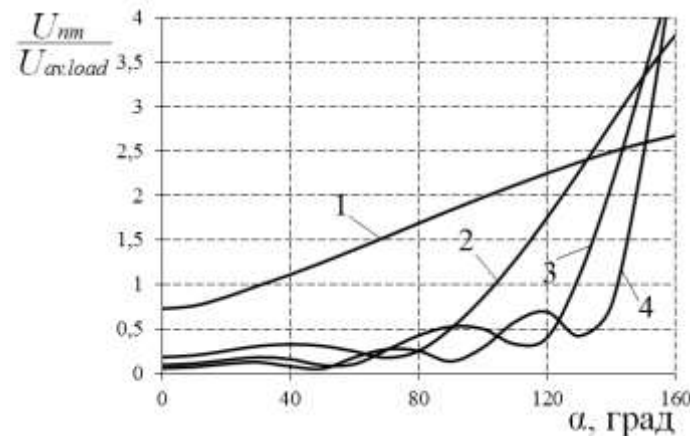


Рис. 1.24. Відносні амплітуди гармонічних складових випрямленої напруги в залежності від кута керування: крива 1 – для першої гармоніки, $f_1 = 100$ Гц; крива 2 для другої, $f_2 = 200$ Гц; крива 3 для третьої, $f_3 = 300$ Гц; крива 4 для четвертої, $f_4 = 400$ Гц

Важливим показником тієї чи іншої схеми випрямлення є гармонічний склад струму джерела живлення. Як було показано в підрозділі 1.2.1, за суто активного навантаження (й $\alpha = 0$) струм джерела має синусоїдну форму. При активно-індуктивному навантаженні, а також коли $\alpha > 0$, форма струму спотворюється.

Розрахунок гармонічного складу будь-якого сигналу може бути виконаний за допомогою блоку бібліотеки SimPowerSystems – [Powergui] (блок графічного інтерфейсу користувача). Для

проведення розрахунку необхідно передбачити передачу дослідного сигналу в робочу область Matlab. Це можливо зробити відповідним налаштуванням блоку [Scope]. Для цього, на вкладці “Parameters/History” блоку, необхідно встановити позначку “Save data to workspace”, а також задати ім’я для збереженої структури – “Variable name”. Формат запису даних (поле “Format”) необхідно задати “Structure with time”. Після запуску моделі і закінчення розрахунку, необхідно відкрити блок [Powergui] і вибрати опцію “FFT Analysis” (швидке перетворення Фур’є). Для відображення збережених даних, у вікні “Powergui FFT Analysis Tool” необхідно задати в полі “Name” ім’я змінної, для якої виконується аналіз (тобто ім’я задане в блоці [Scope]). Далі обирається вхідний сигнал (поле “Input”), номер сигналу (поле “Signal number”), вказується його частота та тривалість інтервалу для якого проводиться аналіз (поля “Fundamental frequency”, “Start time”, “Number of cycles”).

Результати гармонічного аналізу струму джерела живлення, для випадку активно-індуктивного навантаження та $\alpha = 40^\circ$, ілюструє рис. 1.25.

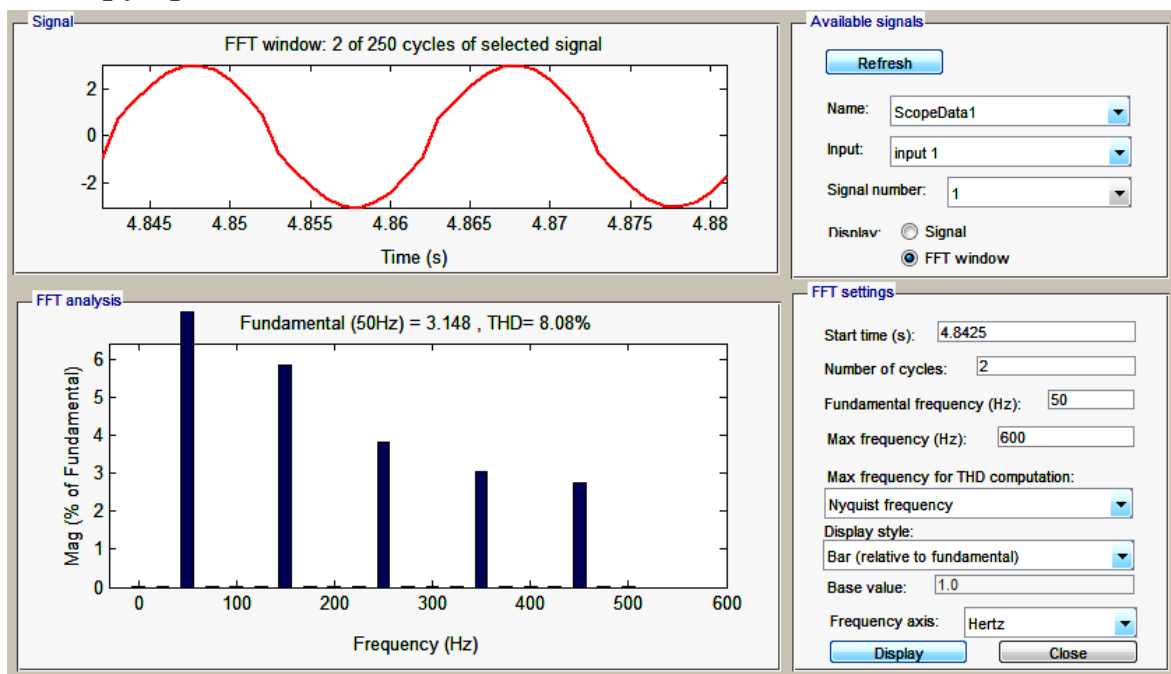


Рис. 1.25. Частотний спектр струму джерела живлення i_a

Згідно розрахунку, максимальну амплітуду $I_{1am} = 3,148$ А має перша (фундаментальна) гармоніка. В спектрі струму присутні

також вищі гармоніки з непарними номерами і частотами кратними 50-и (150 Гц, 250 Гц і т.д.), амплітуди яких значно менші.

Відмінність форми струму від синусоїдної характеризується коефіцієнтом гармонік, який дорівнює

$$THD = \frac{I_H}{I_F} 100\%, \quad (1.26)$$

де $I_H = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}$ – діюче значення струмів вищих гармонік; I_2, I_3, \dots, I_n – діючі значення струмів другої, третьої, ... n гармонік; I_F – діюче значення струму фундаментальної гармоніки.

Розрахований за (1.26) коефіцієнт гармонік випрямляча становить 8,08%.

В моделі показаній на рис. 1.26, в якості навантаження обрано активно-індуктивну ланку з ЕРС, що являє собою спрощену модель двигуна постійного струму. Параметри ланки наступні: активний опір $R_{load} = 2$ Ом; індуктивність $L_{load} = 20 \text{e-}3$ Гн; ЕРС = 120 В.

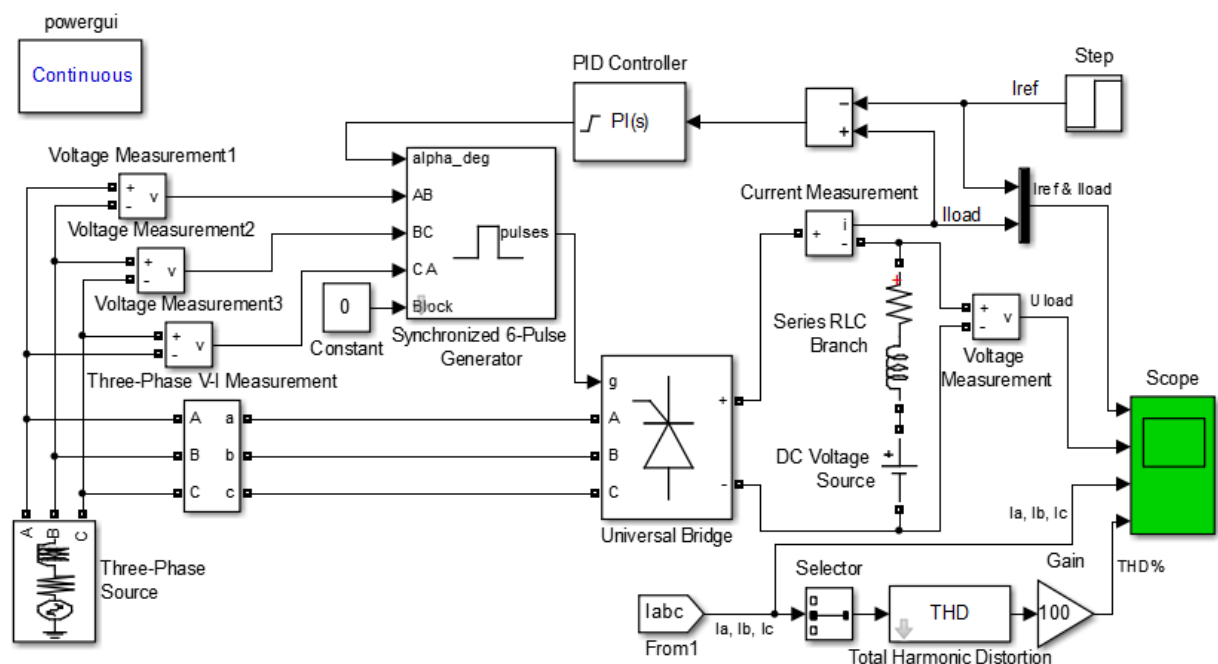


Рис. 1.26. Simulink-модель трифазного випрямляча з регулятором струму

Живлення двигуна здійснюється від трифазного джерела (блок [Three-Phase Source], фази якого з'єднані зіркою. Діюче значення лінійної напруги джерела задано 380 В, частота $f = 50$ Гц.

Параметри внутрішнього опору джерела є наступними: активний опір $R_s = 0,01$ Ом; індуктивність $L_s = 1e-3$ Гн.

Блок [Universal Bridge] моделює трифазний міст з трьома плечима (параметр “Number of bridge arms” заданий 3). В якості силових ключів обрано тиристори з параметрами R_{on} , U_f , R_s , C_s аналогічними, як і в попередній моделі. Керування тиристорами моста здійснюється від генератора імпульсів керування (блок [Synchronized 6-Pulse Generator]).

Для регулювання струму двигуна застосовано ПІ регулятор. Заданий блоком [Step] ступінчастий сигнал (параметри сигналу: “Step time” – 0,04 с; “Initial value” – 30; “Final value” – 60) I_{ref} , порівнюється з струмом I_{load} двигуна і подається на вхід регулятора. В налаштуванні блоку [PID Controller] задано: пропорційний коефіцієнт (Proportional) – 5; інтегральний коефіцієнт (Integral) – 100; початкові умови/інтегратор (Integrator) – 70; обмеження максимального значення сигналу (Upper saturation limit) – 160; обмеження мінімального значення сигналу (Lower saturation limit) – 20. З виходу регулятора необхідне значення кута керування подається на вхід генератора імпульсів керування α_{dig} .

Результати моделювання (блок [Scope]) ілюструє рис. 1.27.

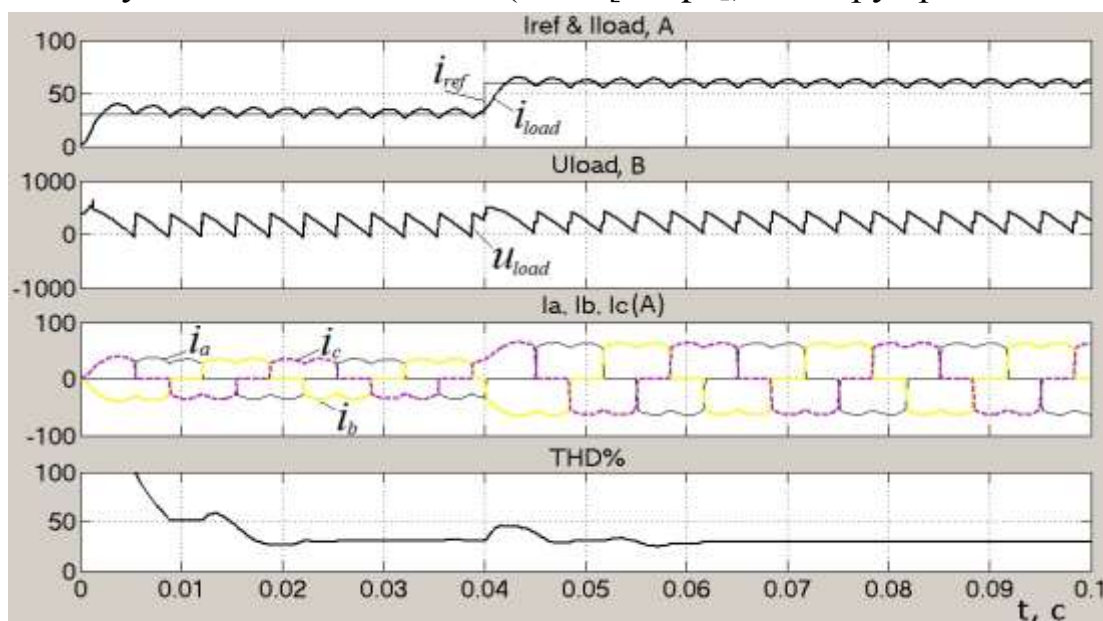


Рис. 1.27. Миттєві значення заданого i_{ref} та дійсного i_{load} струмів навантаження, напруги навантаження u_{load} , фазних струмів джерела i_a , i_b , i_c та коефіцієнту гармонік THD

Блок [Total Harmonic Distortion] призначений для вимірювання коефіцієнту гармонік струму джерела. Виміряне згідно виразу (1.26) значення коефіцієнту (%), подається на відповідний вхід осцилографа.

1.3. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

Перетворювачі постійної напруги в постійну (direct current→direct current – DC→DC) призначені для формування на виході постійної напруги заданого рівня (вищого або нижчого за вхідний), її стабілізації та (або) регулювання.

Розроблено значну кількість схем таких перетворювачів, і їх кількість постійно зростає (ця галузь сьогодні активно розвивається). Згідно з класифікацією наведеною в [16], можна виділити чотири основних типи зазначених перетворювачів: з широтно-імпульсним керуванням; з керованим обміном енергією між реактивними елементами; з використанням резонансних явищ LC-контурів; з дозованою передачею енергії в навантаження.

В даному підрозділі будуть розглянуті основні типи перетворювачів DC→DC класичної структури, які найчастіше застосовуються в системах живлення та електроприводу.

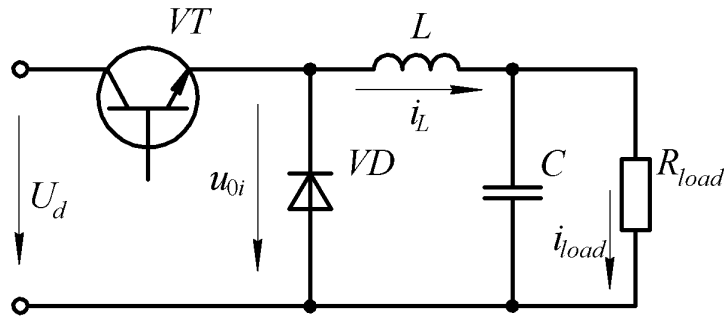
1.3.1. Перетворювачі з широтно-імпульсним керуванням

Широтно-імпульсні перетворювачі ШПП (choppers) перетворюють вхідну постійну напругу в імпульсну вихідну, середнє значення якої залежить від тривалості провідного стану СК.

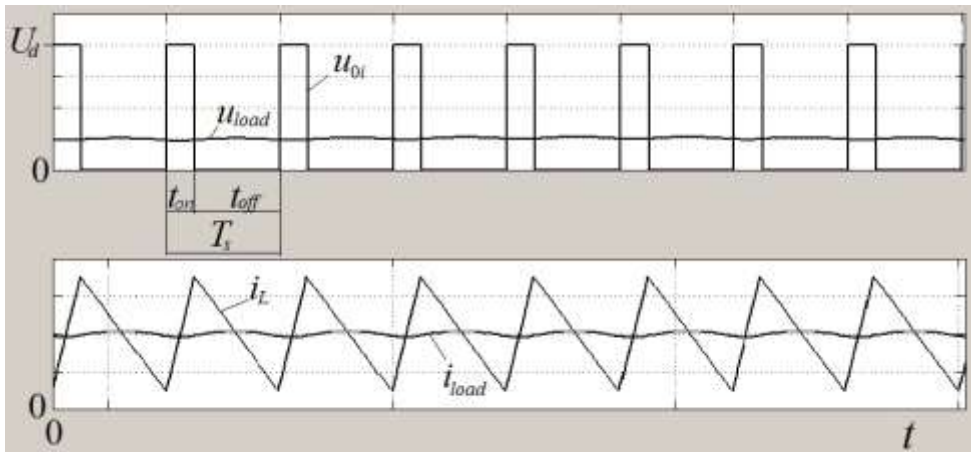
В залежності від типу схеми, зовнішні характеристики таких перетворювачів можуть розташовуватись у чотирьох квадрантах. Схема показана на рис. 1.28, *a*, являє собою однополярний ШПП (buck converter), вихідні характеристики якого розміщуються в першому квадранті.

При вмиканні транзистора *VT*, який працює в режимі ключа, струм починає протікати через індуктивність *L* та навантаження

R_{load} . Одночасно починається заряд конденсатора C . Таки чином, в навантаженні формується позитивна напруга. Коли транзистор закривається, вмикається розрядний діод VD через який протікає струм зумовлений наявністю індуктивного елемента. Одночасно, через навантаження відбувається розряд конденсатора C , що разом з індуктивністю виконують функцію низькочастотного фільтра, призначенням якого є виділення постійної складової вихідної напруги.



a



б

Рис. 1.28. Однополярний ШПІ: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми напруг та струмів

Змінюючи тривалість замкненого та розімкненого стану силового ключа, можна регулювати середнє значення напруги у навантаженні

$$U_{load} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{load} R_{load} dt = \frac{t_{on}}{T_s} U_d = f_s t_{on} U_d = \gamma U_d, \quad (1.27)$$

де $T_s = t_{on} + t_{off}$ – період імпульсів (рис. 1.28, б); t_{on} – тривалість замкненого стану ключа; t_{off} – тривалість розімкненого стану ключа; i_{load} – струм навантаження; R_{load} – опір навантаження; $f_s = 1/T_s$ – частота перемикавання ключа; U_d – значення вхідної напруги перетворювача; $\gamma = t_{on}/T_s$ – коефіцієнт заповнення.

Регулювання напруги в даній схемі за рахунок зміни коефіцієнту заповнення можна розглядати як модуляцію вхідної напруги силовим ключем. Як слідує з (1.27) можливі такі три способи зміни (модуляції) напруги:

широотно-імпульсна модуляція (ШІМ), коли $T_s = \text{const}$, $t_{on} = \text{var}$;

частотно-імпульсна модуляція (ЧІМ), коли $T_s = \text{var}$, $t_{on} = \text{const}$;

широотно-частотна модуляція (ШЧМ), коли $T_s = \text{var}$, $t_{on} = \text{var}$.

Якщо до кінця інтервалу розімкненого стану ключа струм навантаження не встигає зменшитись до нуля, то такий режим називають режимом нерозривних струмів. У більшості випадків такий режим є основним. Для уникнення розривних струмів (коли струм навантаження зменшується до нуля) значення індуктивності L такого перетворювача обирають з наступної умови [17]

$$L \geq \frac{R_{load}}{2f_s} (1 - \gamma_{min}), \quad (1.28)$$

де γ_{min} – мінімальне значення коефіцієнту заповнення.

1.3.2. Перетворювачі з керованим обміном енергією між реактивними елементами

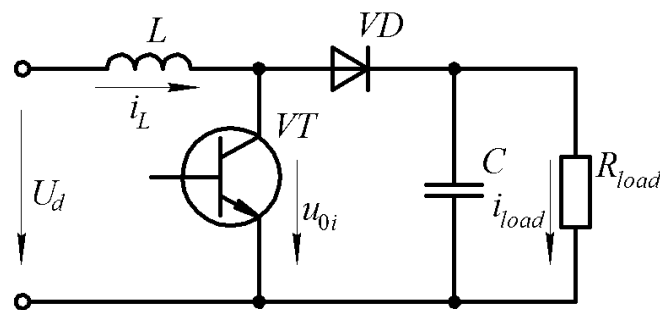
Вихідна напруга перетворювачів з широтно-імпульсним керуванням принципово не може бути більшою за вхідну напругу U_d . Для того, щоб отримати напругу вище вхідної, використовують схеми з керованим обміном енергією між реактивними елементами. Принципова схема такого перетворювача (boost converter) показана на рис. 1.29, а.

В даній схемі транзистор VT підключений паралельно до навантаження. В усталеному режимі роботи, протягом часу коли ключ замкнений, струм від джерела живлення протікає через

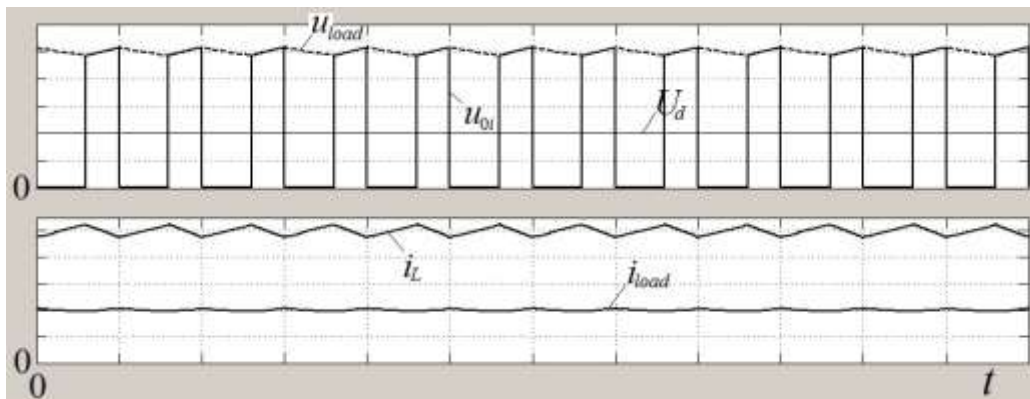
індуктивність L , в якій накопичується енергія. Напряга на виході перетворювача дорівнює напрузі на конденсаторі C , що в цей момент розряджається, підтримуючи сталою напругу в навантаженні R_{load} . Діод VD попереджує розряд конденсатора через замкнений ключ. Після розмикання ключа до навантаження буде прикладена сумарна напруга (сума вхідної напруги та напруги на індуктивності), яка одночасно підзаряджає конденсатор C . Для розімкненого стану ключа вихідна напруга визначається рівнянням

$$u_{load} = U_d + u_L = U_d + L \frac{di_L}{dt}, \quad (1.29)$$

де u_L, i_L – напруга та струм індуктивності.



a



б

Рис. 1.29. Перетворювач з паралельним СК: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми напруг та струмів

Якщо прийняти параметри всіх елементів схеми ідеальними (силовий ключ ідеальний, вихідна напруга постійна), то зв'язок вихідної та вхідної напруг (регульовальна характеристика) виразиться наступним співвідношенням

$$U_{load} = \frac{U_d T_s}{t_{off}} = \frac{U_d}{1 - \gamma}. \quad (1.30)$$

Як слідує з (1.30), регулювати вихідну напругу в навантаженні можна шляхом зміни коефіцієнту заповнення. Очевидно, що напруга ідеального перетворювача може змінюватись від U_d при $\gamma = 0$ до ∞ при $\gamma = 1$. В реальних схемах, внаслідок втрат енергії в елементах, максимальне значення вихідної напруги зазвичай становить $(2 \div 3) \cdot U_d$.

Для середніх значень струмів можна записати

$$I_L = \frac{I_{load}}{1 - \gamma}, \quad (1.31)$$

що слідує з балансу потужності. Тобто ідеальний перетворювач має подібну до трансформатора властивість – в скільки разів підвищується вихідна (вторинна) напруга, в скільки ж разів збільшується споживаний (первинний) струм.

Регулювальна характеристика перетворювача з врахуванням опорів елементів має наступний вигляд [17]

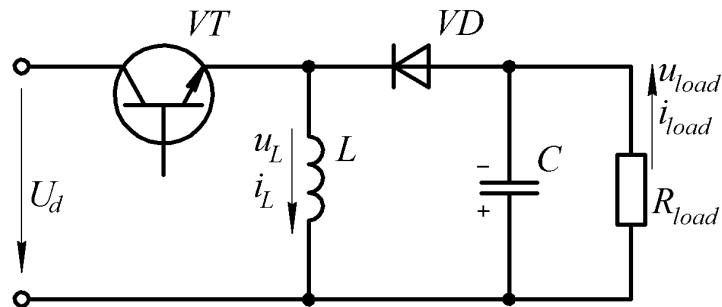
$$U_{load} = \frac{U_d}{\left(1 + \frac{2r}{R_{load}}\right)(1 - \gamma)}, \quad (1.32)$$

де r – повний опір розрядного кола індуктивності.

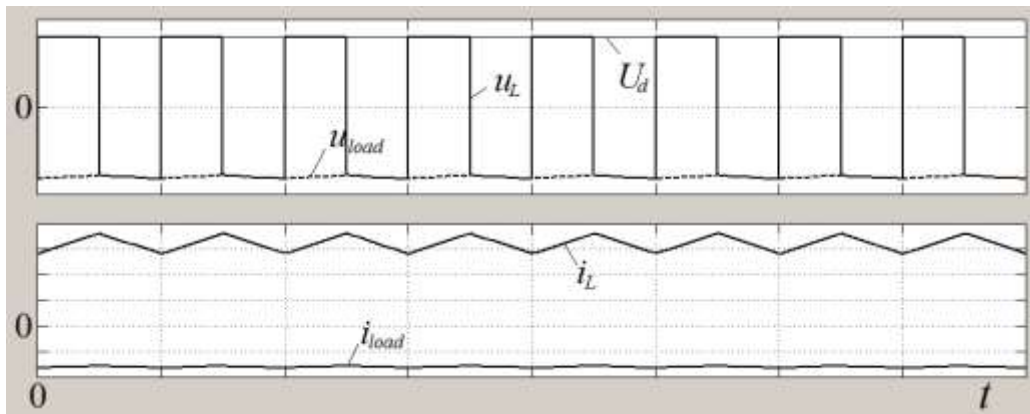
Даний вираз справедливий для $\gamma \leq \gamma_{cr}$, де $\gamma_{cr} = 1 - \sqrt{r/R_{load}}$ – критичний коефіцієнт заповнення при перевищенні якого регулювальна характеристика стає спадною. Це пояснюється тим, що зі збільшенням коефіцієнту заповнення зростає падіння напруги на розрядному опорі r , яке вже не компенсується зростанням струму в індуктивності.

Схема з послідовним ключовим елементом (рис. 1.28) може тільки знижувати вхідну напругу, а схема з паралельним ключовим елементом (рис. 1.29) – підвищувати. Перетворювач схема якого показана на рис. 1.30, а (buck-boost converter), забезпечує регулювання вихідної напруги як вище, так і нижче від рівня

вхідної. Особливістю даної схеми є те, що її вихідна напруга має протилежну полярність відносно вхідної. Тому перетворювачі даного типу називаються *інвертувальними*.



a



б

Рис. 1.30. Інвертувальний перетворювач: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми напруг та струмів при $\gamma = 0,5$

Робота перетворювача відбувається наступним чином. Коли транзистор *VT* відкритий, відбувається накопичення енергії в індуктивності *L*. Діод *VD* при цьому виявляється закритий прикладеною зворотною до нього вхідною напругою U_d . Після закривання транзистора *VT*, струм через індуктивність продовжує протікати в тому ж напрямку, завдяки накопиченій в магнітному полі енергії, але вже через згладжувальний конденсатор *C*, заряджаючи його, навантаження R_{load} та відкритий прикладеною прямою напругою діод *VD*. Таким чином, напруга навантаження має зворотну полярність до вхідної напруги. Часові діаграми, що ілюструють роботу схеми, показані на рис. 1.30, *б*.

Інвертувальний перетворювач може працювати в режимі розривних або нерозривних струмів. Регульовальна характеристика

для останнього режиму за наявності ідеальних елементів схеми може бути записана як [18]

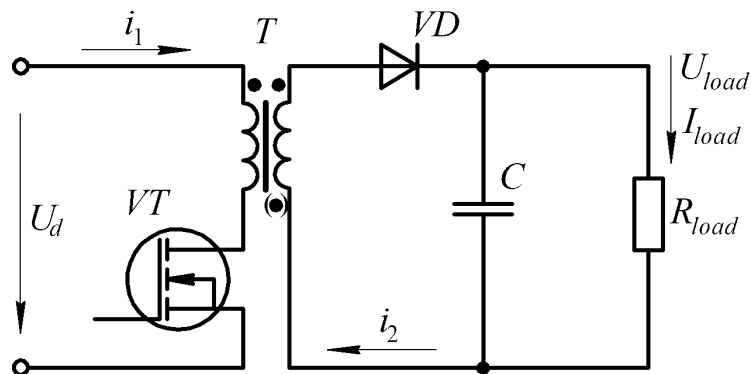
$$\frac{U_{load}}{U_d} = -\frac{\gamma}{1-\gamma}, \quad (1.33)$$

звідки видно, що при $\gamma < 0,5$ перетворювач працює із зниженням вхідної напруги, а при $\gamma > 0,5$ з її підвищенням. В деяких випадках інвертувальна схема працює з $\gamma = 0,5$, наприклад для отримання на виході двополярної напруги.

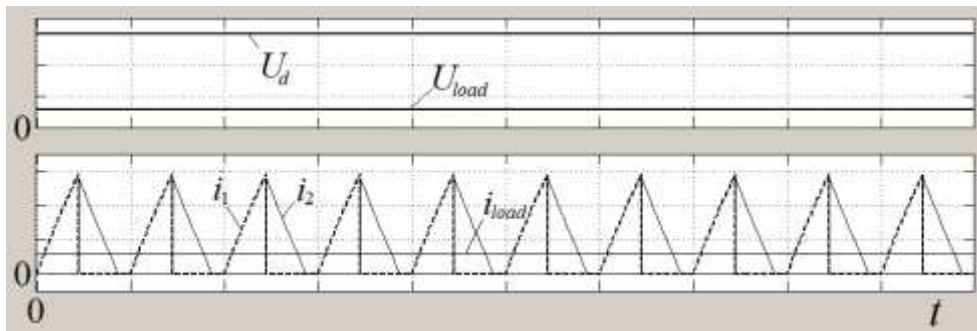
Якщо в двох попередніх схемах замінити накопичувальну індуктивність L на трансформатор, то коло живлення та навантаження будуть гальванічно розділені, що суттєво підвищить електробезпеку конструкції. Крім того (як буде показано далі), вихідна напруга такого перетворювача залежить також від співвідношення витків обмоток трансформатора. Тому, при значній відмінності вхідної та вихідної напруг спрощується узгодження їх рівнів. Трансформатор в даному випадку працює на високій частоті (до 100 кГц при використанні в якості силового ключа MOSFET), а отже має відносно невеликі габарити. Схеми таких перетворювачів поділяються на *однотактні*, тобто такі в яких енергія передається протягом однієї частини періоду перетворення та *двотактні*, якщо енергія передається протягом всього періоду.

Схема *однотактного прямоходового перетворювача* (forward converter) показана на рис. 1.31, *а*. Робота схеми відбувається наступним чином. При відкриванні транзистора VT , в первинній обмотці трансформатора T починає протікати струм i_1 і енергія з первинної обмотки передається до вторинної. Напруга вторинної обмотки через відкритий діод VD прикладається до навантаження R_{load} , одночасно підзаряджаючи накопичувальний конденсатор C . При закриванні транзистора напруга, зумовлена ЕРС самоіндукції вторинної обмотки, закриває діод VD і напруга в навантаженні підтримується за рахунок розряду конденсатора C . Таким чином, енергія в прямоходовому перетворювачі передається в момент коли СК відкритий.

Якщо в схемі, показаній на рис. 1.31, *a*, поміняти місцями початок і кінець вторинної обмотки (як показано на рисунку в дужках), то передача енергії в навантаження буде відбуватись в момент коли СК закритий. Перетворювач такого типу називається *зворотноходовим* (flyback converter).



a



б

Рис. 1.31. Однотактний перетворювач: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми напруг та струмів

Після відкриття транзистора *VT*, як і в попередньому випадку, відбувається накопичення енергії в магнітному полі трансформатора *T*. Проте струм у вторинній обмотці тепер відсутній, оскільки діод *VD* закритий зворотною напругою. Після закривання транзистора відбувається передача енергії з вторинної обмотки трансформатора через відкритий діод *VD* до накопичувального конденсатора *C* та навантаження *R_{load}*. Оскільки процес накопичення та передачі енергії розділені в часі, то трансформатор *T*, в даному випадку, працює як накопичувальний дросель. Осцилограми напруг та струмів, що ілюструють роботу схеми показані на рис. 1.31, *б*.

Регульовальна характеристика зворотноходового перетворювача має наступний вигляд [17]

$$U_{load} = \frac{U_d R_{load} \gamma w_1 (1 - \gamma)}{2L_p f_s w_2}, \quad (1.34)$$

де w_1 , w_2 – кількість витків первинної та вторинної обмотки трансформатора відповідно; L_p – індуктивність первинної обмотки.

З наведеного виразу видно, що максимум вихідної напруги матиме місце при $\gamma = 0,5$, а зменшення вихідної напруги можливо реалізувати як збільшенням, так і зменшенням коефіцієнту заповнення. Однак на практиці для регулювання напруги в навантаженні найчастіше використовують діапазон зміни коефіцієнту в межах $\gamma = 0 \div 0,5$. При цьому в схемі забезпечується режим розривних струмів, а процеси передачі та накопичення енергії розділені в часі. При збільшенні γ більше 0,5 в обмотках трансформатора з'являється постійна складова, що призводить до зменшення вихідного струму.

Основними перевагами наведених імпульсних перетворювачів є високий ККД, зумовлений відносно невеликими втратами в ключових елементах, а також добрі масогабаритні показники. До недоліків можна віднести високий рівень пульсації вихідної напруги, високий рівень електромагнітних завад, що вимагає наявності вхідного фільтра, а також підвищені вимоги до динамічних характеристик СК та діодів.

1.3.3. Резонансні перетворювачі

Динамічні втрати, розглянутих вище перетворювачів, зростають зі збільшенням частоти перемикання СК. Оскільки збільшення частоти комутації дозволяє зменшити масу та габарити реактивних елементів, з метою зменшення зазначених втрат та збільшення ККД, застосовують *резонансні перетворювачі*. В них перемикання СК здійснюється в момент, коли напруга на ключі або струм, або одночасно напруга і струм дорівнюють нулю. Досягається це введенням у схему силового ключа реактивних

елементів (індуктивності та ємності) з'єднаних таким чином, щоб утворився резонансний контур.

Схеми, зображені на рис. 1.32, *а* забезпечують перемикання СК при нульовому струмі, а на рис. 1.32, *б* при нульовій напрузі.

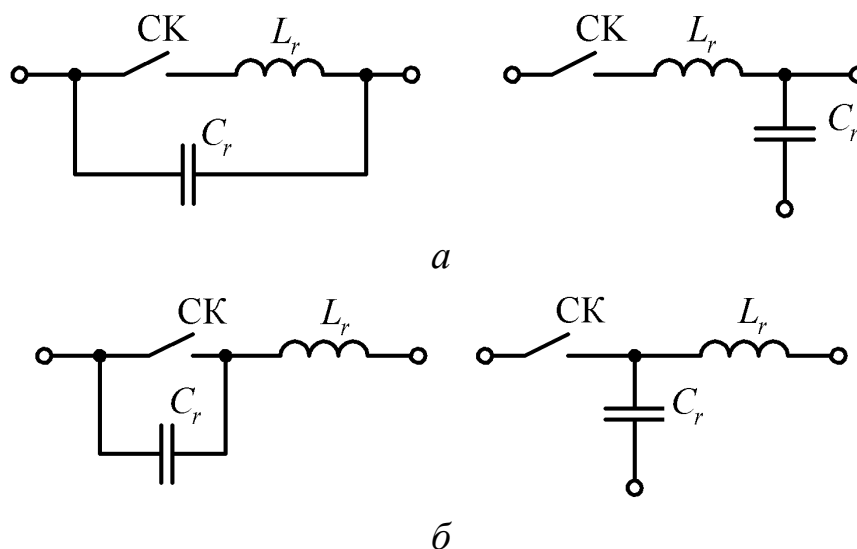


Рис. 1.32. Резонансні ключі

Будь-який з розглянутих вище перетворювачів, може бути виконаний з резонансним ключем. Так, наприклад, схему знижувального перетворювача з перемиканням при нульовому струмі, можна отримати, якщо вести в схему однополярного ШПІ (рис. 1.28, *а*) резонансний контур (рис. 1.33, *а*). Розглянемо роботу схеми, вважаючи струм навантаження I_{load} сталим, а $L \gg L_r$.

Після подачі імпульсу напруги керування u_{VT} на вмикання транзистора VT , його струм i_{sw} починає зростати. В момент часу t_1 починається заряд ємності резонансного ключа C_r (рис. 1.33, *б*). Заряд конденсатора продовжується до моменту t_2 , коли струм транзистора стане рівним струму навантаження I_{load} , після чого конденсатор починає розряджатись. Вимикання транзистора відбувається в момент t_3 при нульовому струмі ключа, тобто без втрат. В інтервалі t_3-t_4 конденсатор C_r розряджається через навантаження R_{load} .

Регулювання середнього значення напруги схеми може бути виконано тільки за рахунок зміни тривалості періоду T_s , так як тривалість півхвилі напруги на конденсаторі визначається власною

частотою коливального контуру $L_r C_r$. Зміна періоду T_s призводить до зміни тривалості паузи t_4-t_5 , регулюючи відносну тривалість імпульсу напруги, тобто регулювання є частотно-імпульсним.

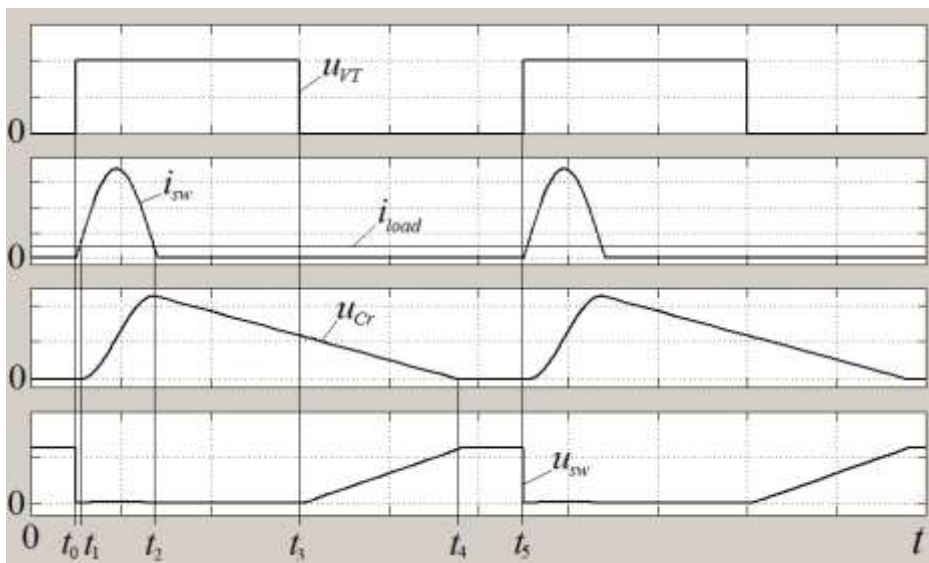
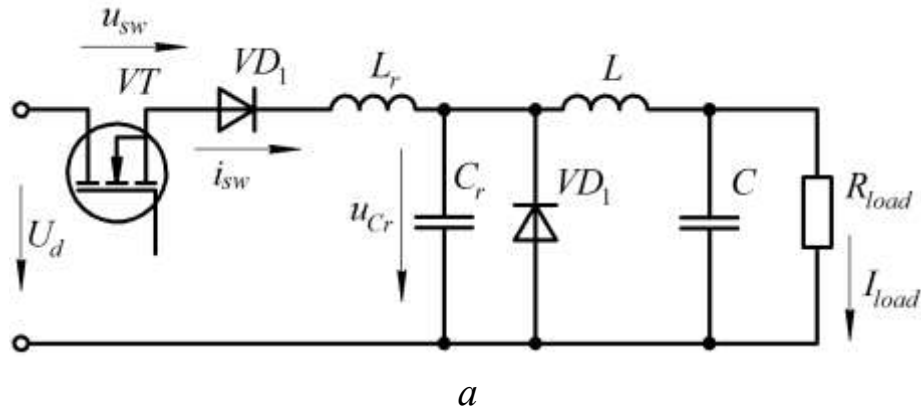


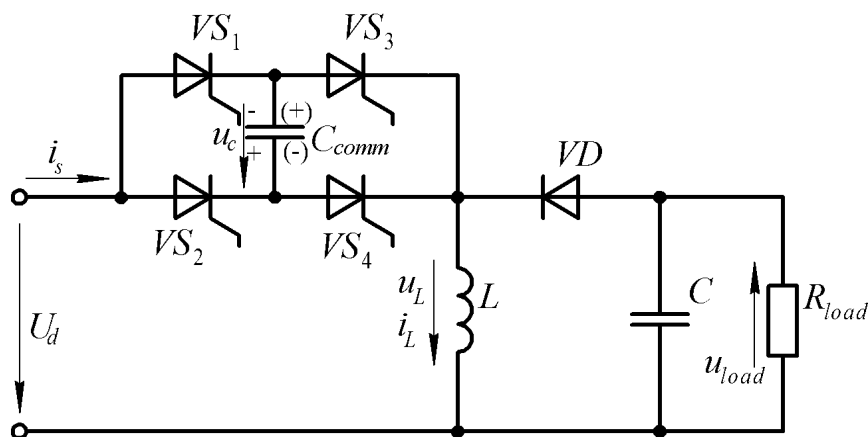
Рис. 1.33. Резонансний перетворювач з перемиканням при нульовому струмі: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми напруг та струмів

Перевагами резонансних перетворювачів є їх відносна простота та можливість використання в якості коливального контуру паразитних параметрів силового ключа та схеми.

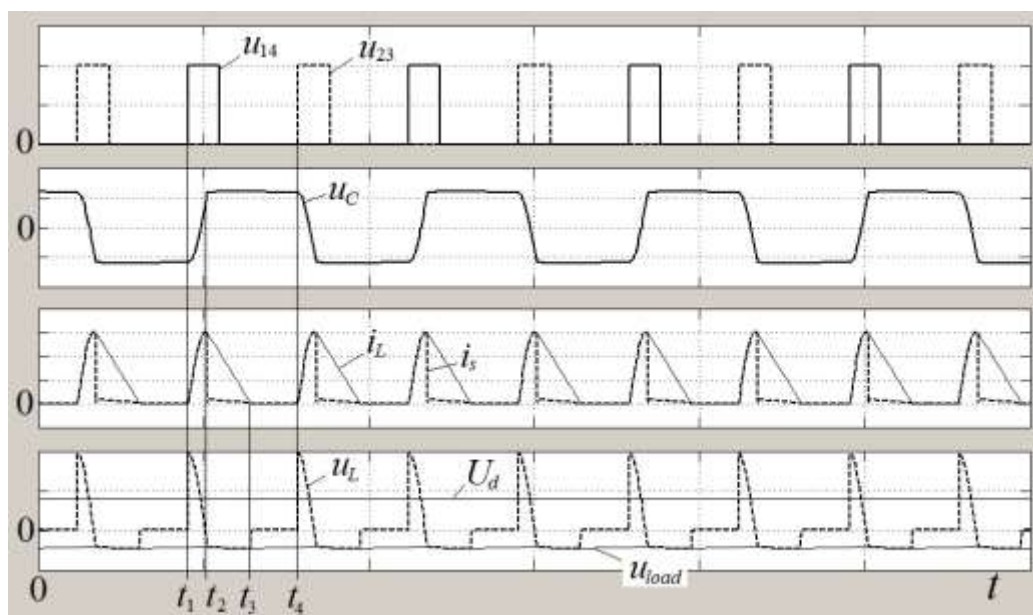
1.3.4. Тиристорні перетворювачі з дозованою передачею енергії в навантаження

Як відомо, для того щоб забезпечити вимкнення ключів, виконаних на неповністю керованих тиристорах, необхідно

забезпечити спадання прямого струму до нуля. В багатьох випадках це досягається за рахунок додаткових вузлів примусової (штучної) комутації, що виконуються на основі енергонакопичуючих елементів (зазвичай конденсаторів). В певних типах схем конденсатор може виконувати не тільки функцію примусової комутації, але й передачу до навантаження певних дозованих порцій енергії. Один із варіантів такого DC→DC перетворювача показаний на рис. 1.34, а.



а



б

Рис. 1.34. Перетворювач з дозованою передачею енергії до навантаження: а – принципова схема; б – осцилограми напруг та струмів

Схема містить тиристорний міст VS_1 - VS_4 , який разом з комутувальним конденсатором C_{comm} здійснюють функцію дозованої передачі енергії в навантаження. В індуктивності L та конденсаторі C відбувається накопичення енергії, яка передається потім до навантаження R_{load} . Часові діаграми, що ілюструють роботу схеми, показані на рис. 1.34, б.

Робота перетворювача відбувається наступним чином. Нехай, в момент часу t_1 імпульс напруги керування u_{14} подається на відкриття тиристорів VS_1 , VS_4 . Конденсатор C_{comm} , заряджений в цей момент напругою u_C з полярністю показаною на рис. 1.34, а без дужок, починає перезаряджатись через індуктивність L , в якій відбувається накопичення енергії. В момент часу t_2 напруга на індуктивності u_L зрівнюється з вихідною u_{load} і процес перезаряду конденсатора закінчується, а напруга на ньому стає рівною початковій але із зворотною полярністю, що показана на рис. 1.34, а в дужках. Оскільки напруга на конденсаторі більше не змінюється, тиристири VS_1 , VS_4 закриваються. Після закривання тиристорів, протягом інтервалу t_2 - t_3 , струм через індуктивність i_L , внаслідок накопиченої енергії, продовжує протікати через накопичувальний конденсатор C , навантаження R_{load} та відкритий прикладеною прямою напругою діод VD . Коли струм i_L зменшиться до нуля (в момент часу t_3) діод закривається. На інтервалі t_3 - t_4 відбувається розряд конденсатора C через навантаження. В момент часу t_4 напруга керування u_{23} подається на іншу пару тиристорів – VS_2 , VS_3 , і процес в схемі повторюється, а конденсатор перезаряджається до полярності, вказаної на рис. 1.34, а без дужок.

Середнє значення вихідної напруги перетворювача може бути записане в наступному вигляді [19]:

$$U_{load} = LR_{load}C_{comm}f_sU_d\left(1 + \sqrt{1 + 1/R_{load}C_{comm}f_s}\right), \quad (1.35)$$

звідки видно, що вихідна напруга пропорційна частоті перемикання тиристорів f_s , тобто регулювання здійснюється способом частотно-імпульсної модуляції.

1.3.5. Розрахунок перетворювачів постійного струму

Simulink-модель, показана на рис. 1.35, моделює інвертувальний перетворювач (buck-boost converter) принципова схема якого, відповідає рисунку 1.30, *a* (підрозділ 1.3.2). В якості силового ключа використовується MOSFET з паралельним зворотним діодом (блок [Mosfet]). Керується ключ від генератора імпульсів [Pulse Generator]. У вікні параметрів цього блоку задаються період (с), ширина імпульсів керування (γ % від періоду) та їх амплітуда.

Виміряні блоком [Multimeter] значення напруги U_{load} та струму I_{load} в навантаженні (середні значення), визначаються за показами блоку [Display1]. Для цього параметр “Measurements” блоку навантаження [Series RLC Branch (Rload, Ohms)] необхідно встановити “Branch voltage and current” (вимірювання напруги та струму ланки). Тоді, ці два параметри з’являться в полі доступних вимірів (“Available Measurements”) блоку [Multimeter]. Середнє значення від добутку зазначених величин становить корисну потужність P_2 , яку показує блок [Display]. Споживана перетворювачем потужність визначається аналогічно, на підставі напруги та струму джерела, за показами блоку [Display2].

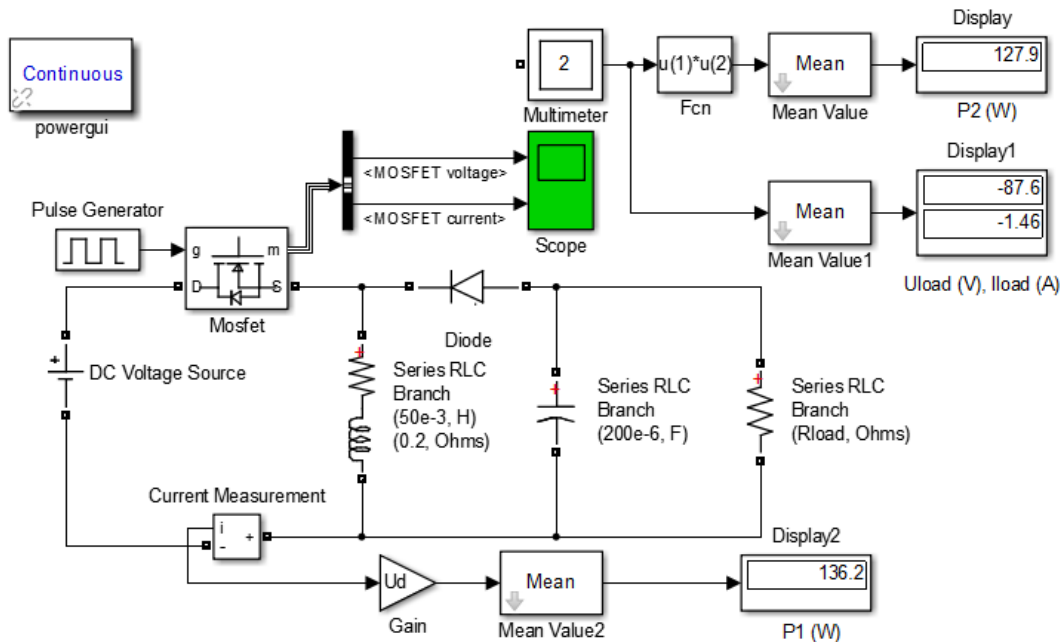


Рис. 1.35. Simulink-модель інвертувального перетворювача

Напруга джерела (блок [DC Voltage Source]) задана рівною $U_d = 40$ В. У вікні параметрів блоку [Pulse Generator] задано амплітуду імпульсів керування (параметр “Amplitude”) рівною 1 з періодом (параметр “Period”) $1/1000$, що відповідає частоті перемикання ключа $f_s = 1000$ Гц. Параметри силового ключа (блок [Mosfet]) прийняті наступними: “FET resistance R_{on} (Ohms)” – 0.1; “internal diode inductance L_{on} (H)” – 0; “Internal diode resistance R_d (Ohms)” – 0.01; “Internal diode forward voltage V_f (V)” – 0.8; “Snubber resistance R_s (Ohms)” – $1e5$; “Snubber capacitance C_s (F)” – inf. Прямі напруга та опір діоду (блок [Diod]) задані відповідно $V_f = 0.8$, $R_{on} = 0.1$. Період усереднення блоків [Mean Value] (параметр “Averaging period (s)”) дорівнює періоду перемикання, тобто $1/1000$ с. Параметри інших елементів зазначені на рис. 1.35.

Для отримання зовнішніх характеристик $U_{load}(I_{load})$ потрібно змінювати опір навантажувального резистора R_{load} (блок [Series RLC Branch (R_{load} , Ohms)]) при сталих значеннях коефіцієнту заповнення $\gamma = \text{const}$ та напруги живлення $U_d = \text{const}$, фіксуючи при цьому напругу та струм навантаження. Коефіцієнт заповнення визначається шириною імпульсу, що задається відповідним параметром блоку [Pulse Generator] (параметр “Pulse Width (% of period)”), тобто $\text{Pulse Width (\% of period)}/100$. Розраховані характеристики (для різних значень γ), показані на рис. 1.36, а.

Залежність вихідної напруги від коефіцієнту заповнення $U_{load}(\gamma)$ (регульовальна характеристика) для різних значень опору навантаження, показана на рис. 1.36, б. Як видно з рисунку, при досягненні критичного коефіцієнту заповнення γ_{cr} характеристика стає спадною.

ККД перетворювача, для різних значень навантаження, показаний на рис. 1.37. Як видно з рисунку, більші значення ККД перетворювача відповідають меншим струмам навантаження.

Наступна модель (рис. 1.38) ілюструє однополярний ШПП виконаний на керованому ГТО тиристорі. Схематика пристрою аналогічна показаній на рис. 1.28. В якості навантаження

використовується активно-індуктивна ланка з ЕРС, що являє собою спрощену модель постійного струму.

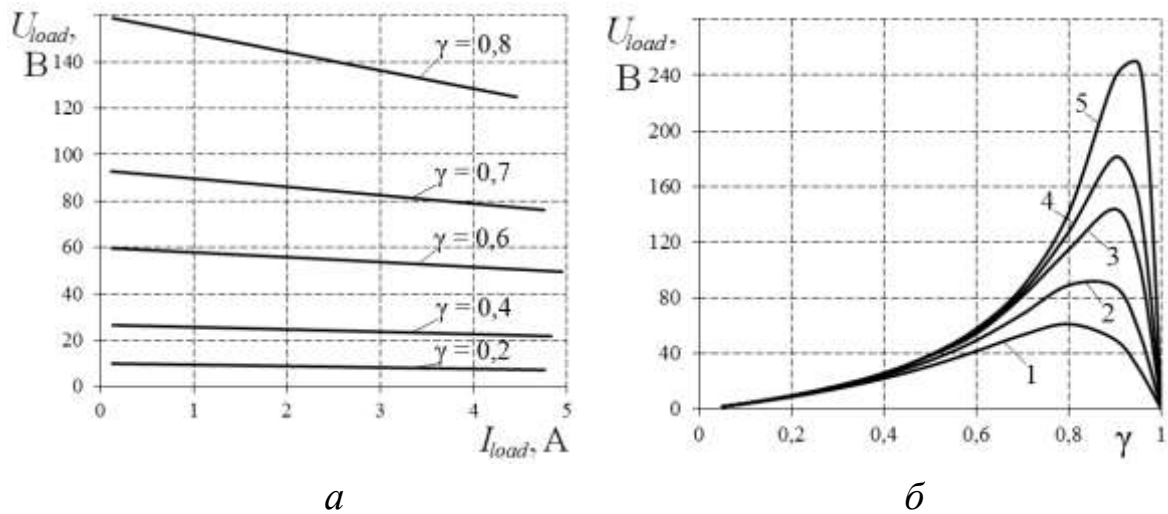


Рис. 1.36. Характеристики інвертувального перетворювача: *а* – зовнішні; *б* – регулювальні (крива 1 для $R_{load} = 5$ Ом, крива 2 для $R_{load} = 10$ Ом, крива 3 для $R_{load} = 20$ Ом, крива 4 для $R_{load} = 30$ Ом, крива 5 для $R_{load} = 60$ Ом)

ЕРС якоря двигуна моделюється керованим джерелом напруги. В реальній машині постійного струму ЕРС пропорційна частоті обертання ротора і залежить від навантаження. Одним із можливих способів керування двигуном є регулювання обертового моменту. В даній моделі застосовано гістерезисний регулятор струму для підтримання сталого значення моменту.

Вимірювання струму здійснюється з використанням фільтру, що реалізується блоком [Transfer Fcn]. Регулятор порівнює вимірний струм навантаження із заданим у блоці [Constant] значенням і генерує сигнал керування тиристором.

Параметри блоків задані наступними. Напруга джерела постійного струму (блок [DC Voltage Source]) – 250 В. Параметри силового ключа (блок [Gto]): “FET resistance R_{on} (Ohms)” – 0.05; “Inductance L_{on} (H)” – 0; “Forward voltage V_f (V)” – 1; “Current 10% fall time T_f (s)” – $1e-6$; “Current tail time T_t (s)” – $1e-6$. Прямі напруга та опір діоду (блок [Diod]) задані відповідно $V_f = 0.6$, $R_{on} = 0.05$. Параметри обмотки якоря ([Series RLC Branch1]: активний опір, “Resistance (Ohms)” – 5; індуктивність, “Inductance (H)” $1e-3$.

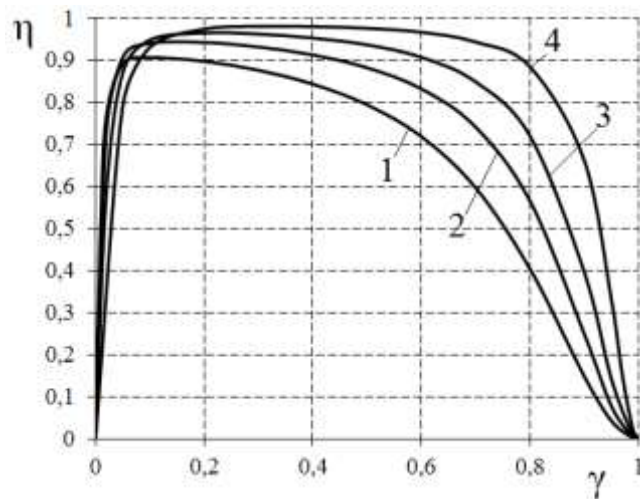


Рис. 1.37. Залежність ККД від коефіцієнту заповнення γ : крива 1 для $R_{load} = 5$ Ом; крива 2 для $R_{load} = 10$ Ом; крива 3 для $R_{load} = 20$ Ом; крива 4 для $R_{load} = 60$ Ом

Ширина зони гістерезису регулятора задана 1 ампер. Відповідні параметри блоку [Relay] становлять “Switch on point” – 0.5, “Switch off point” – -0.5. Для зменшення пульсацій струму послідовно з навантаженням увімкнено індуктивність $1e-2$ Гн (блок [Series RLC Branch]).

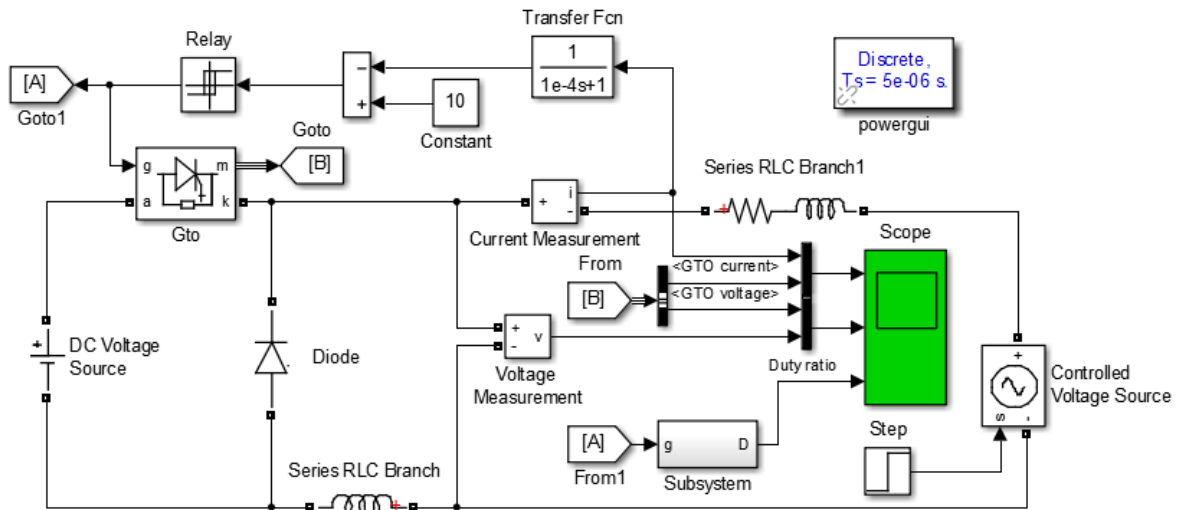


Рис. 1.38. Simulink-модель однополярного ШП

Значення ЕРС в момент вмикання, задане блоком [Step], дорівнює 50 В (параметр “Initial value”). В момент часу 0,004 с (параметр “Step time”) ЕРС стає рівною 100 В (параметр “Final value”).

Результати розрахунку миттєвих значень напруг та струмів схеми а також коефіцієнту заповнення показані на рис. 1.39.

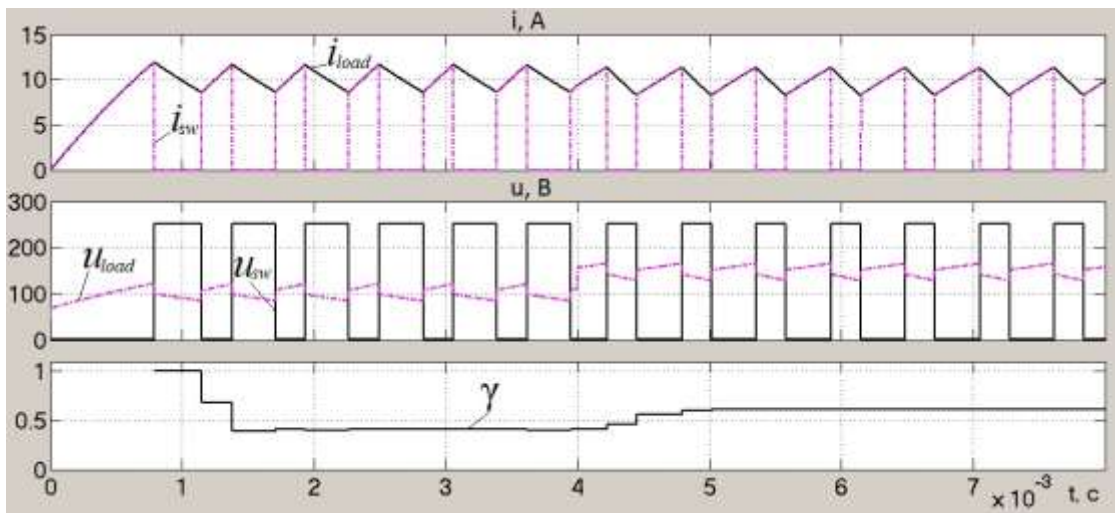


Рис. 1.39. Осцилограми струмів ключа i_{sw} , навантаження i_{load} , напруги на ключі u_{sw} , в навантаженні u_{load} та коефіцієнту заповнення γ

Вимірювання коефіцієнту заповнення здійснюється блоком [Subsystem], структуру якого ілюструє рис. 1.40.

Блок містить два ідентичних вимірювальних канали. Перший канал, з блоком [Integrator1], вимірює тривалість паузи між імпульсами. Другий канал, з блоком [Integrator2], вимірює тривалість імпульсу. Відповідні виміряні значення подаються на вхід блоків [Unit Delay Enabled1-2] де відбувається зберігання поточного значення часу до наступного циклу вимірювання, який відбувається кожний період.

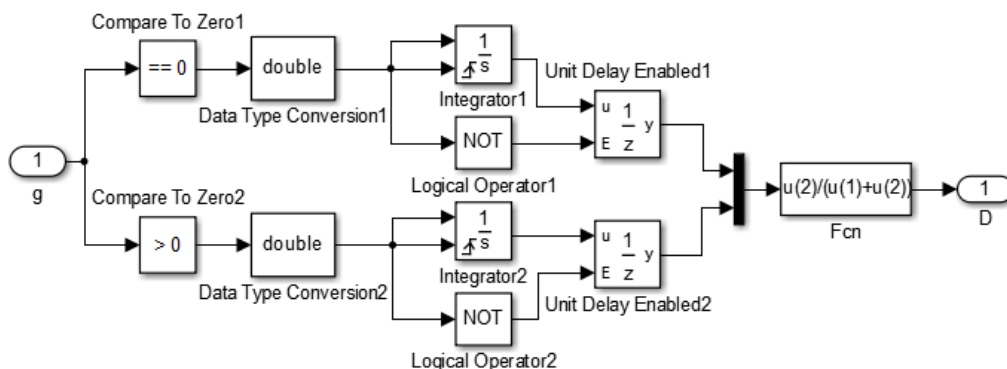


Рис. 1.40. Структура блоку [Subsystem]

Блок [Fcp] здійснює обчислення коефіцієнту заповнення згідно виразу $\gamma = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$.

1.4. ІНВЕРТОРИ

Процес перетворення постійного струму в змінний називається інвертуванням, а відповідний перетворювач, який здійснює передачу енергії від кола постійного струму до кола змінного – *інвертором*.

Розрізняють інвертори *ведені мережею*, в яких комутація силових ключів здійснюється згідно з параметрами існуючої мережі змінного струму, та *автономні інвертори*, що працюють на автономне навантаження. Параметри напруги останніх визначаються схемою перетворення, системою керування й режимом роботи

Ведені мережею (залежні) інвертори можуть працювати тільки за умови приєднання до мережі змінної струму, в яку передається активна потужність від мережі постійного струму.

За характером електромагнітних процесів автономні (незалежні) інвертори поділяються на *інвертори напруги (AИH)*, *інвертори струму (AIC)*, а також *резонансні інвертори*: в тому сенсі, що в перших двох типах інвертор являє собою джерело напруги або струму, а в останньому навантаження входить до складу коливального контуру і струм силових ключів має коливальний характер протягом інтервалу їх провідності.

1.4.1. Інвертори ведені мережею

Принципові схеми інверторів ведених мережею не відрізняються від схем керованих випрямлячів. Тому, такі пристрої часто використовуються у випадках, коли потрібно здійснювати рекуперацію (повернення) енергії з кола постійного струму у коло змінного. Прикладом може бути машина постійного струму, яка

переходить з режиму двигуна в режим генератора під дією навантаження, моменту інерції, тощо. В перетворювачі при цьому відбувається зміна напрямку потоку активної потужності (вона передається в мережу змінного струму). Також ведені інвертори використовуються для рекуперації в енергетиці під час передачі енергії постійним струмом.

Принцип роботи однопівперіодного веденого інвертора ілюструє рис. 1.41.

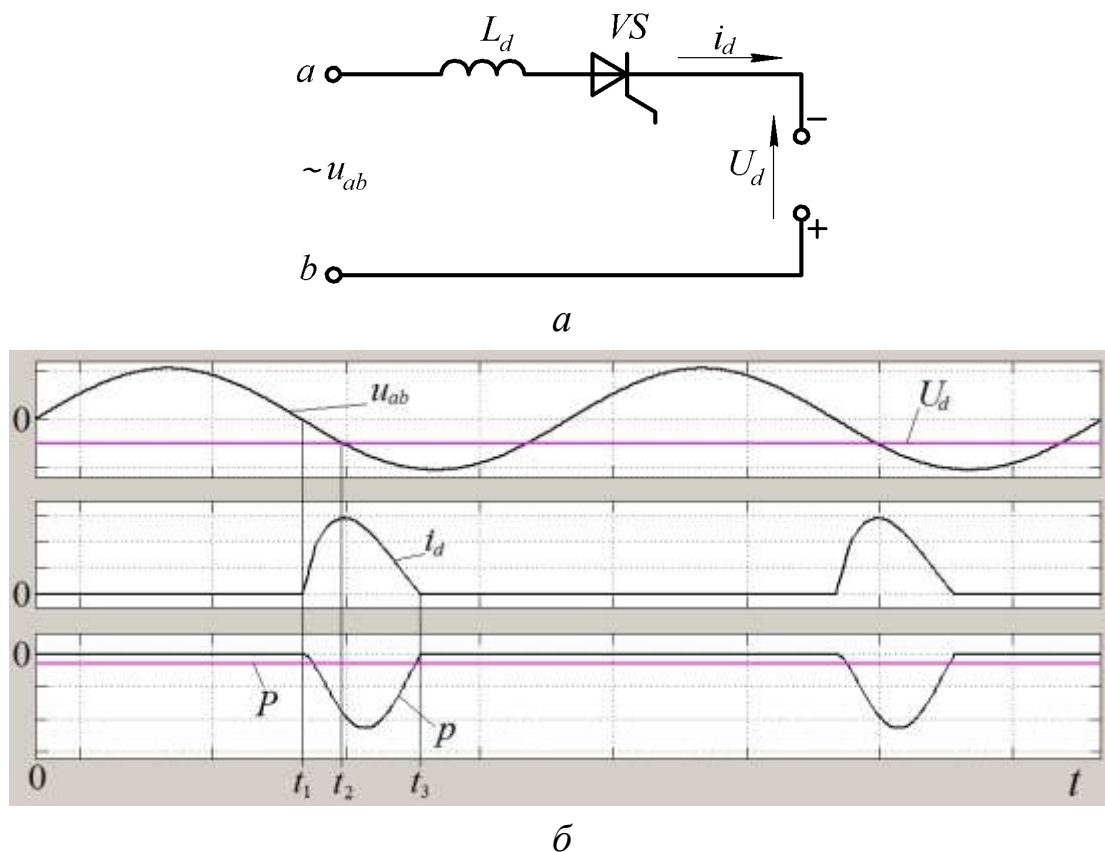


Рис. 1.41. Однопівперіодний інвертор: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми напруг u_{ab} , U_d , струму i_d , миттєвого значення потужності p , активної потужності P

Якщо подати на тиристор VS імпульс керування в момент часу t_1 , тиристор вмикається, оскільки в цей момент $u_{ab} > U_d$. Внаслідок прикладеної різниці напруг, через тиристор починає протікати струм i_d . Наявність в колі індуктивності L_d обмежує швидкість зростання струму та його максимальне значення. Тому, струм i_d буде плавно зростати до моменту часу t_2 поки u_{ab} стане рівним U_d . Завдяки накопиченій в індуктивності енергії, струм

продовжуватиме протікати у колі і після того, як u_{ab} стане меншим U_d (на інтервалі t_2-t_3). Коли струм i_d стане меншим ніж струм утримання тиристора останній закривається. Далі цей процес періодично повторюється.

Як видно з рис. 1.41, β середнє значення потужності (активна потужність) має від'ємне значення, що свідчить про те, що енергія передається в мережу змінного струму. Тобто коло постійного струму генерує активну потужність в коло змінного струму.

Для реалізації інверторного режиму необхідно, щоб кут керування тиристором α був більший $\pi/2$. Зазвичай, під час аналізу інверторних схем, замість кута керування використовують *кут випередження* β , який пов'язаний з кутом α наступним співвідношенням

$$\beta = \pi - \alpha. \quad (1.36)$$

Це робить залежності характеристик інвертора від кута β подібними до залежностей відповідних характеристик випрямляча.

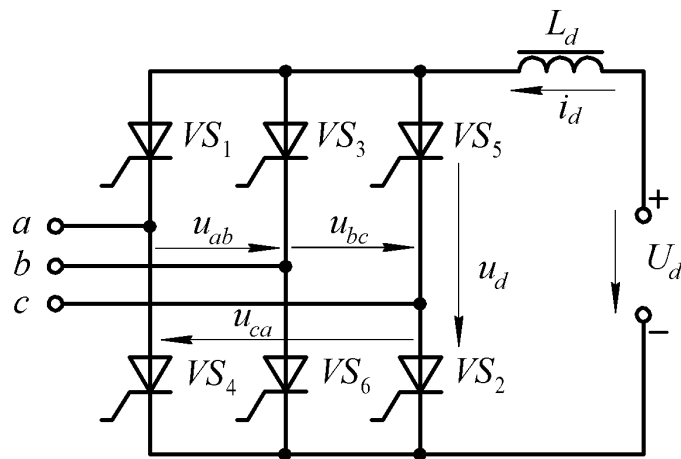
Однопівперіодний інвертор, внаслідок незадовільних техніко-економічних показників, не має широкого застосування. Кращими показниками визначаються двопівперіодні інвертори. На рис. 1.42 показана схема трифазного двопівперіодного мостового інвертора на тиристорах та осцилограми напруг і струмів на її елементах. В цій схемі, як і в однопівперіодній, імпульси керування подаються з кутом випередження β відносно моментів природної комутації.

Як видно з рисунку 1.42, β напруга в колі постійного струму U_d та струм i_d мають протилежну полярність. Фазний струм i_a зсунутий відносно напруги u_a на 110° (кут α дорівнює 110° , відповідно $\beta = 70^\circ$). Це свідчить про те, що енергія передається з мережі постійного струму до мережі змінного.

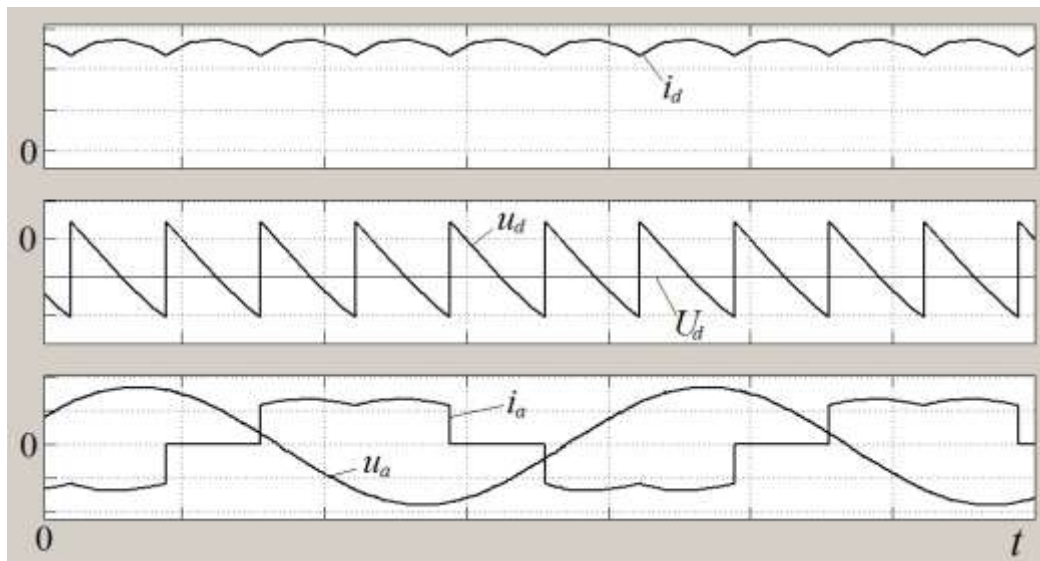
Активна потужність, яка генерується інвертором дорівнює

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u_d i_d dt = U_d I_{d.av}, \quad (1.37)$$

де $I_{d.av}$ – середнє значення струму на вході інвертора.



a



б

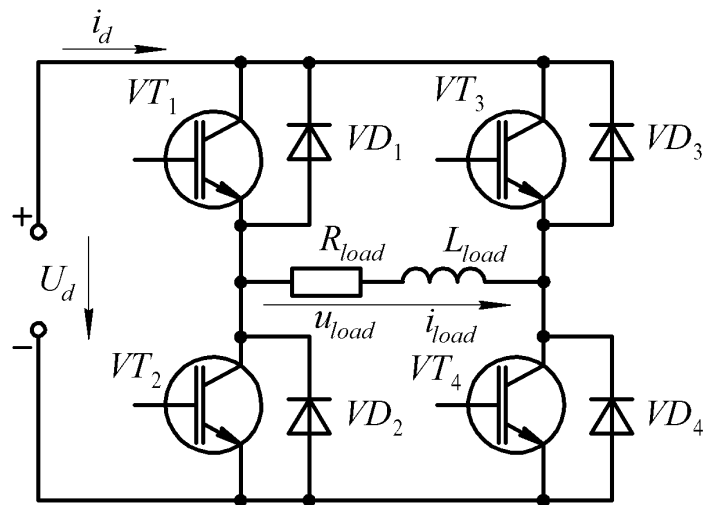
Рис. 1.42. Трифазний мостовий інвертор: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми струму i_d , напруг u_d , U_d , напруги та струму фази a – u_a , i_a

1.4.2. Автономні інвертори

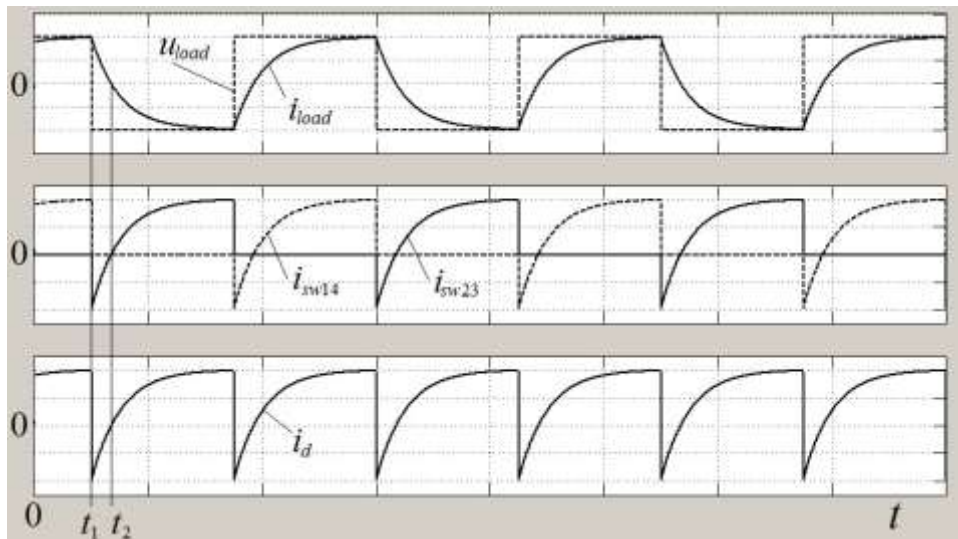
В автономних інверторах напруги, в результаті перемикання СК, формується задана схемою керування напруга, а форма та фаза струму залежать від параметрів навантаження.

Схеми автономних інверторів найчастіше будують на транзисторах або керованих тиристорах GTO. На рис. 1.43, *a* показана схема однофазного мостового АІН на транзисторах IGBT

зашунтованих в зворотному напрямку діодами. Навантаження інвертора має активно-індуктивний характер.



a



б

Рис. 1.43. Однофазний мостовий інвертор напруги: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми струму i_{load} та напруги u_{load} в навантаженні, струму ключів i_{sw14} , i_{sw23} , струму джерела i_d

Транзистори в цій схемі працюють попарно, тобто в будь-який момент часу відкритий один транзистор з одного плеча і один з іншого. Коли відкриті транзистори VT_1 , VT_4 , напруга навантаження u_{load} має полярність показану на рис. 1.43, *a* стрілкою. Струм навантаження i_{load} зростає зі швидкістю, яка залежить від параметрів навантаження (R_{load} , L_{load}). В момент часу t_1 подаються імпульси керування на закривання транзисторів VT_1 , VT_4 та

відкриття транзисторів VT_2 , VT_3 (рис. 1.43, б). Внаслідок дії ЕРС самоіндукції навантаження, після закривання VT_1 , VT_4 , струм в навантаженні продовжує протікати в тому ж напрямку, але вже через діоди VD_2 , VD_3 . Вмикання діодів супроводжується зміною полярності напруги в навантаженні u_{load} на протилежну. Під дією зустрічної напруги струм навантаження зменшується. В момент часу t_2 (перехід струму через нуль) діоди VD_2 , VD_3 вимикаються і струм навантаження починає протікати через транзистори VT_2 , VT_3 , які відкриваються. Цей процес періодично повторюється, і в навантаженні формується змінна напруга прямокутної форми.

На осцилограмах струмів ключів $i_{sw14} = i_{sw1} = i_{sw4}$, $i_{sw23} = i_{sw2} = i_{sw3}$ (рис. 1.43, б) додатні значення відповідають струмам, що протікають через транзистори і при цьому енергія віддається джерелом постійного струму, а від'ємні – струмам, що протікають через шунтувальні діоди, і енергія передається до джерела. У випадку, якщо джерело постійного струму має односторонню провідність (наприклад випрямляч), його необхідно зашунтувати конденсатором для приймання енергії, що повертається з мережі змінного струму.

Недоліком розглянутого способу керування є необхідність застосування керованого випрямляча для зміни вихідної напруги інвертора, а також її незадовільний гармонічний склад. Для виключення зазначених недоліків застосовують більш складні закони керування СК, зокрема алгоритми з широтно-імпульсною модуляцією.

Суть такого керування полягає в зміні тривалості стану провідності СК за певним законом. Найчастіше, в якості модульовального сигналу використовують синусоїду, при цьому синусоїдний сигнал $u_m = U_{mm}\sin\omega t$ порівнюється з несним сигналом трикутної форми u_c . Це дає можливість одночасно керувати як частотою, так і значенням вихідної змінної напруги.

В мостовій схемі наведеній на рис. 1.43, а можлива реалізація *двополярного* та *однополярного* типів модуляції.

При двополярній модуляції, такт утворюється сукупністю імпульсів позитивної та негативної полярності. Якщо $u_m > u_c$ формується імпульс на вмикання транзисторів VT_1, VT_4 , інакше імпульси керування подаються на вмикання VT_2, VT_3 (рис. 1.44).

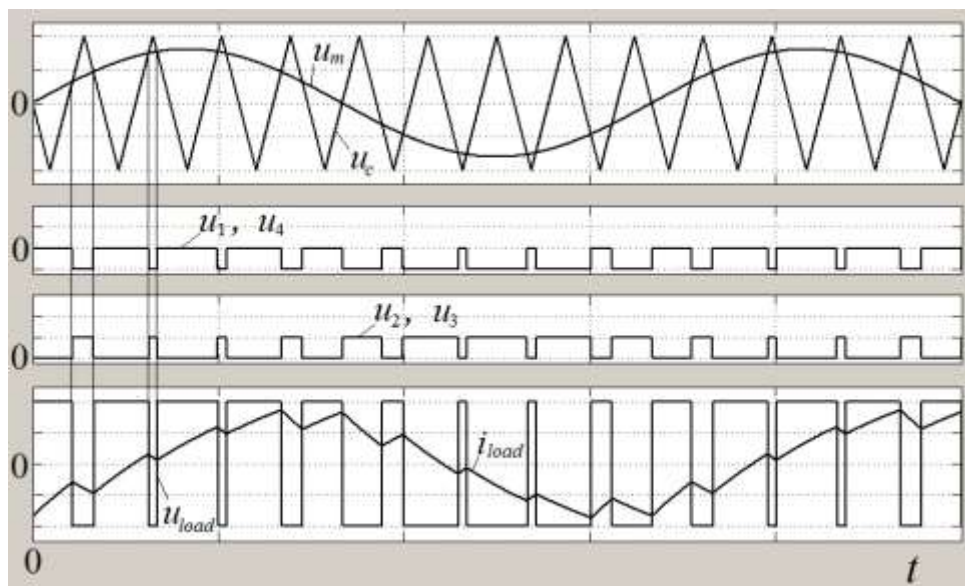


Рис. 1.44. Двополярна синусоїдна ШІМ – осцилограми напруги модуляції u_m , несної напруги u_c , напруги керування транзисторами VT_1, VT_4 (u_1, u_4), транзисторами VT_2, VT_3 (u_2, u_3), струму i_{load} та напруги u_{load} в навантаженні

Слід зазначити, що час вимикання транзистора більший ніж час вмикання. Тому, під час перемикання СК в такій схемі утворюється короткозамкнене коло з транзисторів, що відкриваються і транзисторів, які ще не встигли закритись. На практиці, між моментом закривання одного транзистора плеча моста і відкриванням іншого, того ж плеча, вводиться пауза (dead time), що зазвичай становить близько однієї мікросекунди.

При однополярній модуляції такт утворюється імпульсом однієї полярності та паузою. Якщо $u_m > u_c$, формується імпульс на вмикання транзистора VT_1 , при цьому режим роботи транзистора VT_2 інверсний (рис. 1.45). Якщо $-u_m > u_c$ формується імпульс на вмикання транзистора VT_3 і на вимикання транзистора VT_4 .

Регулювання вихідної напруги інвертора з ШІМ здійснюється шляхом зміни коефіцієнту модуляції m , який визначається

відношенням амплітуди модулюючого сигналу U_{mm} до амплітуди несеного сигналу U_{cm}

$$m = \frac{U_{mm}}{U_{cm}}. \quad (1.38)$$

При зміні коефіцієнту модуляції, відбувається зміна тривалості імпульсів протягом такту, тобто зміна середнього значення напруги інвертора.

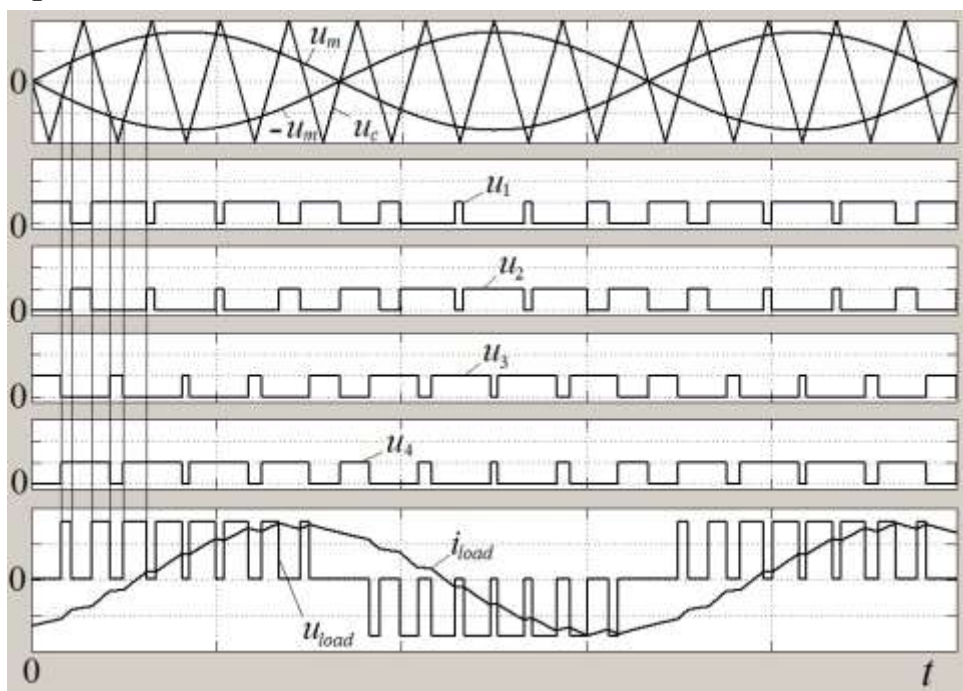


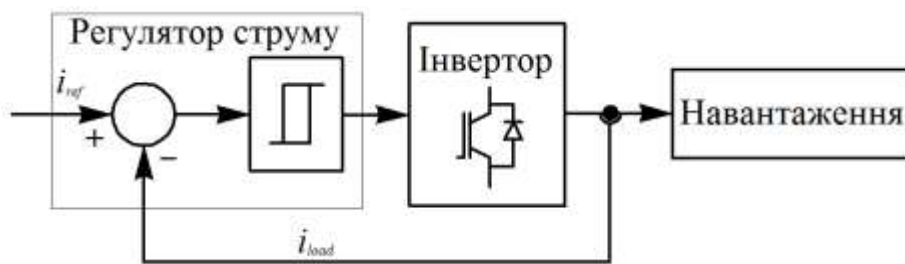
Рис. 1.45. Однополярна синусоїдна ШІМ – осцилограми напруги модуляції u_m , несної напруги u_c , напруги керування транзисторами VT_1 - VT_4 (u_1 - u_4), струму i_{load} та напруги u_{load} в навантаженні

Схема керування СК інвертора, показаного на рис. 1.43, а, може бути побудована таким чином, щоб у навантаженні формувався струм заданої форми. Джерело живлення, в такому випадку, повинно мати властивості джерела струму, а навантаження повинно допускати швидку зміну струму, або ж паралельно до навантаження має бути підключена ємність.

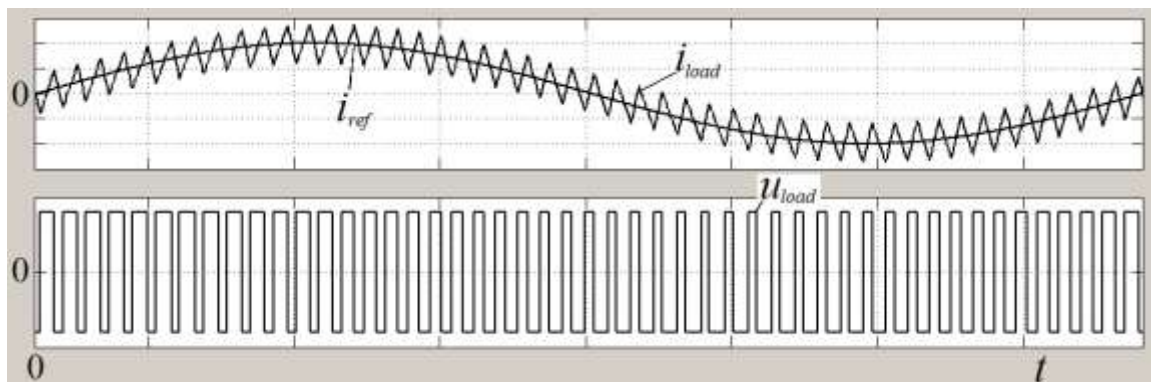
В системах керування електроприводом може застосовуватись замкнений спосіб реалізації ШІМ з контролем струму, оскільки останній визначає магнітний потік та обертовий момент

електричної машини. При цьому інвертор працює як кероване джерело струму.

Принцип керування силовими ключами для такого випадку ілюструє рис. 1.46. Вимірне миттєве значення струму навантаження i_{load} порівнюється із заданим i_{ref} (в даному випадку $i_{ref} = I_m \sin \omega t$). Якщо різниця перевищує встановлену зону гістерезису, вмикаються транзистори, що формують негативну полярність напруги в навантаженні (для мостової схеми показаної на рис. 1.43 – транзистори VT_2, VT_3). Під дією зустрічної напруги струм починає зменшуватись. Якщо різниця струмів стає меншою від значення заданого зоною гістерезису, вмикаються транзистори VT_1, VT_4 , а VT_2, VT_3 вимикаються, формуючи позитивну полярність напруги в навантаженні. Таким чином, струм навантаження i_{load} пульсує навколо заданого значення з частотою, яка визначається параметрами навантаження та шириною зони гістерезису.



а



б

Рис. 1.46. ШІМ з гістерезисним регулятором струму: а – блок-схема; б – осцилограми заданого струму i_{ref} , струму i_{load} та напруги u_{load} навантаження

Недоліком даного типу інверторів є неоптимальний гармонічний склад сформованого в навантаженні струму, який можна покращити зменшивши ширину зони гістерезису. Проте, при цьому збільшується частота перемикання СК та динамічні втрати в інверторі.

1.4.3. Резонансні інвертори

Резонансними називають інвертори, в яких періодичний характер перехідних процесів визначається коливальними властивостями LC -контур.

Резонансні інвертори використовують в основному для отримання напруг високої частоти, наприклад в установках для індукційного нагрівання або ультразвукової обробки.

На рис. 1.47 показано схему (а), форми струмів та напруг (б) найбільш поширеного на практиці послідовного (він містить послідовний LC -контур) резонансного інвертора.

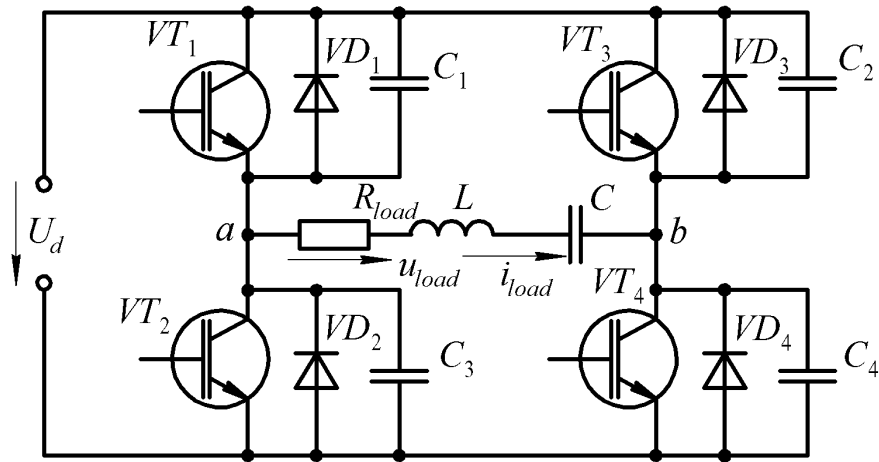
Резонансна частота інвертора може бути визначена за виразом

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}. \quad (1.39)$$

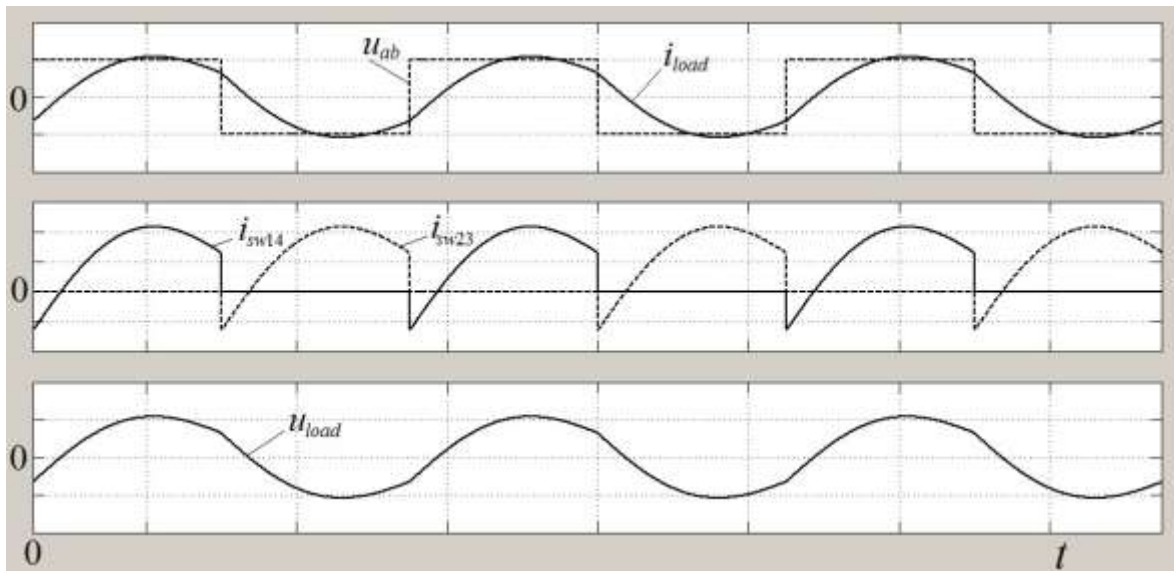
Якщо робоча частота інвертора дорівнює резонансній частоті коливального контуру, коло матиме тільки активний опір і струм навантаження буде максимальний. Зазвичай робочу частоту інвертора обирають вище резонансної, так що коло навантаження є індуктивним, і струм навантаження i_{load} відстає від основної гармоніки напруги u_{ab} (рис. 1.47, б). Перевагою такого режиму є те, що втрати пов'язані з перемиканням СК в цьому випадку, можуть бути практично усунені.

Припустимо, наприклад, що спочатку включені транзистори VT_1 , VT_4 . При цьому в навантаженні формується напруга і струм позитивної полярності. Потім транзистори вимикаються, і з невеликою затримкою вмикаються транзистори VT_2 , VT_3 . З вимиканням VT_1 , VT_4 починається процес заряду демпферних конденсаторів C_1 , C_2 . Після закінчення заряду конденсаторів, напруга u_{ab} стає негативною, а струм навантаження ще продовжує

протікати в тому ж напрямку, але вже через діоди VD_2 , VD_3 . Транзистори VT_2 , VT_3 вмикаються коли діоди відкриті, що зумовлює відсутність втрат під час перемикання.



a



б

Рис. 1.47. Резонансний інвертор: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми струму i_{load} та напруги u_{load} в навантаженні, струму ключів i_{sw14} , i_{sw23} для випадку $\omega > \omega_0$

Зменшення втрат комутації збільшує ККД інвертора, а також дає можливість роботи на більш високих частотах, оскільки зазначені втрати зростають разом з частотою перемикання СК. Зворотні діоди в даній схемі можуть мати значний час відновлення, оскільки вони мають достатньо часу для відновлення своїх властивостей поки відкриті відповідні транзистори.

Струм навантаження резонансного інвертора можна регулювати змінюючи частоту інвертора або напругу джерела постійного струму.

1.4.4. Розрахунок інверторів

Simulink-модель трифазного інвертора напруги, який працює на активно-індуктивне навантаження, показана на рис. 1.48. Силова частина інвертора представлена блоком [Universal Bridge]. В якості ключів обрано шість транзисторів IGBT із зворотними діодами.

Система керування розімкнена з синусоїдною ШІМ. Імпульси керування силовими ключами формує генератор імпульсів (блок [PWM Generator]). У вікні параметрів блоку задано: частоту вихідної напруги (параметр “Frequency of output voltage”) $f_m = 50$ Гц; індекс модуляції (“Modulation index”) $m = 0,8$. Несна частота генератора (параметр “Carrier frequency”) обрана кратна частоті модуляції $f_c = 1000$ Гц.

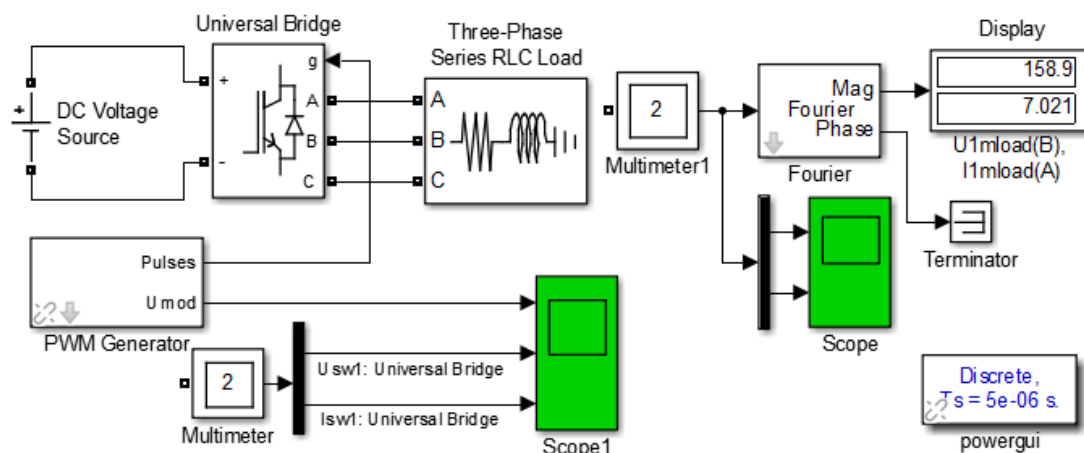
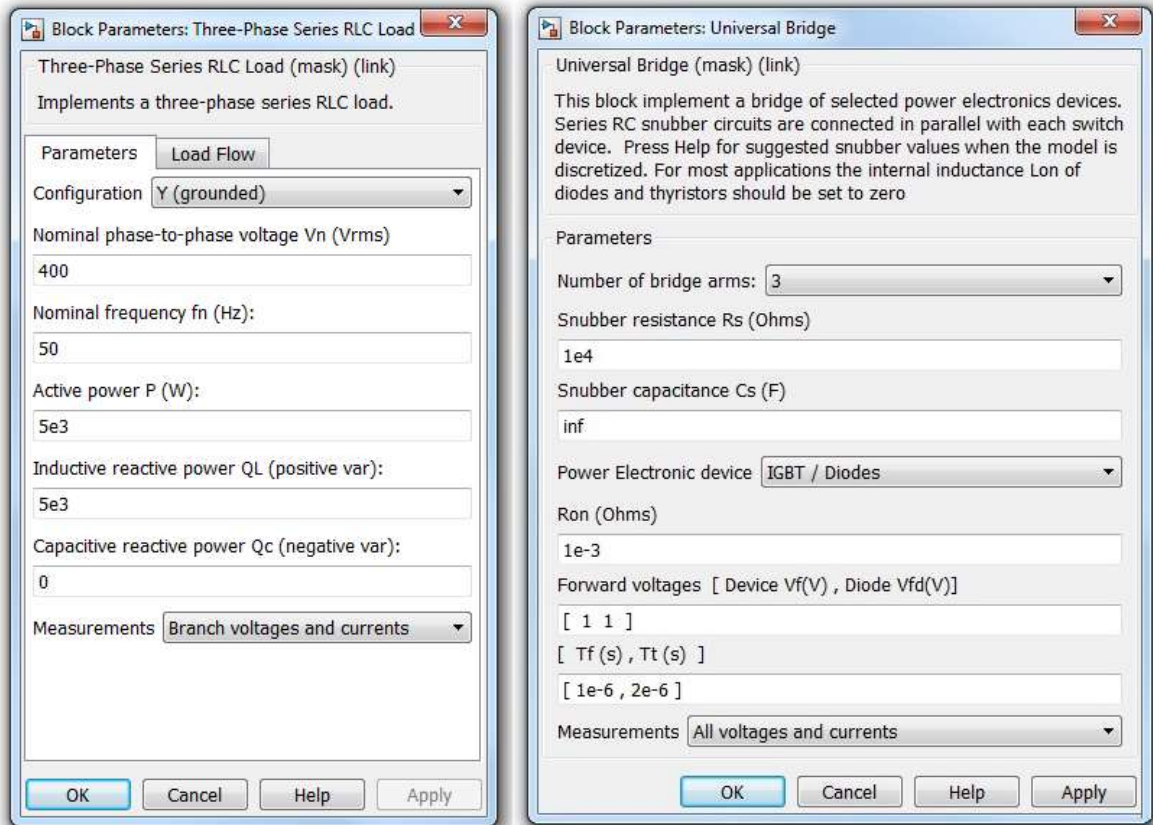


Рис. 1.48. Модель АІН з синусоїдною ШІМ

Джерело постійного струму представлено блоком [DC Voltage Source] напруга якого задана 400 В. Навантаження інвертора (блок [Three-Phase Series RLC Load]) трифазне активно-індуктивне, фази з’єднані зіркою. Вікно параметрів блоку показано на рис. 1.49, а.

Для вимірювання струмів і напруг силових ключів та навантаження, у вікні параметрів блоку [Three-Phase Series RLC Load] (рис. 1.49, а), необхідно параметр “Measurements” встановити

“Branch voltages and currents”. Для блоку [Universal Bridge] (рис. 1.49, б), – “All voltages and currents”. Тоді, відповідні значення будуть доступні для виміру блоками [Multimeter]. З виходу блоку [Multimeter1] виміряні значення напруги та струму фази *a* подаються на блок [Fourier] для розрахунку амплітуди першої гармоніки (50 Гц) напруги та струму навантаження.



a

б

Рис. 1.49. Вікна параметрів блоків [Three-Phase Series RLC Load] (*a*) та [Universal Bridge] (*б*)

Осцилограми миттєвих значень напруг та струмів схеми ілюструє рис. 1.50.

В представленій моделі проводиться гармонічний аналіз фазних напруги та струму навантаження. Для цього необхідно передбачити передачу відповідних розрахованих даних в робочу область Matlab. Це можливо зробити відповідним налаштуванням блоку осцилографа. Опис цієї процедури наведено в підрозділі 1.2.5.

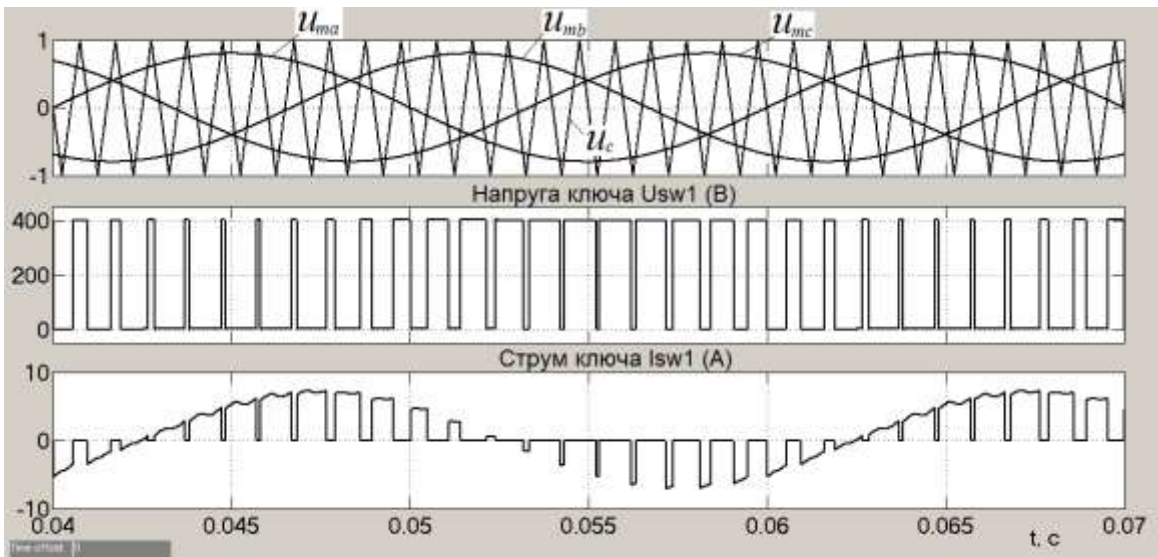


Рис. 1.50. Осцилограми напруг модуляції u_{ma} , u_{mb} , u_{mc} , несної напруги u_c , напруги u_{sw1} та струму i_{sw1} ключа 1

Результати гармонічного аналізу струму, для зазначених вище параметрів інвертора та навантаження, показані на рис. 1.51. Розрахунок проводиться для двох періодів сигналу в діапазоні частот 0÷5000 Гц. Як видно з рисунка, амплітуда першої гармоніки струму (Fundamental) становить 7,021 А. Розрахований коефіцієнт гармонік (THD) дорівнює 3,59%.

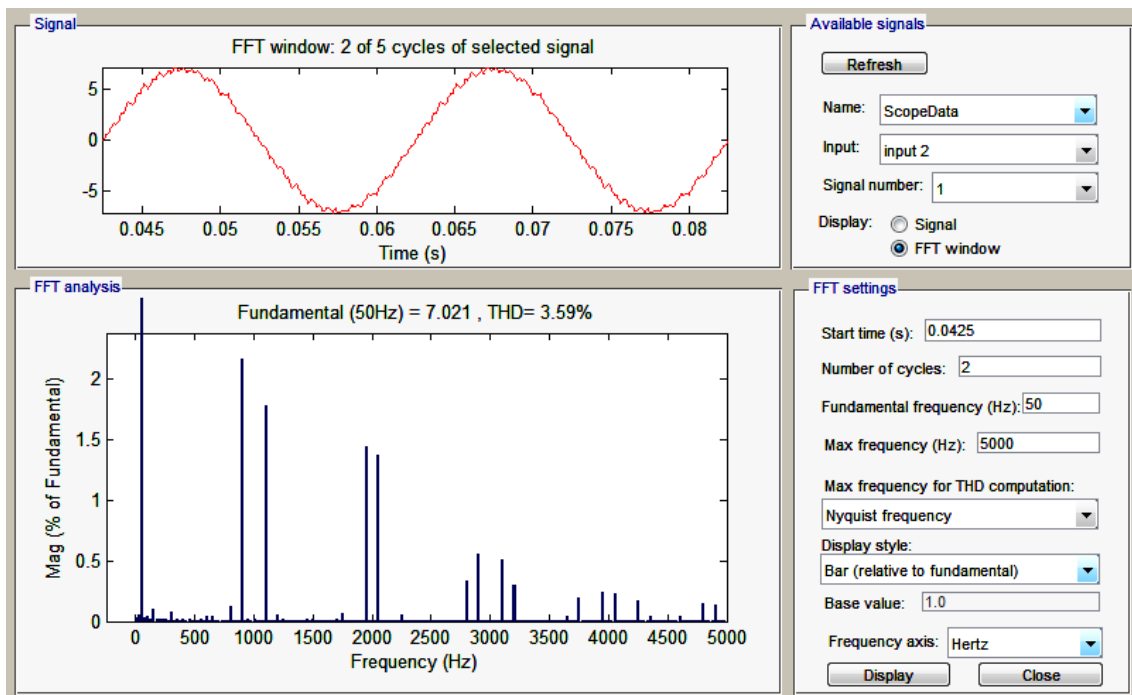


Рис. 1.51. Спектр струму навантаження трифазного інвертора з синусоїдною ШІМ

Гармонічний склад вихідної напруги і струму навантаження інвертора суттєво залежить від коефіцієнту модуляції та відношення несної частоти до частоти модуляційного сигналу. На рис. 1.52 показано залежність коефіцієнту гармонік струму навантаження від коефіцієнту модуляції, звідки видно, що гармонічний склад струму погіршується із зменшенням амплітуди напруги (а отже і струму).

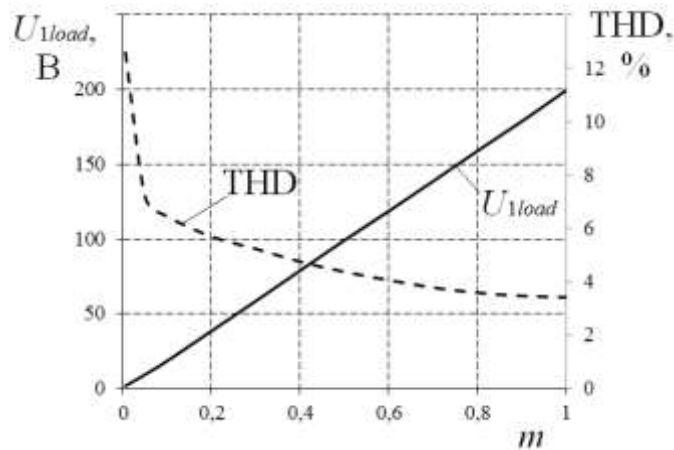


Рис. 1.52. Регульовальна характеристика інвертора

Наступна модель (рис. 1.53) являє собою однофазний інвертор з гістерезисним регулятором струму, схема якого відповідає рис. 1.46, *a*.

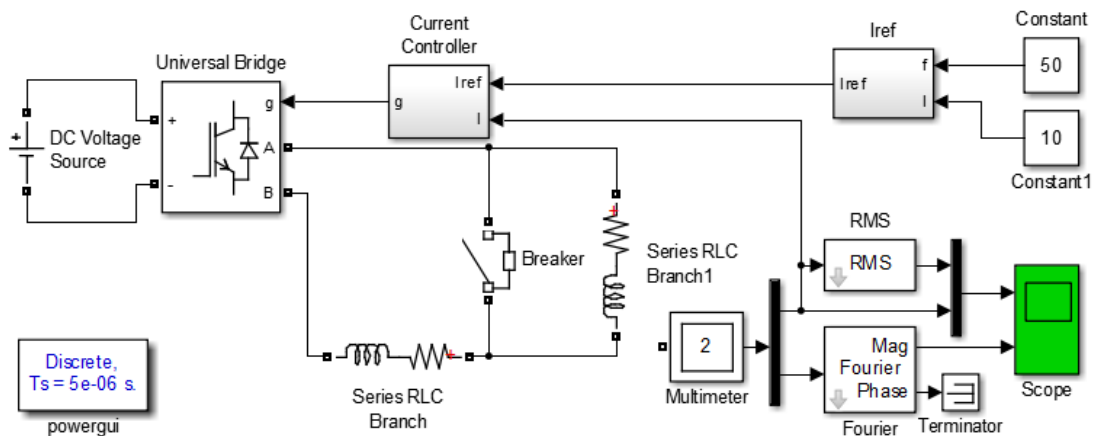


Рис. 1.53. Simulink-модель інвертора струму

Параметри силової частини – джерела постійного струму та силових ключів, задані аналогічними, як і в попередній моделі, за винятком параметра “Number of bridge arms” блоку [Universal

Bridge]. Значення цього параметру становить 2, оскільки моделюється однофазний інвертор.

Навантаження інвертора містить дві активно-індуктивні ланки [Series RLC Branch] та [Series RLC Branch1]. Остання з них вилучається з кола блоком [Breaker] в момент часу 0,15 с (відповідний параметр “Switching times (s)”). Таким чином моделюється зміна навантаження у часі. Початковий стан ключа розімкнений – параметр “Initial state” задається 0. Значення параметрів для [Series RLC Branch]: “Resistance (Ohms)” – 3; “Inductance (H)” – $50e-3$. Для [Series RLC Branch1] відповідно 3 та $1e-2$.

Вимірювальна частина моделі містить блок [Multimeter], який вимірює напругу на виході моста “Uab: Universal Bridge” та струму навантаження “Ib: Series RLC Branch”. Для цього параметр “Measurements” блоку [Universal Bridge] має бути встановлений “UAB UBC UCA UDC voltages”, а блоку [Series RLC Branch] – “Branch current”. Тоді відповідні сигнали будуть доступні в полі вимірів блоку [Multimeter]. Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги інвертора розраховується блоком [Fourier]. У поле “Fundamental frequency f1 (Hz)” вікна параметрів необхідно ввести значення частоти першої (фундаментальної) гармоніки, що задана блоком [Constant] (в даному випадку $f_1 = 50$ Гц). Це ж саме значення необхідно задати також і в блоці [RMS], який вимірює діюче значення струму навантаження.

Схема керування містить дві підсистеми. Перша [Iref] призначена для формування синусоїдного сигналу із заданою блоком [Constant] частотою та діючим значенням, заданим блоком [Constant1]. Структура підсистеми показана на рис. 1.54, а. Друга підсистема [Current Controller] (рис. 1.54, б) містить гістерезисний регулятор струму, який порівнює заданий сигнал Iref з вимірним та генерує сигнали керування силовими ключами. Задана блоком [Relay] зона гістерезису, становить 0,4 А (відповідні параметри “Switch on point” – 0.2, “Switch off point” – -0.2).

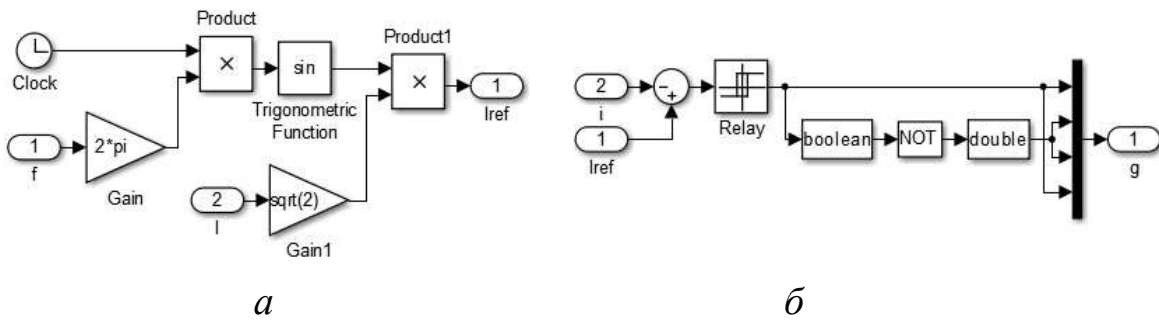


Рис. 1.54. Структура підсистем [Iref] та [Current Controller]

Результати моделювання ілюструє рис. 1.55. Час моделювання становить 0,3 с. В момент часу 0,15 с відбувається замикання ключа [Breaker]. Як видно з рисунку, для підтримання сталого значення струму, амплітуда першої гармоніки вихідної напруги інвертора зменшується з 280 В до 226 В.

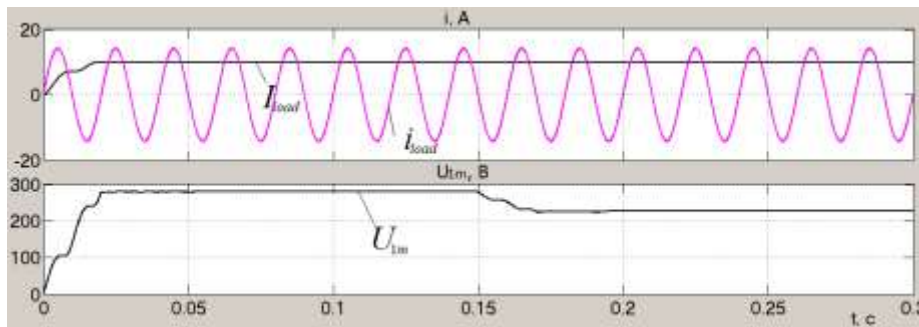


Рис. 1.55. Осцилограми миттєвого i_{load} та діючого I_{load} значень струму навантаження, амплітуди першої гармоніки вихідної напруги модуляції U_{1m}

1.5. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ ЗМІННОЇ НАПРУГИ

Перетворювачами частоти називають пристрої призначені для перетворення змінної напруги однієї частоти в змінну напругу іншої частоти. Розрізняють перетворювачі таких типів: з проміжною ланкою постійного струму, з безпосереднім зв'язком мережі живлення та кола навантаження (циклоконвертори), з проміжною ланкою змінного струму (циклоінвертори).

1.5.1. Перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму

Структурна схема перетворювача з проміжною ланкою постійного струму показана на рис. 1.56. В ньому змінна напруга мережі живлення з частотою f_1 випрямляється випрямлячем B і фільтрується від пульсацій фільтром Φ . З виходу фільтра напруга подається на автономний інвертор AI для інвертування з частотою f_2 .

В перетворювачах, які живляться від промислової мережі, випрямляч найчастіше виконують за трифазною мостовою схемою. Для зменшення пульсацій на виході випрямляча встановлюється фільтр. При роботі на активно-індуктивне навантаження фільтр також може виконувати функцію рекуперації енергії до джерела постійного струму.

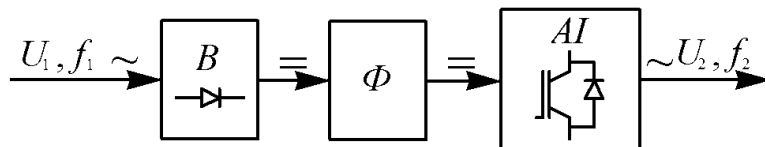


Рис. 1.56. Структурна схема перетворювача з проміжною ланкою постійного струму

Схемна реалізація ланки AI залежить від вимог, що ставляться до перетворювача. Як правило, перетворювачі високої частоти ($f_2 > 400$ Гц) і з жорсткими вимогами до якості вихідної напруги, виконуються за схемами інвертора струму або резонансного інвертора. В перетворювачах, що застосовуються в електроприводах ($f_2 = 50$ Гц), автономний інвертор виконують найчастіше за схемою інвертора напруги. Для покращення якості напруги таких інверторів, можуть застосовуватись синусні фільтри або спеціальні алгоритми ШІМ.

Вихідна частота перетворювача не залежить від частоти мережі і може бути як вище, так і нижче частоти мережі живлення. Регулювання вихідної напруги може здійснюватись або на стадії випрямлення, або інвертування. В першому випадку випрямляч має бути керованим і значення вихідної напруги визначається кутом

керування СК. В другому, випрямляч виконується некерованим, а напруга регулюється зміною коефіцієнту модуляції інвертора.

До недоліків такого типу перетворювачів можна віднести подвійне перетворення енергії, що призводить до зниження ККД пристрою.

1.5.2. Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком

Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком мережі та навантаження (циклоконвертори), можуть виконуватись на неповністю керованих ключах (тиристорах SCR) або на ключах з повним керуванням.

На рис. 1.57, а показано перетворювач трифазного струму з частотою f_1 , в однофазний з частотою f_2 , виконаний на ключах з природною комутацією. Силова частина представлена двома групами тиристорів VS_1-VS_6 та VS_7-VS_{12} включених зустрічно-паралельно. Керування групами роздільне, тобто половину періоду вихідної напруги працюють тиристори однієї групи, а другу половину іншої.

Якщо відповідним чином змінювати кут керування тиристорами α , то на виході перетворювача можна отримати напругу будь-якої форми. Для отримання кривої вихідної напруги близької до синусоїдної, кут керування змінюють за законом показаним на рис. 1.57, б. Між вимиканням однієї групи тиристорів і вмиканням іншої вводиться пауза, яка в показаному на рисунку випадку становить 5° .

Крива вихідної напруги перетворювача u_2 (рис. 1.57, б) крім основної гармоніки з частотою f_2 містить також пульсуючу складову зубчастої форми. Очевидно, що пульсації вихідної напруги зменшуються із збільшенням відношення f_1/f_2 .

На основі даної схеми можуть будуватись також багатофазні перетворювачі. Тоді, кількість таких мостових схем має відповідати кількості фаз. При цьому імпульси керування відповідними групами зсуваються на кут $2\pi/m_2$, де m_2 – кількість фаз вихідної напруги. Для того, щоб з'єднати фази навантаження скажімо

зіркою, необхідна наявність на вході перетворювача трансформатора. В такому випадку живлення тиристорів кожної фази здійснюється від окремої системи вторинних обмоток або від окремих трансформаторів.

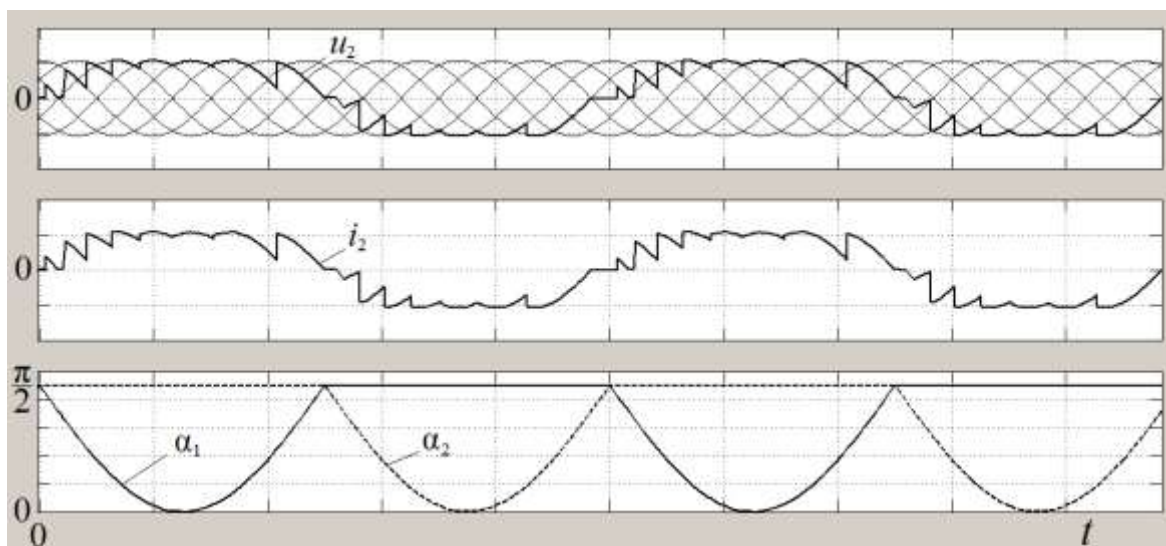
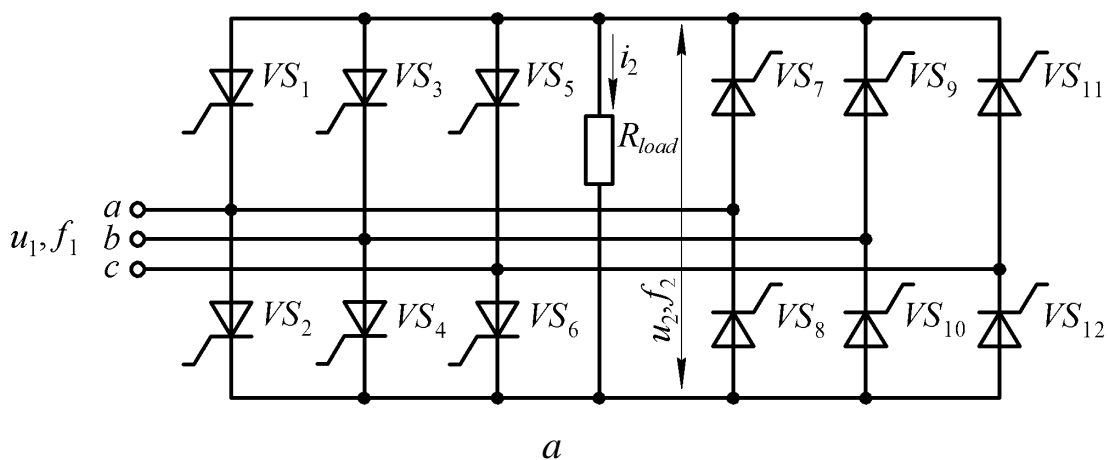


Рис. 1.57. Циклоконвертор: *a* – принципова схема; *б* – осцилограми напруги u_2 , струму i_2 навантаження та зміни кута керування α_1, α_2

Перетворювачі з природною комутацією тиристорів застосовують в тому випадку, коли необхідна невисока частота вихідної напруги, й $f_2 < f_1$. За необхідності отримання більшої частоти напруги ніж частота мережі живлення, застосовують штучну комутацію тиристорів або повністю керовані силові ключі.

1.5.3. Перетворювачі частоти з проміжною ланкою змінного струму

Як було зазначено в попередньому підрозділі, якість вихідної напруги циклоконвертора покращується із зростанням відношення f_1/f_2 . Оскільки частота f_1 визначається частотою існуючої мережі, то для забезпечення близької до синусоїдної форми вихідної напруги, застосовують схеми з проміжною ланкою змінного струму. Структурна схема такого перетворювача (циклоінвертора) показана на рис. 1.58.

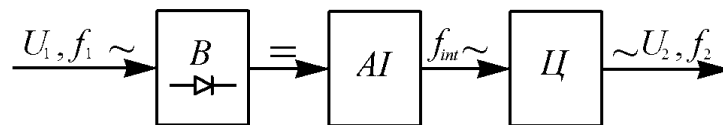


Рис. 1.58. Структурна схема перетворювача з проміжною ланкою змінного струму

У випрямлячі B змінна напруга мережі, з частотою f_1 , перетворюється в постійну напругу, яка подається на вхід автономного інвертора AI . З виходу AI змінна напруга з проміжною частотою f_{int} поступає на циклоконвертор $Ц$ для безпосереднього перетворення у вихідну напругу з частотою f_2 .

Перевагою перетворювачів такого типу є те, що максимальне значення відношення f_{int}/f_2 обмежується тільки частотними можливостями СК та втратами на комутацію. До недоліків можна віднести потрібне перетворення енергії, що призводить до зниження ККД, а також відносна складність системи керування, що негативно впливає на надійність.

1.5.4. Розрахунок трифазного циклоконвертора

Simulink-модель трифазного циклоконвертора, що працює на активне навантаження, показана на рис. 1.59. Силова частина моделі містить три ідентичних модуля [Phase Cycloconverter], побудованих схематично відповідно до рис. 1.57, а, які утворюють трифазну архітектуру. Кожний фазний модуль має з'єднані між собою зустрічно-паралельно позитивний та негативний тиристорні

мости. Для того, щоб з'єднати фази навантаження зіркою (блок [Three-Phase Series RLC Branch]), живлення кожного модуля здійснюється від окремого трифазного двообмоткового трансформатора [Three-Phase Transformer] обмотки якого, з'єднані трикутником.

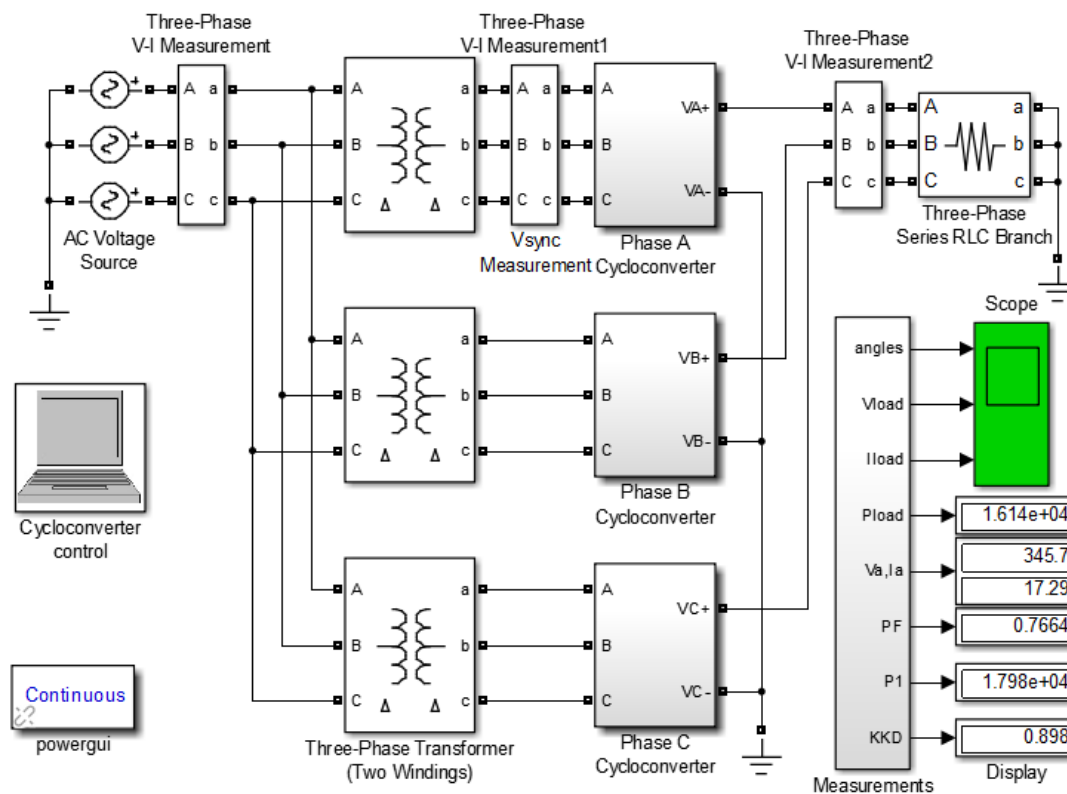


Рис. 1.59. Simulink-модель трифазного циклоконвертора

Вимірювальні блоки мають наступне призначення. Блок [Three-Phase V-I Measurement] призначений для вимірювання фазних напруг та струмів джерела (параметр “Voltage measurement” повинен мати значення phase-to-ground). Виміряні дані, в подальшому використовуються для обчислення споживаної конвертером потужності P_1 та ККД. Блок [Three-Phase V-I Measurement1] вимірює входну лінійну напругу, необхідну для синхронізації модулів циклоконвертора та генерування імпульсів керування (параметр “Voltage measurement” повинен мати значення phase-to-phase). Блок [Three-Phase V-I Measurement2] призначений для вимірювання фазних струмів та напруг навантаження.

Силова частина кожної фази перетворювача представлена двома блоками [Universal Bridge] (рис. 1.60), кожний з яких

утворює мостову схему з трьома плечима (positive cycle та negative cycle). В якості силових ключів обрано тиристори.

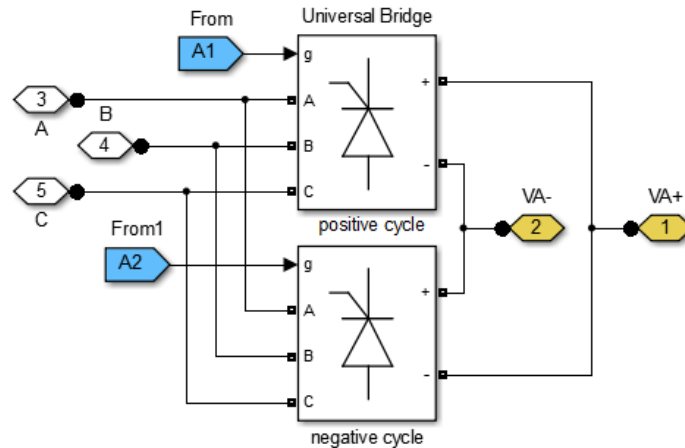


Рис. 1.60. Блок [Phase A Cycloconverter]

Керування СК здійснюється блоком [Cycloconverter control], структура якого показана на рис. 1.61. Він містить три ідентичних фазних модуля керування тиристорами. Структура модуля керування фази A (блок [Cyclo Firing Control PhA]) показана на рис. 1.62.

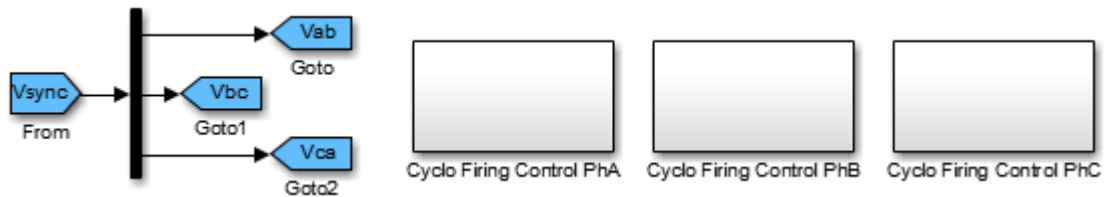


Рис. 1.61. Підсистема [Cycloconverter control]

Необхідне значення вихідної частоти циклоконвертера f_2 , задається блоком [Constant] і перетворюється блоком [Gain] в кутову частоту. Для отримання кривої вихідної напруги близької до синусоїдної, кути керування тиристорами фази A змінюються за законами [20]:

$$\begin{aligned} \alpha_{1A} &= \arccos(v \sin \omega_2 t); \\ \alpha_{2A} &= \arccos(-v \sin \omega_2 t), \end{aligned} \quad (1.40)$$

де $v = \frac{U_{2m}}{U_{2m0}}$ – відносна напруга; U_{2m} – амплітудне значення вихідної напруги; U_{2m0} – максимально можливе значення вихідної напруги, що відповідає повністю відкритим тиристорам.

Кути керування тиристорами фази B відстають на кут $2\pi/3$, а фази C , на кут $4\pi/3$. В моделі, це досягається введенням блоку [Bias] (зміщення), в якому задається відповідне значення кута. Вхід блоку підключається до виходу блоку [Integrator] (рис. 1.62). В блоках [Gain3] та [Gain5] відбувається перетворення розрахованих значень кутів керування з радіанів в градуси.

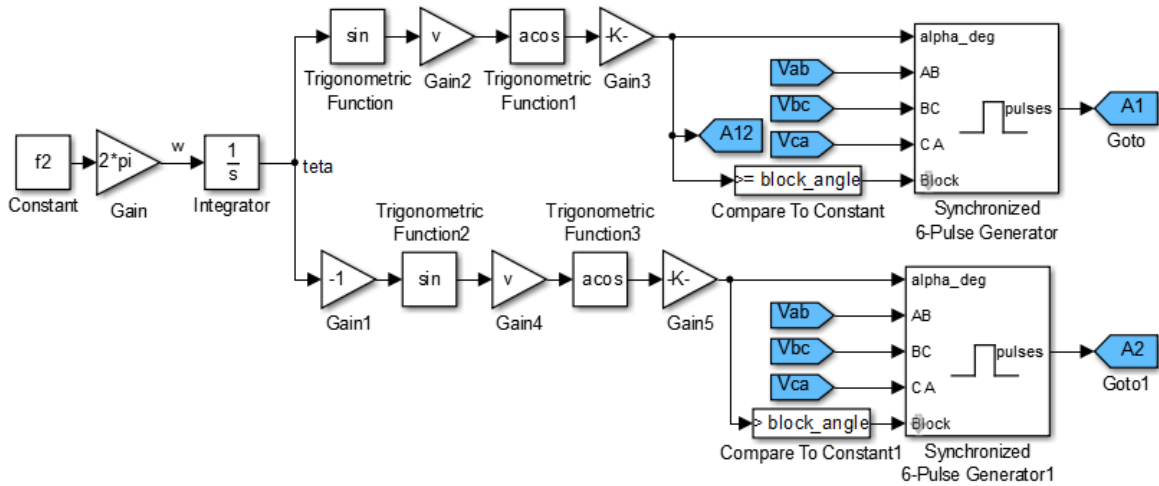


Рис. 1.62. Модуль керування СК фази А

Для керування СК застосовано бібліотечний блок [Discrete Synchronized 6-Pulse Generator]. З метою уникнення струмів короткого замикання під час провідного стану одного з мостів, інший блокується (наявність логічної одиниці на вході Block генератора блокує його роботу). Між позитивним та негативним циклами має місце затримка (Dead Zone = 5°). Блокуючий імпульс формується блоками [Compare To Constant]. Параметр “Constant value” обох блоків заданий $block\ angle = 85^\circ$. Імпульси керування подаються на тиристри тільки коли $\alpha < 90^\circ - Dead\ Zone$, тобто $\alpha < 85^\circ$.

Результати моделювання, показані на рис. 1.63, отримані за наступних значень параметрів моделі. Відносна напруга (блоки [Gain2], [Gain3]) $v = 0,9$. Частота напруги синхронізації (параметр “Frequency of synchronisation voltages”) блоків [Synchronized 6-Pulse Generator] задана 50 Гц. Ширина імпульсу “Pulse width” становить 150° . Параметри вхідних трансформаторів (блоки [Three-Phase Transformer (Two Windings)]) прийняті ідеальними. Активний опір

“R1”, індуктивність розсіювання “L1” первинних обмоток та індуктивність розсіювання вторинних обмоток “L2” дорівнюють нулю. Для уникнення помилки під час моделювання, значення активного опору вторинної обмотки не може задаватись нульовим. Тому, відповідний параметр задано близьким до нуля “R2” – 1e-8 Ом. Параметри контуру намагнічування “Magnetization resistance Rm” та “Magnetization inductance Lm” мають нескінченні значення (inf), а напруги первинної та вторинної обмоток однакові і дорівнюють лінійній напрузі джерела – 380 В. Номінальна потужність та частота трансформатора становлять відповідно “Pn(VA)” – 3є6, “fn(Hz)” – 50 Гц.

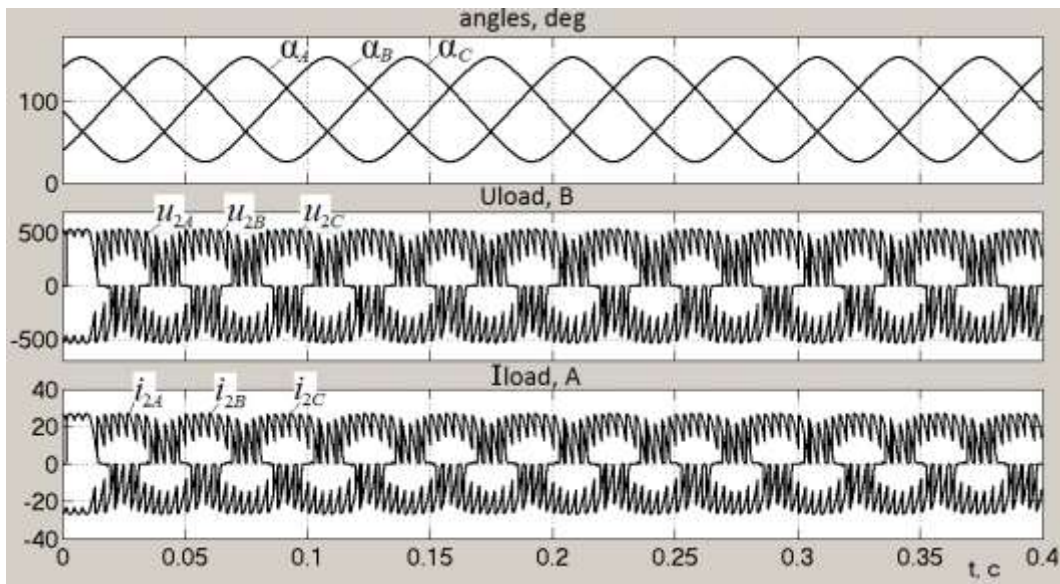
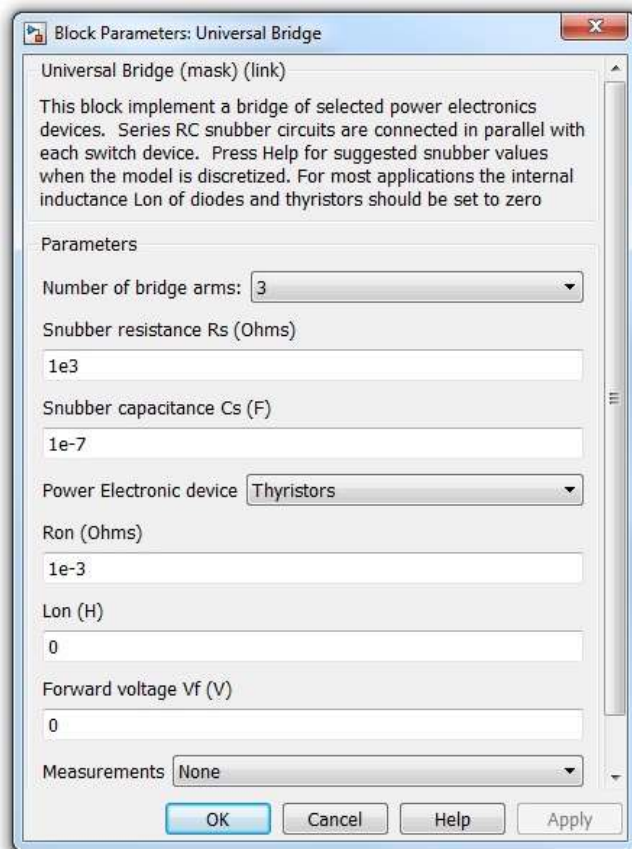


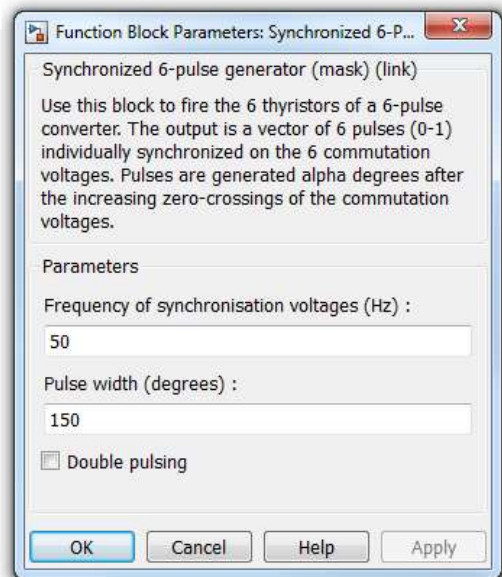
Рис. 1.63. Осцилограми зміни кутів керування тиристорами фази A – α_A , B – α_B і A – α_C , фазних напруг u_{2A} , u_{2B} , u_{2C} та струмів i_{2A} , i_{2B} , i_{2C} навантаження при $f_2 = 10$ Гц, $v = 0,9$, $R_{load} = 20$ Ом

Навантаження (блок [Three-Phase Series RLC Branch]) суто активне, й має опір 20 Ом. Фазна напруга джерела, задана в блоках [AC Voltage Source], має частоту 50 Гц та амплітуду $\sqrt{2} \cdot 220$ В. Напруги фаз B та C (параметр “Phase”) зсунуті відповідно на -120° та -240° .

Вікно параметрів блоків [Universal Bridge] та [Synchronized 6-Pulse Generator] показано на рис. 1.64.



a



б

Рис. 1.64. Вікно параметрів блоків [Universal Bridge] (*a*) та [Synchronized 6-Pulse Generator] (*б*)

На рис. 1.65, *a* показана регульовальна характеристика перетворювача, що являє собою залежність діючого значення вихідної напруги U_2 від відносної амплітуди модулювальної напруги v .

Вимірювання та розрахунок відповідних характеристик перетворювача проводиться блоком [Measurements] структура якого, показана на рис. 1.66.

У вікнах параметрів блоків [RMS] та [Active & Reactive Power] задано значення частоти вихідної напруги – 10 Гц. Аналогічний параметр для блоків [Mean Value], [RMS1] та [RMS2], дорівнює частоті вхідної напруги – 50 Гц. Розрахунок ККД та коефіцієнту потужності проводиться відповідно блоками [Fcp] та [Fcp1].

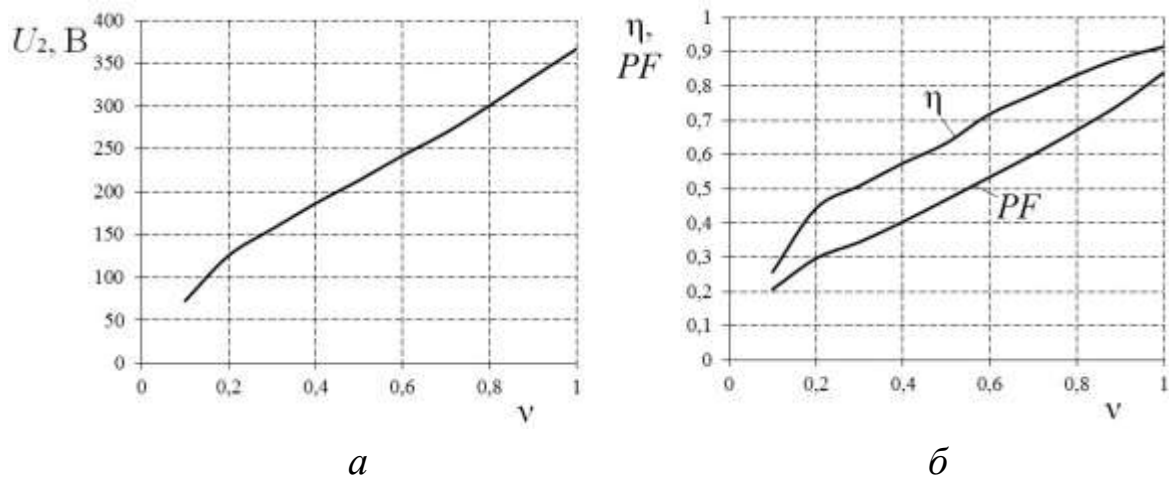


Рис. 1.65. Характеристики циклоконвертора: регулювальна (а); ККД та коефіцієнт потужності PF (б) при $f_2 = 10$ Гц

Залежність коефіцієнту потужності перетворювача $PF(v)$ (рис. 1.65, б) отримується на підставі відношення P_1/S_1 , де значення активної потужності знаходиться як $P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T u_1 i_1 dt$ – середнє значення миттєвої потужності, а повна потужність дорівнює $S_1 = U_1 I_1$, де U_1, I_1 – діючі значення вхідних напруги та струму.

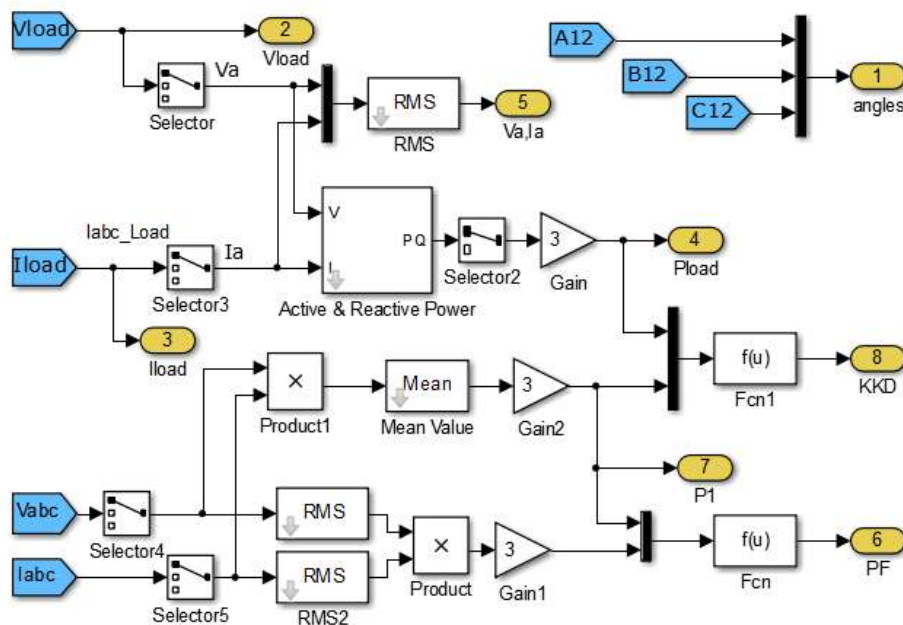


Рис. 1.66. Структура блоку [Measurements]

$$\text{ККД перетворювача розраховується за виразом } \eta = \frac{P_{load}}{P_1}.$$

2. ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ТА ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕНЕРГІЇ

Електромагнітні та електромеханічні перетворювачі виконують різноманітні функції, пов'язані з перетворенням енергії одного виду в інший, зміною параметрів енергії її передачею та розподілом між окремими ланками енергетичних комплексів, тощо.

Звичайно, в рамках одного розділу неможливо дати вичерпний аналіз усіх перетворювачів. В даному розділі представлено огляд основних їх типів, що найчастіше зустрічаються на практиці. При цьому кожному перетворювачу присвячено окремий підрозділ, який містить теоретичні відомості у обсязі, необхідному для розуміння тих фізичних процесів, що в ньому відбуваються. Приведено основні рівняння та співвідношення, які мають допомогти читачеві приступити до виконання практичної частини підрозділу – розрахунку та моделювання.

2.1. ТРАНСФОРМАТОРИ

2.1.1. Загальні відомості

Трансформатор – це статичний (без частин, що обертаються) електромагнітний пристрій, призначений для перетворення параметрів змінних напруг та струмів (найчастіше амплітуд і фаз). В основі принципу дії трансформатора лежить явище електромагнітної індукції.

Вперше індуктивний зв'язок двох обмоток на спільному сталевому магнітопроводі був виявлений в 1831 р. М. Фарадеєм [21]. Перші практичні конструкції трансформаторів призначались для утворення іскрового розряду (1836 р. Каллан, 1838 р. Пейдж). Пізніше, були створені конструкції трансформатора з декількома вторинними обмотками (1882 р. Голард, Гібс), які мали різну кількість витків й призначались для перетворення напруги. Перший трансформатор із замкнутим магнітопроводом був

сконструйований у 1884 р. братами Джоном та Едуардом Гопкінсон. Така конструкція забезпечувала покращені експлуатаційні характеристики, що сприяло початку промислового застосування трансформаторів. Винайдення трифазного трансформатора М.О. Доліво-Добровольським (1889 р.) дозволило вирішити проблему трансформації енергії у трифазних електричних колах.

Вдосконалення конструктивних рішень та розвиток теоретичної бази призвели до широкого застосування трансформаторів у різних галузях. За призначенням трансформатори можна поділити на чотири основні групи: силові, вимірювальні імпульсні та радіотрансформатори.

Найбільш поширеними є *силові трансформатори*. Вони застосовуються в системах передачі та розподілу електричної енергії, для живлення виконавчих та інших промислових механізмів, систем автоматики та керування, для зварювання, нагрівання та ін.

Виробництво енергії на електростанціях здійснюється за допомогою синхронних генераторів напругою 6-20 кВ. Передача енергії на великі відстані супроводжується втратами потужності в проводах ліній електропередач. За таких умов економічно є більш доцільним передавати енергію з більшою напругою, що дозволяє зменшити струм у лінії за незмінної потужності. Тому, на електростанціях встановлюють підвищувальні трансформатори, а в місцях споживання – знижувальні, які перетворюють енергію до номінальної напруги живлення приймачів. В залежності від потрібної напруги, таке перетворення може бути багатократне (рис. 2.1).

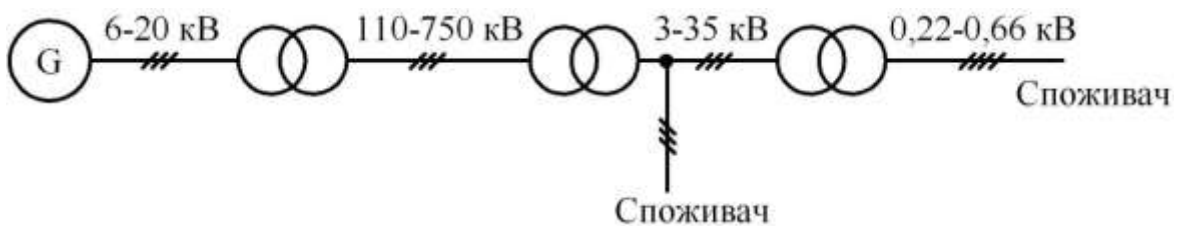


Рис. 2.1. Передача електричної енергії на великі відстані

Радіотрансформатори застосовуються в радіоелектроніці. Вони призначені для узгодження опорів або напруг між різними частинами електричного кола (узгоджувальні трансформатори) і в свою чергу можуть поділятися на вхідні, проміжні або вихідні. Розділові трансформатори виконують функцію гальванічного розділення кіл джерела та навантаження.

Трансформатори, що використовуються для передачі або формування імпульсів напруги чи струму різної форми, називаються *імпульсними*. До цього типу зокрема відносять пікові трансформатори, які формують імпульси у вигляді гострих короткочасних піків.

Вимірювальні трансформатори (трансформатори струму і трансформатори напруги) широко застосовуються для вимірювання великих напруг, струмів та потужностей. Їх використання дозволяє розширити межі вимірювання приладів, а також ізолювати вимірювальні та захисні кола від високої напруги.

За конструктивними особливостями трансформатори можуть відрізнятися кількістю та типом обмоток, числом фаз, формою магнітопроводу, типом охолодження й ін.

Розрізняють одно-, дво- та багатообмоткові трансформатори. Трансформатор з однією обмоткою називається *автотрансформатором*. Багатообмоткові трансформатори мають декілька вторинних обмоток, як правило з різною кількістю витків, намотаних проводом різного діаметра, і з різним значенням номінальної напруги.

В залежності від форми магнітопроводу, трансформатори бувають стрижневими, броньовими, броньострижневими, тороїдними.

Охолодження трансформатора може бути повітряним або оливним, примусовим чи природним.

Крім того, трансформатори розрізняють за напругою (високовольтні, низьковольтні), за потужністю (малої, середньої та великої потужності) та за робочою частотою (низької частоти, промислової частоти, високої частоти).

2.1.2. Будова та принцип дії трансформатора

Основними складовими частинами однофазного двообмоткового трансформатора (рис. 2.2) є феромагнітний магнітопровід 1, на двох *стрижнях* якого закріплені обмотки 2. Частина магнітопроводу, що не містить обмоток і призначена для замикання магнітного кола, називається *ярмом*. Для зменшення втрат від вихрових струмів магнітопровід набирається з штампованих пластин (товщиною 0,35-0,5 мм при робочій частоті до 150 Гц) чи намотується з полос електротехнічної сталі. Пластини ізолюються одна від одної шаром лаку, або за допомогою оксидування.

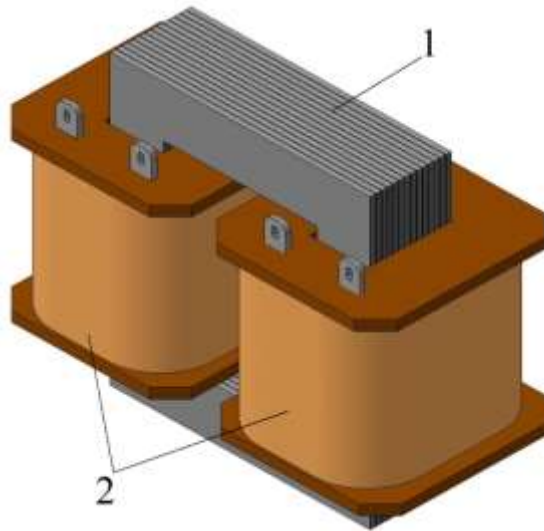


Рис. 2.2. Будова однофазного трансформатора

В трансформаторах з *броньовим* магнітопроводом (рис. 2.3, б) обмотки розміщуються на центральному стрижні, що частково захищає їх від механічного впливу.

Конструкція з *тороїдним* типом магнітопроводу (рис. 2.3, в) застосовується рідко через складність намотки обмоток.

Обмотки трансформатора найчастіше виконують мідним обмотковим проводом, діаметр якого обирають в залежності від щільності струму, потрібного опору та надійності.

Кількість витків у обмотках зазвичай різна і залежить від номінальної напруги трансформатора, його потужності, характеристик магнітопроводу.

Обмотку, що приєднується до мережі прийнято називати *первинною* і записувати всі величини, що до неї відносяться (струм, напругу, тощо) з індексом 1. Обмотка до якої приєднується навантаження, називається *вторинною*, а відповідні їй величини записуються з індексом 2. Відношення кількості витків первинної обмотки w_1 до кількості витків вторинної w_2 має назву *коефіцієнт трансформації*

$$n = \frac{w_1}{w_2}. \quad (2.1)$$

Обмотку з більшою кількістю витків називають *обмоткою вищої напруги* (ВН), а обмотку з меншою кількістю витків – *обмоткою нижчої напруги* (НН). На електричних схемах затискачі обмотки ВН позначають A, X , а затискачі обмотки НН – a, x .

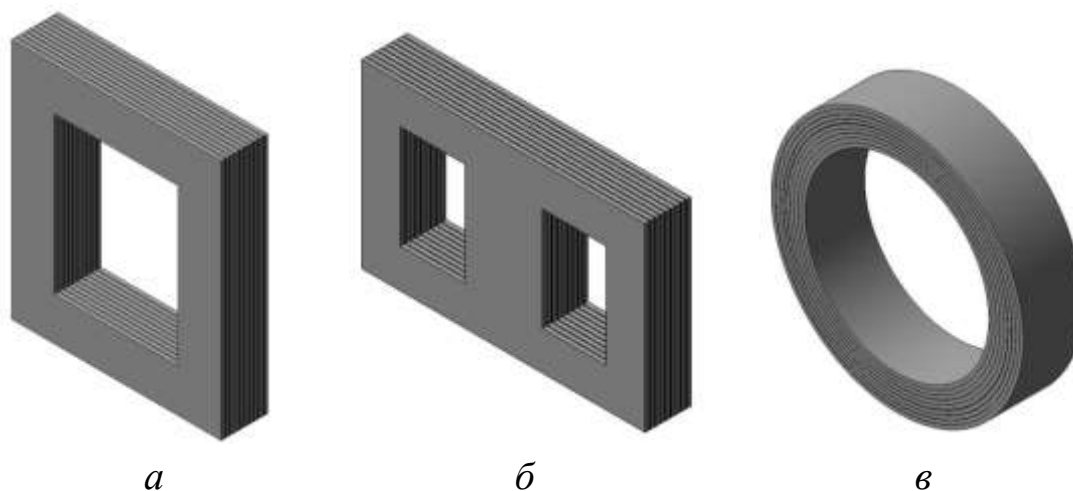


Рис. 2.3. Конструкція магнітопроводів трансформатора: a – стрижневий; $б$ – броньовий; $в$ – тороїдний

Принцип дії трансформатора полягає в наступному. При подачі до первинної обмотки змінної напруги U_1 , в ній починає протікати змінний струм I_1 (рис. 2.4). Магніторушійна сила (МРС) цієї обмотки $F_1 = i_1 w_1$ утворює змінний магнітний потік з амплітудою Φ_m , який замикається через феромагнітний магнітопровід, пронизуючи витки вторинної обмотки. Умовний

додатній напрям магнітного потоку визначається за правилом правого гвинта. Тобто, додатній напрям магнітного потоку співпадає з напрямом руху гвинта, що обертається за напрямом циркуляції струму.

Оскільки струм змінний, то змінний і магнітний потік, а отже, згідно закону електромагнітної індукції, у вторинній обмотці наводиться ЕРС взаємної індукції, яка дорівнює швидкості зміни магнітного потокозчеплення Ψ_2

$$e_2 = -\frac{d\Psi_2}{dt} = -w_2 \frac{d}{dt}(\Phi_m \sin \omega t) = -\omega w_2 \Phi_m \cos \omega t, \quad (2.2)$$

де $\Psi_2 = w_2 \Phi_m \sin \omega t$ – потокозчеплення вторинної обмотки за умови синусоїдного магнітного потоку; $\omega = 2\pi f$ – кутова частота; f – частота напруги живлення. З виразу (2.2) діюче значення ЕРС вторинної обмотки визначиться за формулою

$$E_2 = \frac{\omega w_2 \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4,44 \Phi_m f w_2. \quad (2.3)$$

Внаслідок зміни магнітного потоку в первинній обмотці також індукується ЕРС (самоіндукції) миттєве та діюче значення якої, визначаються аналогічно, тобто:

$$e_1 = -\frac{d\Psi_1}{dt} = -w_1 \frac{d}{dt}(\Phi_m \sin \omega t) = -\omega w_1 \Phi_m \cos \omega t; \quad (2.4)$$

$$E_1 = \frac{\omega w_1 \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4,44 \Phi_m f w_1. \quad (2.5)$$

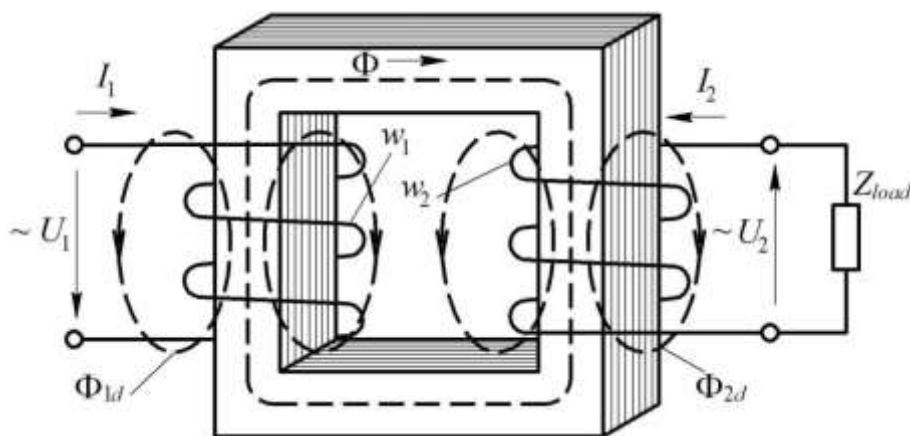


Рис. 2.4. Схема трансформатора

Якщо до вторинної обмотки підключити навантаження, то під дією ЕРС E_2 в ній почне протікати струм I_2 , а на затискачах навантаження встановиться напруга U_2 . Значення цієї напруги залежить від поданої первинної напруги та властивостей трансформатора (коефіцієнта трансформації, опорів обмоток та ін.). Таким чином, електрична енергія передається з первинної обмотки до вторинної, але з іншою напругою. В процесі роботи первинна обмотка здійснює перетворення електричної енергії мережі в енергію магнітного поля, а вторинна обмотка перетворює енергію магнітного поля в електричну. Невелика частина потужності втрачається у трансформаторі через втрати в обмотках та магнітопроводі.

Магніторушійна сила вторинної обмотки $F_2 = i_2 w_2$ в свою чергу також збуджує магнітний потік, спрямований згідно правила Ленца протилежно потоку первинної обмотки. Тому загальний потік є результатом взаємодії МРС обох обмоток.

Крім магнітного потоку, що замикається через осердя і є спільним для обох обмоток (*основний магнітний потік*), кожна з обмоток також створює власні потоки розсіювання Φ_{1d} , Φ_{2d} , які індукують ЕРС розсіювання у первинній і вторинній обмотках, відповідно E_{1d} , E_{2d} .

Якщо кількість витків первинної обмотки w_1 більше кількості витків вторинної w_2 , то $U_1 > U_2$ і трансформатор буде працювати в режимі зменшення напруги (*знижувальний трансформатор*). Трансформатор, що працює в режимі збільшення напруги $U_1 < U_2$, $w_1 < w_2$, називається *підвищувальним*.

Один і той самий трансформатор може бути як підвищувальним, так і знижувальним, в залежності від того, до якої обмотки подається живлення, а до якої приєднується навантаження.

З виразів (2.5) і (2.3) слідує, що коефіцієнт трансформації можна визначити також як відношення ЕРС обмоток, тобто

$$E_2 = \frac{w_1}{w_2} = \frac{E_1}{E_2}.$$

Конструкція, представлена на рис. 2.4, є базовою для аналізу та розрахунку інших конструкцій трансформаторів (багатообмоткових, трифазних та ін.).

2.1.3. Режим холостого ходу трансформатора

В режимі холостого ходу (XX) вторинна обмотка трансформатора розімкнена, тобто струм в ній $I_2 = 0$, а в первинній обмотці протікає струм холостого ходу I_{1o} .

Напруга u_{1o} , прикладена до первинної обмотки трансформатора, буде врівноважуватися ЕРС первинної обмотки e_1 , ЕРС розсіювання e_{1d} та падінням напруги на активному опорі первинної обмотки $R_1 i_{1o}$:

$$u_{1o} = -e_1 - e_{1d} + R_1 i_{1o},$$

або у векторній формі

$$\underline{U}_{1o} = -\underline{E}_1 - \underline{E}_{1d} + R_1 \underline{I}_{1o}. \quad (2.6)$$

Оскільки вектор \underline{E}_{1d} відстає від струму холостого ходу на кут $\pi/2$, то в комплексній формі ЕРС розсіювання запишеться $\underline{E}_{1d} = -jX_1 \underline{I}_{1o}$ і рівняння електричної рівноваги (2.6) можна представити у вигляді

$$\underline{U}_{1o} = -\underline{E}_1 + jX_1 \underline{I}_{1o} + R_1 \underline{I}_{1o}, \quad (2.7)$$

де $X_1 = \omega L_1$ – індуктивний опір розсіювання первинної обмотки; L_1 – індуктивність розсіювання первинної обмотки.

Насправді, струм холостого ходу I_{1o} не є синусоїдним внаслідок нелінійної магнітної характеристики матеріалу магнітопроводу. Тому, для використання комплексної форми запису рівнянь під час дослідження трансформатора, його струм представляють *еквівалентним синусоїдним струмом*. Таку заміну виконують так, щоб діюче значення еквівалентного синусоїдного струму дорівнювало діючому значенню струму холостого ходу. Тут і далі, вважається, що всі величини, що входять до складу рівнянь трансформатора є синусоїдними.

На підставі рівняння (2.7) можна побудувати векторну діаграму трансформатора, який працює в режимі холостого ходу

(рис. 2.5). При побудові прийнемо початкову фазу вектора основного магнітного потоку $\underline{\Phi}_m$ рівною нулю. Вектори ЕРС первинної та вторинної обмоток \underline{E}_1 , \underline{E}_2 відстають від вектора магнітного потоку на кут $\pi/2$, причому $\underline{E}_1 > \underline{E}_2$, тобто трансформатор знижувальний. Вектор струму \underline{I}_{1o} випереджає вектор потоку $\underline{\Phi}_m$ на кут гістерезисного випередження α , який залежить від значення втрат в магнітопроводі, гістерезису та вихрових струмів. Вектор потоку розсіювання $\underline{\Phi}_{1d}$ співпадає за фазою з вектором струму \underline{I}_{1o} , який його утворює. Вектор \underline{E}_{1d} відстає від $\underline{\Phi}_{1d}$ на кут $\pi/2$.

Згідно рівняння (2.7) вектор напруги \underline{U}_{1o} є геометричною сумою трьох векторів $-\underline{E}_1$, $-\underline{E}_{1d}$, $R_1 \underline{I}_{1o}$, як показано на діаграмі.

Для зручності побудови векторної діаграми кут α , а також вектори $jX_1 \underline{I}_{1o}$ та $R_1 \underline{I}_{1o}$ дещо збільшені. Практично, значення напруги холостого ходу U_{1o} незначно відрізняється від значення ЕРС E_1 .

Напруга вторинної обмотки U_{2o} дорівнює ЕРС E_2 оскільки струм у вторинній обмотці відсутній.

Схема заміщення трансформатора в режимі ХХ, згідно рівняння (2.7), показана на рис. 2.6. Струм ХХ I_{1o} представлений двома складовими – реактивною I_{reac} , яка забезпечує протікання в магнітопроводі основного потоку Φ_m і активною I_{act} , що зумовлена втратами на гістерезис та вихрові струми. Вхідний опір трансформатора при холостому ході дорівнює сумі повних опорів контуру розсіювання Z_1 та контуру намагнічування Z_m .

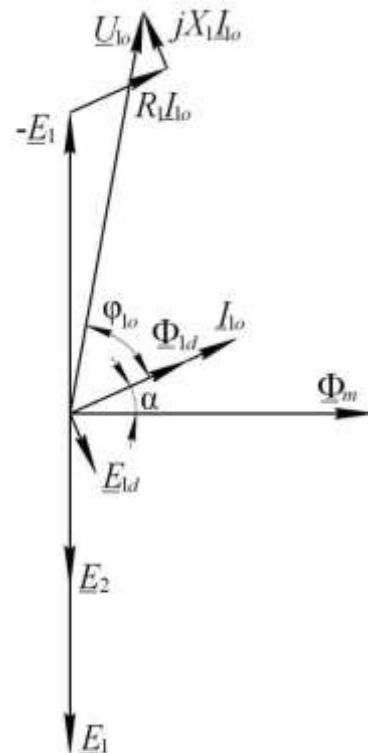


Рис. 2.5. Векторна діаграма трансформатора в режимі холостого ходу

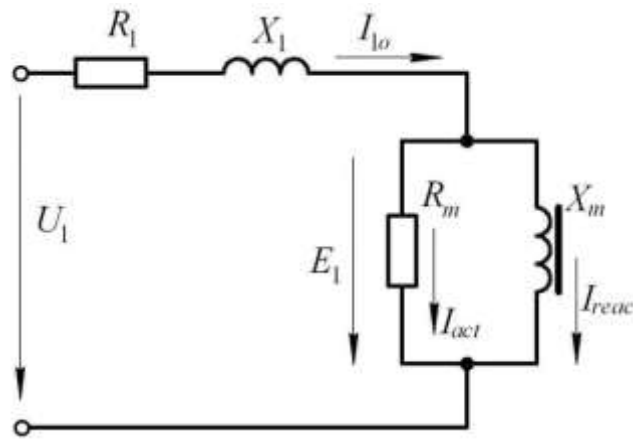


Рис. 2.6. Схема заміщення трансформатора в режимі холостого ходу

Проведення дослідів холостого ходу дозволяє експериментально визначити параметри контуру намагнічування схеми заміщення та інші характеристики трансформатора. Найчастіше, дослід проводять для випадку, коли $U_{1o} = U_{1nom}$, при цьому вторинну обмотку трансформатора розмикають (рис. 2.7).

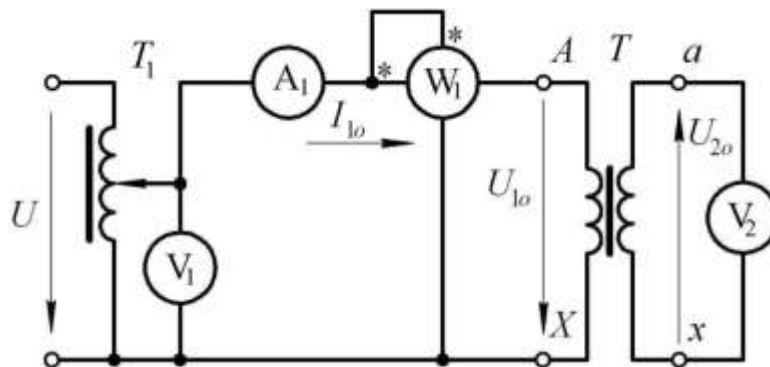


Рис. 2.7. Схема дослідження трансформатора в режимі холостого ходу

За результатами цього дослідження визначають:

коефіцієнт потужності в режимі холостого ходу

$$\cos \varphi_{1o} = \frac{P_o}{U_{1o} I_{1o}} \text{ та кут магнітних втрат } \alpha = \frac{\pi}{2} - \varphi_{1o};$$

відсоткове значення струму холостого ходу відносно

$$\text{номінального значення } I_{1o} \% = \frac{I_{1o}}{I_{1nom}} 100\% ;$$

коефіцієнт трансформації напруг

$$K_U = \frac{U_{1o}}{U_{2o}}, \quad (2.8)$$

причому в цьому режимі можна вважати, що $U_{1o} \approx E_1$ а $U_{2o} = E_2$, тому

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_{1o}}{U_{2o}}.$$

Оскільки струм у вторинній обмотці відсутній, а струм ХХ первинної обмотки силових трансформаторів зазвичай знаходиться в межах 3-10 % від номінального, втрати в провідниках обмоток будуть незначні. Практично можна вважати, що потужність ХХ P_o дорівнює потужності магнітних втрат P_{mag} , оскільки останні пропорційні квадрату підведеної напруги U_{1o}^2 , і будуть присутні повністю

$$P_o \approx P_{mag}.$$

В схемі заміщення трансформатора для режиму ХХ (рис. 2.6), активний опір контуру намагнічування $R_m \gg R_1$, а реактивний опір контуру намагнічування $X_m \gg X_1$, тому параметри контуру намагнічування наближено можна визначити за паспортними даними згідно виразів:

$$R_m \approx \frac{P_o}{I_{act}^2} = \frac{P_o}{(I_{1o} \cos \varphi_{1o})^2} = \frac{U_{1nom}}{I_{1o} \cos \varphi_{1o}}; \quad (2.9)$$

$$X_m \approx \frac{Q_o}{I_{reac}^2} = \frac{Q_o}{(I_{1o} \sin \varphi_{1o})^2} = \frac{U_{1nom}}{I_{1o} \sin \varphi_{1o}}, \quad (2.10)$$

де $\varphi_{1o} = \arccos \frac{P_o}{U_{1nom} I_{1o}}$.

2.1.4. Робота трансформатора під навантаженням

Основний магнітний потік, що збуджується МРС первинної обмотки у режимі ХХ $F_{1o} = i_{1o} w_1$, індукує ЕРС E_1 у первинній і E_2 у вторинній обмотках. При підключенні до вторинної обмотки навантаження, під дією ЕРС E_2 у ній почне протікати струм i_2 . МРС

вторинної обмотки $F_2 = i_2 w_2$ спрямована назустріч основному потоку, намагаючись його зменшити. Але при зменшенні основного потоку ЕРС E_1 також зменшується, що призводить до збільшення струму первинної обмотки I_1 , а отже і до збільшення МРС первинної обмотки та основного потоку. Практично, можна вважати, що величина основного потоку не залежить від навантаження. Рівняння рівноваги МРС запишеться у наступному вигляді

$$\underline{I}_1 w_1 + \underline{I}_2 w_2 = \underline{I}_{1o} w_1, \quad (2.11)$$

звідки

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{1o} + (-\underline{I}'_2), \quad (2.12)$$

де $\underline{I}'_2 = \underline{I}_2 \frac{w_2}{w_1}$ – *приведений струм* вторинної обмотки.

Як видно з рівняння для струмів (2.12), зміна навантаження трансформатора призводить до зміни струму первинної обмотки, а отже і до зміни споживаної потужності.

Для зручності побудови векторних діаграм та проведення розрахунків величини, що відносяться до вторинної обмотки (E_2 , U_2 , R_2 і т.д.) приводять до числа витків первинної за умови незмінних потужностей та кутів зсуву фаз у трансформаторі.

Враховуючи, що струм ХХ зазвичай становить 3-10% від номінального з рівняння (2.12) для діючих значень можна записати

$$\frac{I_1}{I_2} \approx \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{n},$$

тобто відношення струмів підпорядковується величині оберненій до коефіцієнту трансформації.

Зміна значень напруг та струмів трансформатора спричиняє й зміну еквівалентного опору електричного кола. Справді, якщо до вторинної обмотки приєднане навантаження, можна записати

$$\frac{Z_{1eq}}{Z_{2eq}} = \frac{U_1}{I_1} \div \frac{U_2}{I_2} = \frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{I_2}{I_1} \approx n^2,$$

де Z_{1eq} , Z_{2eq} – повний еквівалентний опір на вході та на виході трансформатора, відповідно. Ця властивість трансформатора

використовується для узгодження опорів між різними частинами електричного кола.

Для побудови векторної діаграми навантаженого трансформатора, до рівняння електричного стану первинної обмотки (2.6) необхідно додати рівняння для вторинного контуру. Відповідно до другого закону Кірхгофа, ЕРС основного потоку E_2 та потоку розсіювання E_{2d} врівноважується падінням напруги на активному опорі вторинної обмотки R_2 та напругою на навантаженні U_2 , тобто

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 - \underline{E}_{1d} + R_1 \underline{I}_1, \quad (2.13)$$

$$\underline{E}_2 + \underline{E}_{2d} = R_2 \underline{I}_2 + \underline{U}_2. \quad (2.14)$$

Якщо представити ЕРС E_{1d} , E_{2d} спадами напруг на відповідних індуктивних опорах розсіювання $\underline{E}_{1d} = -jX_1 \underline{I}_1$, $\underline{E}_{2d} = -jX_2 \underline{I}_2$, то рівняння рівноваги матимуть вигляд:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + jX_1 \underline{I}_1 + R_1 \underline{I}_1; \quad (2.15)$$

$$\underline{U}_2 = \underline{E}_2 - jX_2 \underline{I}_2 - R_2 \underline{I}_2, \quad (2.16)$$

де $X_2 = \omega L_2$ – індуктивний опір розсіювання вторинної обмотки; L_2 – індуктивність розсіювання вторинної обмотки.

На підставі рівнянь (2.12, 2.15, 2.16) можна побудувати векторну діаграму трансформатора в режимі навантаження. Побудову почнемо з вектора основного магнітного потоку $\underline{\Phi}_m$, приймаючи його початкову фазу рівною нулю (рис. 2.8). Вектори \underline{E}_1 , \underline{E}_2 відстають від вектора $\underline{\Phi}_m$ на кут $\pi/2$. При активно-індуктивному характері навантаження, вектор струму \underline{I}_2 відстає від вектору ЕРС \underline{E}_2 на кут $\psi_2 = \arctg \frac{X_2 + X_{load}}{R_2 + R_{load}}$, де R_{load} , X_{load} – відповідно активний та реактивний опір навантаження. Вектор $R_2 \underline{I}_2$ відкладається паралельно до вектора \underline{I}_2 , а вектор $jX_2 \underline{I}_2$ випереджає вектор \underline{I}_2 на кут $\pi/2$. На підставі рівняння (2.16) будується вектор напруги вторинної обмотки \underline{U}_2 . Під кутом α (кут гістерезисного випередження) до вектору основного потоку $\underline{\Phi}_m$ будують вектор струму холостого ходу \underline{I}_{10} .

Вектор \underline{I}_1 , згідно рівняння (2.12), є сумою векторів \underline{I}_{10} та $-\underline{I}'_2$. Знаючи довжину і напрям вектора \underline{I}_1 , будують вектори $R_1 \underline{I}_1$, $jX_1 \underline{I}_1$ аналогічно, як і для кола первинної обмотки. Згідно рівняння (2.15) вектор напруги \underline{U}_1 являє собою суму трьох векторів $-\underline{E}_1$, $jX_1 \underline{I}_1$, $R_1 \underline{I}_1$.

На векторній діаграмі (рис. 2.8) довжини векторів $jX_1 \underline{I}_1$, $R_1 \underline{I}_1$, $R_2 \underline{I}_2$ та $jX_2 \underline{I}_2$ дещо збільшені. Зазвичай вони знаходяться в межах кількох відсотків від \underline{U}_1 , \underline{U}_2 .

Схема заміщення трансформатора в режимі навантаження (рис. 2.9) відрізняється від схеми заміщення для режиму ХХ наявністю елементів з параметрами вторинної обмотки (X_2 , R_2) та опору навантаження Z_{load} . Приведення опорів у вторинному колі до кількості витків первинної обмотки виконується за наступними формулами:

$$R'_2 = n^2 R_2; X'_2 = n^2 X_2; Z'_{load} = n^2 Z_{load}. \quad (2.17)$$

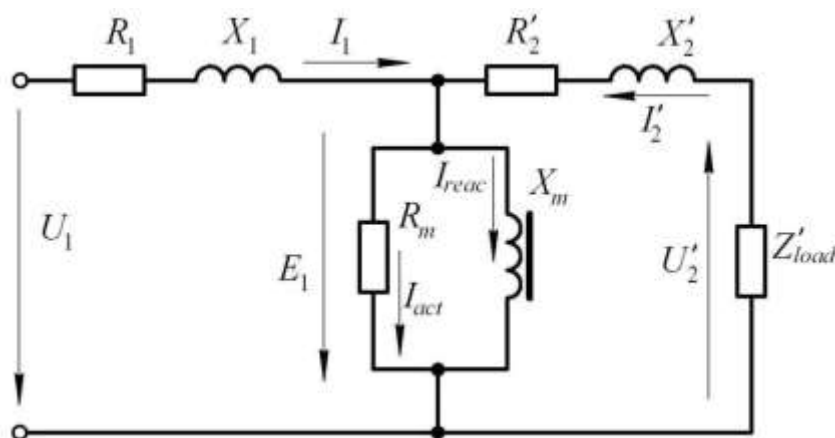


Рис. 2.9. Схема заміщення трансформатора в режимі навантаження

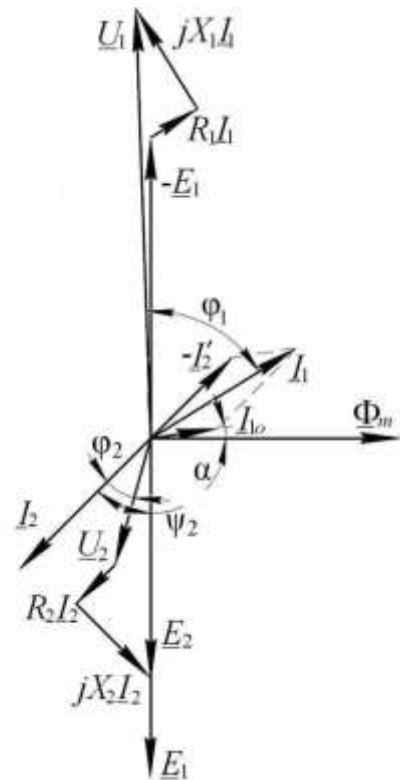


Рис. 2.8. Векторна діаграма трансформатора в режимі навантаження

Якщо параметри контуру намагнічування визначаються на підставі досліду ХХ, то експериментальне визначення активних опорів та опорів розсіювання первинної та вторинної обмоток здійснюється за допомогою *досліду короткого замикання (КЗ)*. Проведення цих двох дослідів дозволяє визначити параметри усіх елементів схеми заміщення трансформатора.

Для проведення досліду КЗ вторинну обмотку трансформатора замикають накоротко, а до первинної обмотки підводять напругу такого значення, при якому струм первинної обмотки дорівнює номінальному $I_{1k} = I_{1nom}$. Цю напругу називають *напругою короткого замикання* і зазвичай для силових трансформаторів вона становить 5-10% від номінальної напруги первинної обмотки. Схема досліду КЗ представлена на рис. 2.10.

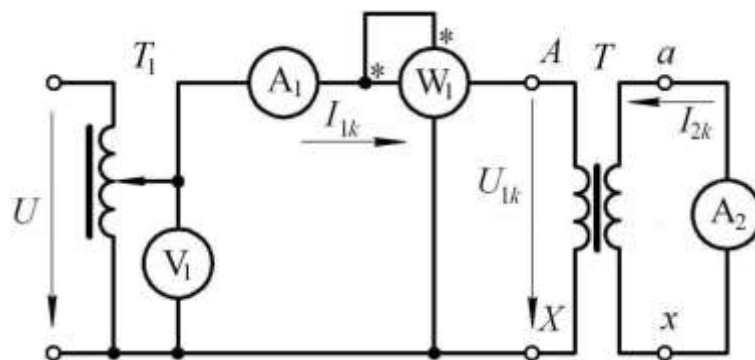


Рис. 2.10. Схема дослідження трансформатора в режимі короткого замикання

Під час дослідження трансформатора в режимі КЗ проводять вимірювання напруги короткого замикання U_{1k} , струмів первинної та вторинної обмоток I_{1k} , I_{2k} , а також потужності споживання P_k . На підставі вимірів визначають:

$$\text{коефіцієнт потужності в режимі КЗ } \cos \varphi_{1k} = \frac{P_k}{U_{1k} I_{1k}};$$

$$\text{коефіцієнт трансформації струмів } K_I = \frac{I_{2k}}{I_{1k}};$$

відсоткове значення напруги короткого замикання відносно номінального значення напруги первинної обмотки

$$U_{1k} \% = \frac{U_{1k}}{U_{1nom}} 100\% .$$

В режимі КЗ напруга первинної обмотки, а отже і магнітний потік трансформатора Φ_m невеликі, тому магнітні втрати потужності є незначними. Оскільки у цьому режимі в обмотках протікають номінальні струми, споживана трансформатором потужність практично дорівнює потужності електричних втрат в номінальному режимі

$$P_k \approx P_{el\ nom} = I_{1k}^2 (R_1 + R'_2) = I_{1k}^2 R_k ,$$

звідки активний опір трансформатора в режимі КЗ

$$R_k = \frac{P_k}{I_{1k}^2} . \quad (2.18)$$

Враховуючи, що повний опір трансформатора дорівнює $Z_k = \frac{U_{1k}}{I_{1k}}$, реактивний опір розсіювання може бути визначений за виразом

$$X_k = (X_1 + X'_2) = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2} . \quad (2.19)$$

Зазвичай

$$R_1 \approx R'_2 \approx \frac{R_k}{2}, \quad X_1 \approx X'_2 \approx \frac{X_k}{2} . \quad (2.20)$$

На підставі розглянутої схеми заміщення (рис. 2.9), можна розрахувати (як буде показано далі) та побудувати *робочі характеристики* трансформатора – залежності напруги вторинної обмотки U_2 , коефіцієнта потужності $\cos\phi_1$, коефіцієнта корисної дії η і струму первинної обмотки I_1 від коефіцієнту навантаження

$$\beta = \frac{I_2}{I_{2nom}} , \quad (2.21)$$

де I_{2nom} – номінальний струм вторинної обмотки.

Робочі характеристики отримують при незмінних значеннях коефіцієнту потужності навантаження та номінальної первинної

напруги $U_1 = U_{1ном}$ і для більшості силових трансформаторів вони мають типовий вигляд, представлений на рис. 2.11.

Залежність $U_2(\beta)$ називається зовнішньою характеристикою трансформатора. На рисунку вона представлена у відносних одиницях ($U_2/U_{2о}$). При значеннях коефіцієнта навантаження від 0 до 1, напруга вторинної обмотки U_2 змінюється майже лінійно в межах декількох відсотків. Падіння напруги ΔU_2 залежить головним чином від значення та характеру опору навантаження а також параметрів обмоток трансформатора.

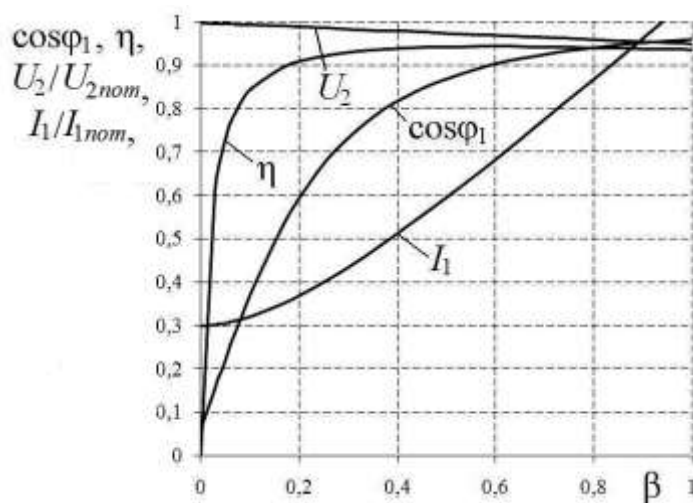


Рис. 2.11. Робочі характеристики трансформатора

Струм первинної обмотки $I_1(\beta)$ (у відносних одиницях $I_1/I_{1ном}$), починаючись із значення струму ХХ $I_{1о}$ зростає практично лінійно, що слідує з рівняння (2.12).

Крива залежності $\cos\varphi_1(\beta)$ починається зі значення $\cos\varphi_{1о}$ і при зростанні навантаження наближається до значення коефіцієнта потужності навантаження.

Силові трансформатори зазвичай проектують таким чином, щоб максимальне значення ККД мало місце коли $\beta = 0,5 \div 0,6$. Це є наслідком того, що значну частину періоду їх експлуатації вони працюють не на повну потужність.

ККД трансформатора має досить високе значення і тому, як правило, визначається непрямим методом розрахунку

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P}, \quad (2.22)$$

де $\Delta P = P_{mag} + P_{el}$ – втрати в трансформаторі, що являють собою суму втрат в магнітопроводі P_{mag} (магнітні втрати) та електричних втрат в провідниках обмоток P_{el} . Як свідчить більш детальний аналіз [22], максимальний ККД має місце при такому навантаженні, коли втрати в сталі (постійні втрати) дорівнюють втратам в провідниках обмоток (змінним втратам) $P_{mag} = P_{el}$.

В режимі навантаження трансформатор споживає з мережі енергію з активною потужністю, що дорівнює

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \phi_1. \quad (2.23)$$

Перетворення активної потужності ілюструє діаграма представлена на рис. 2.12, яка відповідає схемі заміщення (рис. 2.9) та векторній діаграмі (рис. 2.8).

Частина потужності споживання витрачається на електричні втрати в первинній обмотці $P_{1el} = I_1^2 R_1$ та магнітні втрати в осерді P_{mag} . Потужність магнітних втрат складається з втрат на гістерезис P_h та вихрові струми P_F – $P_{mag} = P_h + P_F$. До вторинної обмотки передається електромагнітна потужність

$$P_e = P_1 - P_{1el} - P_{mag}. \quad (2.24)$$

Корисна потужність, що передається до навантаження, менша за електромагнітну на величину електричних втрат у вторинній обмотці

$$P_2 = P_e - P_{2el}. \quad (2.25)$$

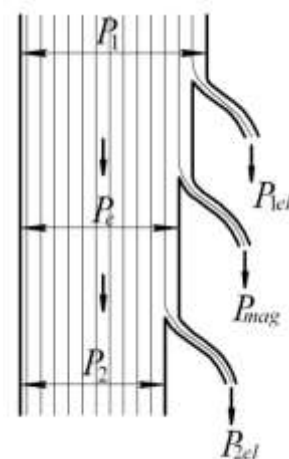


Рис. 2.12. Енергетична діаграма трансформатора

2.1.5. Трифазні трансформатори

Процеси, що відбуваються в трифазних трансформаторах, аналогічні до відповідних процесів у однофазних за умови, що має місце симетричне навантаження.

Трифазні трансформатори широко використовуються в якості силових пристроїв систем виробництва та розподілу електричної енергії. І хоча для трансформації трифазної системи струмів можливо використовувати три однофазні трансформатори, об'єднання їх в один апарат (рис. 2.13) дозволяє зменшити кількість провідникових матеріалів, габарити і масу магнітопроводу.

Початки фаз обмоток ВН трансформатора позначають A, B, C , а їх кінці відповідно X, Y, Z . Обмотки НН позначають a, b, c – початки, x, y, z – кінці.

При живленні трансформатора від трифазної мережі, в стрижнях його магнітопроводу збуджуються три фазних магнітних потоки Φ_A, Φ_B, Φ_C (рис. 2.14), які зсунуті один відносно одного на 120° і утворюють симетричну систему. Сума миттєвих значень фазних потоків в будь який момент часу дорівнює нулю. Внаслідок цього магнітопровід трифазного трансформатора має тільки три стрижні, які для спрощення конструкції розміщуються в одній площині.

За рахунок того, що довжина магнітного кола по якому замикається потік Φ_B дещо менша за довжину магнітних кіл потоків Φ_C, Φ_A , виникає незначна магнітна асиметрія, яка спричиняє несиметрію струмів холостого ходу цих фаз. Однак в режимі навантаження трансформатора, внаслідок малості останніх, це практично не впливає на його роботу.



Рис. 2. 13. Трифазний трансформатор

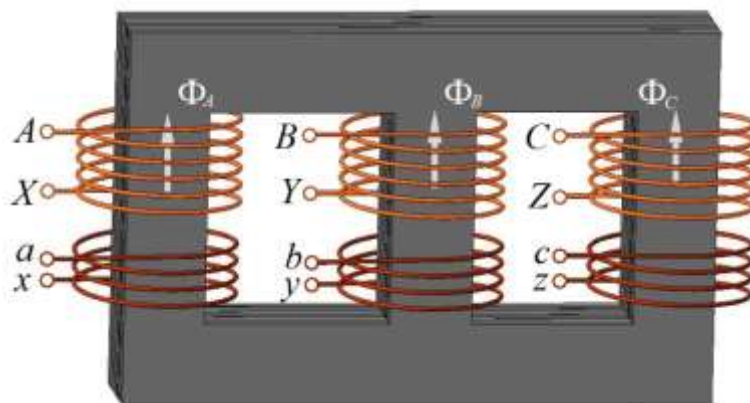


Рис. 2. 14. Схема трифазного трансформатора

Фазні магнітні потоки індукують в обмотках трансформатора симетричну систему ЕРС: в обмотках ВН – E_A, E_B, E_C ; в обмотках НН – E_a, E_b, E_c .

Фазні обмотки трансформатора найчастіше з'єднують зіркою Y або трикутником Δ . Схему з'єднання двообмоткового трансформатора позначають у вигляді дробу, в чисельнику якого вказують спосіб з'єднання обмотки ВН, а в знаменнику – обмотки НН, наприклад Y/Y або Y/ Δ .

Спосіб з'єднання обмоток впливає на зсув фаз між лінійними ЕРС обмоток ВН та НН. Використовуючи аналогію з годинником, різні способи з'єднання розрізняють за групами. Під *номером групи з'єднання* розуміють час на годиннику у якого хвилинна стрілка співпадає з вектором лінійної ЕРС ВН і встановлена на цифру 0 (12), а годинна стрілка співпадає з вектором відповідної лінійної ЕРС НН. Наприклад, якщо обмотки трансформатора з'єдані за схемою Y/ Δ (рис.2.15, а), то при узгодженому напрямку намотки обмоток ВН та НН, вектори відповідних фазних ЕРС будуть мати однаковий напрям (рис.2.15, б). У випадку з'єднання фаз трикутником, лінійні ЕРС співпадають з фазними, а при з'єднанні зіркою відрізняються на 30° . Тому, для даної схеми, трикутники лінійних ЕРС відрізнятимуться за фазою на 30° , що відповідає 11 групі з'єднання (рис.2.15, в).

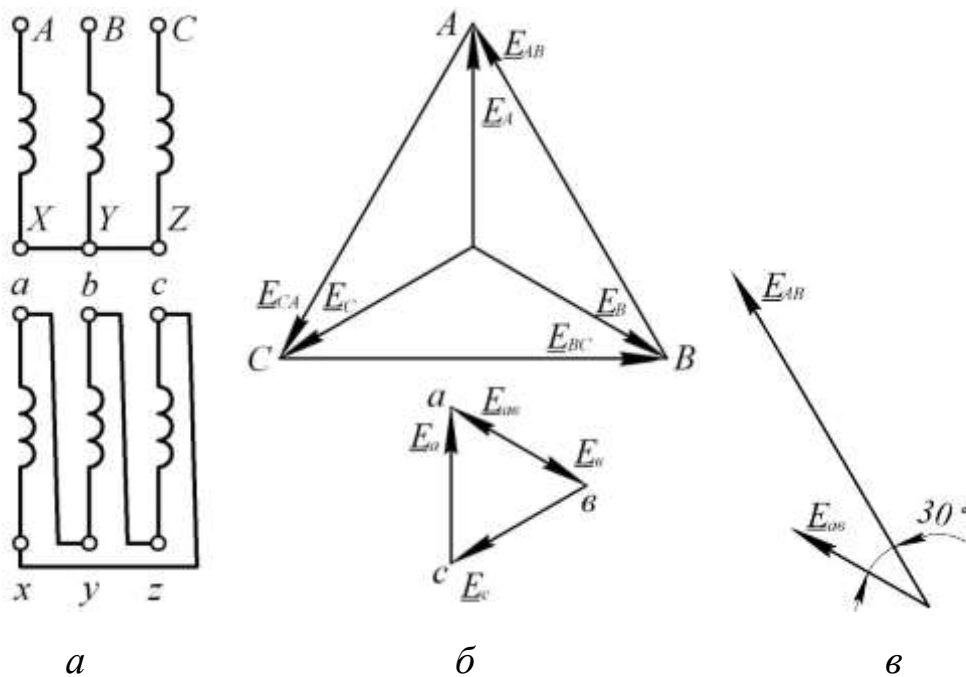


Рис. 2.15. Схема з'єднання обмоток і векторні діаграми ЕРС для групи 11

За умови симетрії напруг на первинній обмотці та симетричного навантаження, для аналізу трифазного трансформатора можна розглядати роботу тільки однієї фази. Розрахунок проводиться на підставі усередненої схеми заміщення для якої параметри контурів намагнічування усіх фаз рівні $R_{mA} = R_{mB} = R_{mC}$, $X_{mA} = X_{mB} = X_{mC}$, а також рівні між собою активні та реактивні опори обмоток ВН $R_{1A} = R_{1B} = R_{1C}$, $X_{1A} = X_{1B} = X_{1C}$ і обмоток НН $R_{2a} = R_{2b} = R_{2c}$, $X_{2a} = X_{2b} = X_{2c}$. При цьому справедливі рівняння, що були отримані для однофазного трансформатора при підстановці в них фазних напруг, струмів та потужностей.

2.1.6. Розрахунок трансформаторів

Для проведення розрахунку використаємо віртуальну модель лінійного трансформатора (блок [Linear Transformer]) з бібліотеки Elements пакету розширення Simscape/SimPowerSystems. Блок моделює дво- або трьохобмотковий однофазний трансформатор,

нелінійність характеристики намагнічування магнітопроводу якого не враховується.

В полях вікна налаштування параметрів задаються:

- номінальна потужність та частота трансформатора – S_{nom} , f_{nom} ;
- параметри первинної обмотки – напруга, активний опір обмотки та індуктивність розсіювання, відповідно U_1 , R_1 , L_1 ;
- параметри вторинної обмотки – напруга, активний опір обмотки та індуктивність розсіювання, відповідно U_2 , R_2 , L_2 ;
- параметри третьої обмотки (у випадку моделювання трьохобмоткового трансформатора) – напруга, активний опір обмотки та індуктивність розсіювання, відповідно U_3 , R_3 , L_3 ;
- активний опір і індуктивність контуру намагнічування – R_m , L_m .

Параметри трансформатора можуть задаватися у абсолютних або відносних одиницях. Застосування відносних одиниць дозволяє спростити запис рівнянь та розрахунок трансформатора, оскільки в цьому випадку відносні опори та індуктивності первинної та вторинної обмоток виявляються рівними.

Для кожної обмотки відносні значення опорів R_* та індуктивностей L_* визначаються виразами [23]

$$R_* = \frac{R}{Z_b}; L_* = \frac{L}{L_b}, \quad (2.26)$$

де R , L – абсолютні значення опору та індуктивності відповідно;

$Z_b = \frac{U_{nom}}{I_{nom}} = \frac{U_{nom}^2}{S_{nom}}$ – базисний опір; U_{nom} , I_{nom} , S_{nom} – відповідно

номінальні напруга, струм та потужність обмотки; $L_b = \frac{Z_b}{2\pi f_{nom}}$ –

базисна індуктивність; f_{nom} – номінальна частота.

Розрахунок параметрів трансформатора може бути виконаний на підставі його паспортних даних (додаток 1), а саме: номінальної потужності S_{nom} ; номінального струму первинної обмотки I_{1nom} ; номінальної напруги первинної обмотки U_{1nom} ; потужності втрат

короткого замикання P_k ; напруги короткого замикання U_{1k} ; потужності втрат холостого ходу P_o ; струму холостого ходу I_{1o} .

З виразів (2.18, 2.20, 2.26) абсолютні та відносні активні опори обмоток трансформатора дорівнюють:

$$R_1 \approx R_2' \approx \frac{R_k}{2} = \frac{P_k}{2I_{1nom}^2}; \quad (2.27)$$

$$R_{*1} = R_{*2} = \frac{R_1}{Z_{1nom}} = \frac{P_k S_{1nom}}{2U_{1nom}^2 I_{1nom}^2} = \frac{P_k}{2S_{1nom}}. \quad (2.28)$$

Абсолютна та відносна індуктивності розсіювання визначаються за виразами:

$$L_1 \approx L_2' = \frac{X_1}{\omega} = \frac{X_k}{2\omega} = \frac{Z_k \sin \varphi_{1k}}{2\omega} = \frac{U_{1k} \sin \varphi_{1k}}{2\omega I_{1nom}}; \quad (2.29)$$

$$L_{*1} = L_{*2} = \frac{L_1}{L_b} = \frac{U_{1k} \sin \varphi_{1k} \omega}{2\omega I_{1nom} Z_b} = \frac{U_{1k} \sin \varphi_{1k}}{2U_{1nom}}, \quad (2.30)$$

де $\varphi_{1k} = \arccos \frac{P_k}{U_{1k} I_{1nom}}$.

Абсолютний активний опір контуру намагнічування можна визначити за виразом (2.9). З виразу (2.10) індуктивність контуру намагнічування дорівнює

$$L_m = \frac{X_m}{\omega} = \frac{U_{1nom}}{\omega I_{1o} \sin \varphi_{1o}}; \quad (2.31)$$

Відповідні параметри у відносних одиницях будуть дорівнювати:

$$R_{*m} = \frac{R_m}{Z_{1nom}} = \frac{I_{1nom}}{I_{1o} \cos \varphi_{1o}}; \quad (2.32)$$

$$L_{*m} = \frac{L_m}{L_b} = \frac{X_m}{Z_{1nom}} = \frac{X_m I_{1nom}}{U_{1nom}} = \frac{I_{1nom}}{I_{1o} \sin \varphi_{1o}}. \quad (2.33)$$

Для моделювання трифазного трансформатора розрахунок схеми заміщення проводиться тільки для одної фази і вирази (2.27-2.33) запишуться у вигляді:

$$R_{1\varphi} \approx R'_{2\varphi} = \frac{P_k}{2 \cdot 3 I_{1\varphi nom}^2}; R_{*1\varphi} = R_{*2\varphi} = \frac{P_k}{2 S_{nom}};$$

$$L_{1\varphi} \approx L'_{2\varphi} = \frac{U_{1\varphi k} \sin \varphi_{1k}}{2 \omega I_{1\varphi nom}}; L_{*1\varphi} = L_{*2\varphi} = \frac{U_{1\varphi k} \sin \varphi_{1k}}{2 U_{1\varphi nom}};$$

$$L_{m\varphi} = \frac{U_{1\varphi nom}}{\omega I_{1o\varphi} \sin \varphi_{1o}}; R_{*m\varphi} = \frac{I_{1\varphi nom}}{I_{1o\varphi} \cos \varphi_{1o}}; L_{*m\varphi} = \frac{I_{1\varphi nom}}{I_{1o\varphi} \sin \varphi_{1o}},$$

де $I_{1\varphi nom}$ – номінальний фазний струм первинної обмотки;

$U_{1\varphi nom}$ – номінальна фазна напруга первинної обмотки;

$$\varphi_{1k} = \arccos \frac{P_k}{3 U_{1\varphi k} I_{1\varphi nom}}; \varphi_{1o} = \arccos \frac{P_o}{3 U_{1\varphi nom} I_{1o\varphi}}; U_{1\varphi k} – \text{фазна}$$

напруга короткого замикання; $I_{1o\varphi}$ – фазний струм холостого ходу.

Як приклад, проведемо розрахунок робочих характеристик однофазного трансформатора ОМП–1,25, паспортні дані якого наведені у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1

Тип трансформатора	S_{nom} , кВА	U_{1nom} , кВ	U_{2o} , кВ	U_{1k} , %	P_k , Вт	P_o , Вт	I_{1o} , %
ОМП–1,25	1,25	6	0,23	5	60	20	30

На рис. 2.16 приведена програма для розрахунку параметрів (у відносних одиницях) елементів схеми заміщення трансформатора в середовищі Matlab.

Результатом виконання програми є розрахунок і виведення у командному вікні відповідних параметрів, а також присвоєння їх значень змінним $R_m = 62.5000$, $L_m = 3.3381$, $R_1 = 0.0240$, $L_1 = 0.0070$, $R_2 = 0.0240$, $L_2 = 0.0070$.

На рис. 2.17 представлена модель для розрахунку робочих характеристик трансформатора.

```

Editor - G:\Book_AEMK\Part2\1_Трансформатор\Models2_1\Transform_1f_data.m*
EDITOR PUBLISH VIEW
Transform_1f_data.m* x
1 - f1=50; %частота мережі, Гц
2 - Sn=1.25e3; %номінальна потужність трансформатора, ВА
3 - U1=6e3; %номінальна напруга первинної обмотки, В
4 - U2=230; %номінальна напруга вторинної обмотки, В
5 - Uk=5; %напруга короткого замикання, %
6 - I10=30; %струм холостого ходу, %
7 - Pk=60; %потужність короткого замикання, Вт
8 - P0=20; %потужність холостого ходу, Вт
9 - I1=Sn/U1; %номінальний струм первинної обмотки, А
10 - R1=Pk/(2*Sn); %відносний активний опір обмоток
11 - R2=R1;
12 - fik=acos(Pk/(U1*Uk*0.01*I1)); %кут зсуву фаз при КЗ, рад
13 - L1=(U1*Uk*0.01*sin(fik))/(2*U1); %відносна індуктивність контуру розсіювання
14 - L2=L1;
15 - fi0=acos(P0/(U1*I1*I10*0.01)); %кут зсуву фаз при ХХ, рад
16 - Rm=I1/((I10*I1*0.01)*cos(fi0)); %відносний опір контуру намагнічування
17 - Lm=I1/(I10*I1*0.01*sin(fi0)); %відносна індуктивність контуру намагнічування
18 - [Rm Lm R1 L1] %#ок<NOPTS>
script Ln 18 Col 26 OVR

```

Рис. 2. 16. Розрахунок параметрів трансформатора

Первинна обмотка досліджуваного трансформатора (блок [Linear Transformer]) живиться від джерела змінної напруги [Voltage Source] з амплітудою $6e3 \cdot \sqrt{2}$ В та частотою 50 Гц. До вторинної обмотки приєднано активне навантаження – блок [Rload] (бібліотечний блок [Series RLC Branch]). Блоки [Voltage Measurement1], [Voltage Measurement2], [Current Measurement1], [Current Measurement2] вимірюють напруги та струми первинної і вторинної обмоток. Вимірювання активних та реактивних потужностей трансформатора здійснюється за допомогою блоків [Active & Reactive Power]. У вікнах налаштування цих блоків необхідно задати фундаментальну частоту (параметр “Fundamental frequency (Hz)”) для якої буде визначатись потужність (в даному випадку 50 Гц). Те ж саме значення цього параметру задається і в блоках [RMS-RMS2], які обчислюють діючі значення напруг та струмів трансформатора.

Блок [Fcp] (Efficiency) виконує розрахунок ККД через відношення активної потужності вторинної обмотки (потужності навантаження) до активної потужності первинної (потужності

споживання) P_2/P_1 . Обчислення коефіцієнту потужності виконує блок [Fcn1] (\cos_{fi}) на підставі виразу $\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}$.

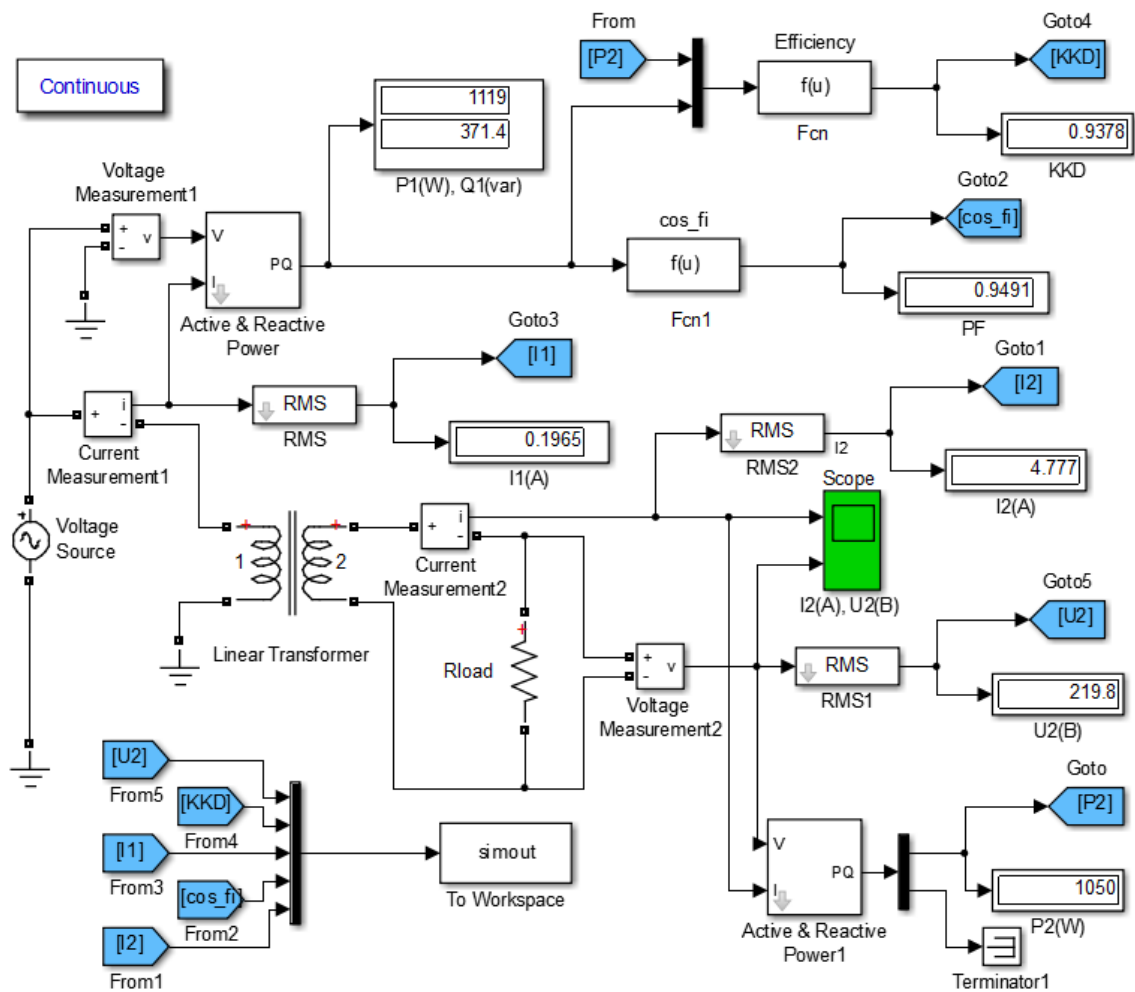


Рис. 2.17. Simulink-модель для дослідження однофазного двообмоткового трансформатора

Блок [To Workspace] здійснює запис розрахованих значень, що поступають на його вхід до робочої області Matlab. Запис даних здійснюється у форматі масиву (Array) з назвою simout. На вкладці блоку "Limit data points to last" необхідно задати 1, що зумовить запис останнього розрахованого значення.

Вікно для введення параметрів трансформатора представлено на рис. 2.18. При введенні параметрів можуть використовуватися їх числові значення, розраховані за допомогою програми

представленої вище, або назви відповідних змінних, як зроблено у даному випадку. Параметри блоку [Linear Transformer] (рис. 2.18):

- Units – дозволяє вибрати одиниці, в яких будуть представлені параметри схеми заміщення трансформатора (pu – відносні, SI – абсолютні в системі SI);

- Nominal power and frequency [Pn(VA) fn(Hz)] – номінальна повна потужність (ВА) та частота (Гц);

- Winding 1 parameters [V1(Vrms) R1(pu) L1(pu)] – параметри первинної обмотки (номінальна напруга первинної обмотки (В), активний опір (Ом або у відносних одиницях), індуктивність розсіювання (Гн або у відносних одиницях);

- Winding 2 parameters [V2(Vrms) R2(pu) L2(pu)] – параметри вторинної обмотки (номінальна напруга вторинної обмотки (В), активний опір (Ом або у відносних одиницях), індуктивність розсіювання (Гн або у відносних одиницях);

- Winding 3 parameters [V3(Vrms) R3(pu) L3(pu)] – параметри третьої обмотки (для трьохобмоткового трансформатора). Поле доступно для введення параметрів при встановленій позначці “Three windings transformer”;

- Magnetization resistance and inductance [Rm(pu) Lm(pu)] – активний опір контуру намагнічування (Ом або у відносних одиницях), індуктивність контуру намагнічування (Гн або у відносних одиницях);

- Measurements – даний параметр дозволяє проводити, за вибором, вимірювання напруг обмоток (Winding voltages), струмів обмоток (Winding currents), струм намагнічування (Magnetization current), або всі напруги та струми (All voltages and currents).

Робочі характеристики отримують змінюючи опір навантажувального резистора (блок [Rload]) у всьому діапазоні навантаження трансформатора. Практично, значення струму вторинної обмотки I_2 змінюють в межах $0 \div 1,1 I_{2nom}$. При цьому розраховують значення струмів та напруг обмоток, потужностей, ККД та коефіцієнту потужності. Інтервал моделювання обирається більшим, ніж час перехідних процесів, що протікають при вмиканні

трансформатора. Результати розрахунку відображаються на віртуальних дисплеях (блоки [Display]), а також здійснюється їх запис до робочої області Matlab для подальшої обробки.

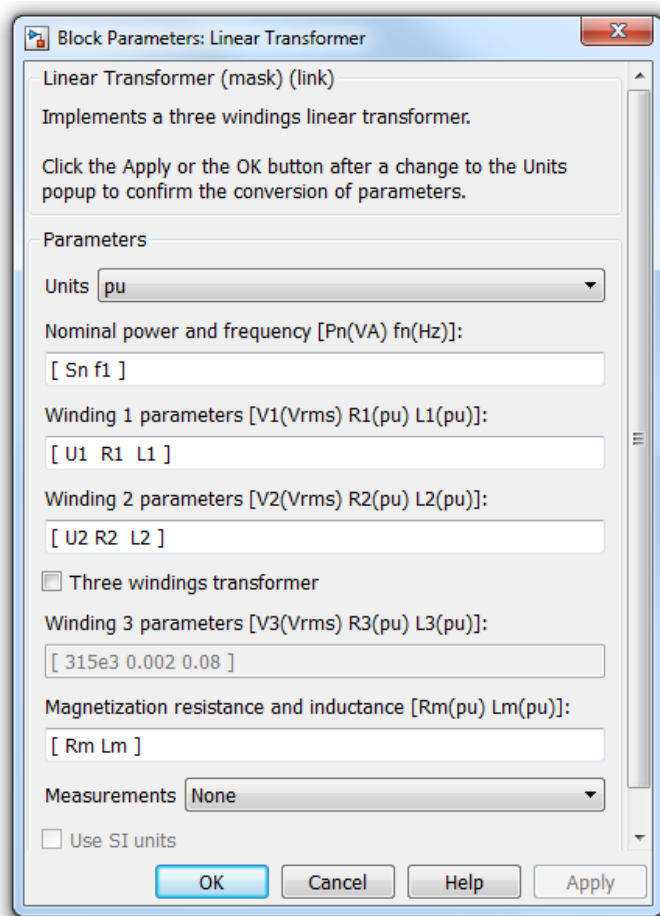


Рис. 2.18. Вікно для введення параметрів трансформатора

Робочі характеристики, розраховані за допомогою представленої моделі, ілюструє рис. 2.11. На 2.19 показані осцилограми напруги та струму у навантаженні (блок [Score]).

В момент приєднання трансформатора до мережі може спостерігатись перехідний процес при якому струм намагнічування різко зростає [24], перевищуючи в деяких випадках номінальний струм трансформатора. Характер цього перехідного процесу залежить від значення напруги в момент вмикання.

Розглянемо процес вмикання трансформатора в мережу із синусоїдною напругою при розімкненій вторинній обмотці за допомогою моделі, показаній на рис. 2.20.

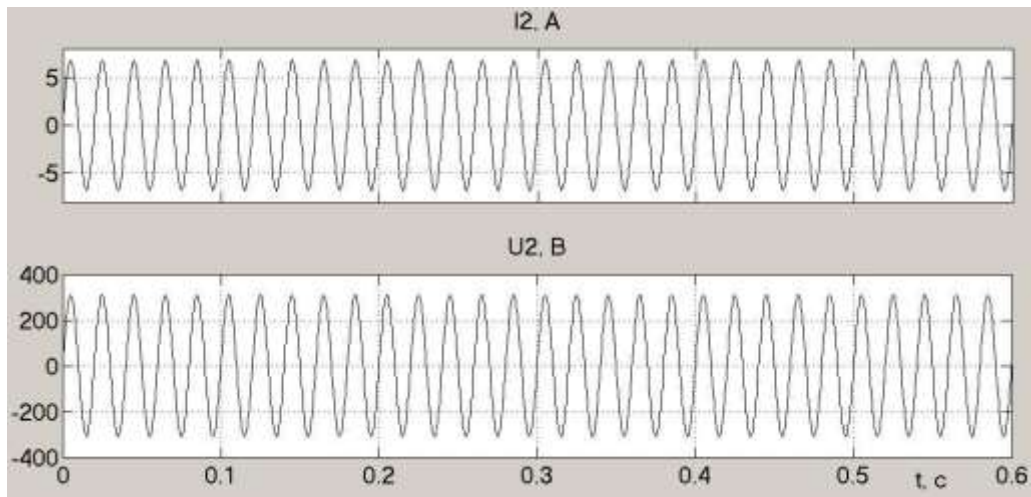


Рис. 2.19. Осцилограми струму та напруги в навантаженні

Первинна обмотка трансформатора живиться від синусоїдного джерела змінної напруги [Voltage Source] через вимикач [Breaker]. Параметри трансформатора та джерела ідентичні, як і в попередній моделі. Блоки [To Workspace]-[To Workspace3] здійснюють запис розрахованих миттєвих значень напруги первинної обмотки u_1 , струму первинної обмотки i_1 , магнітного потоку Φ та часу моделювання t . Запис даних здійснюється у форматі масиву (параметр “Save format: Array”). Необхідний час вмикання задається у вікні параметрів блоку [Breaker] (параметр “Switching times”). Інакше, початкові значення напруги можна задати також в параметрах джерела живлення (параметр “Phase” – початкова фаза).

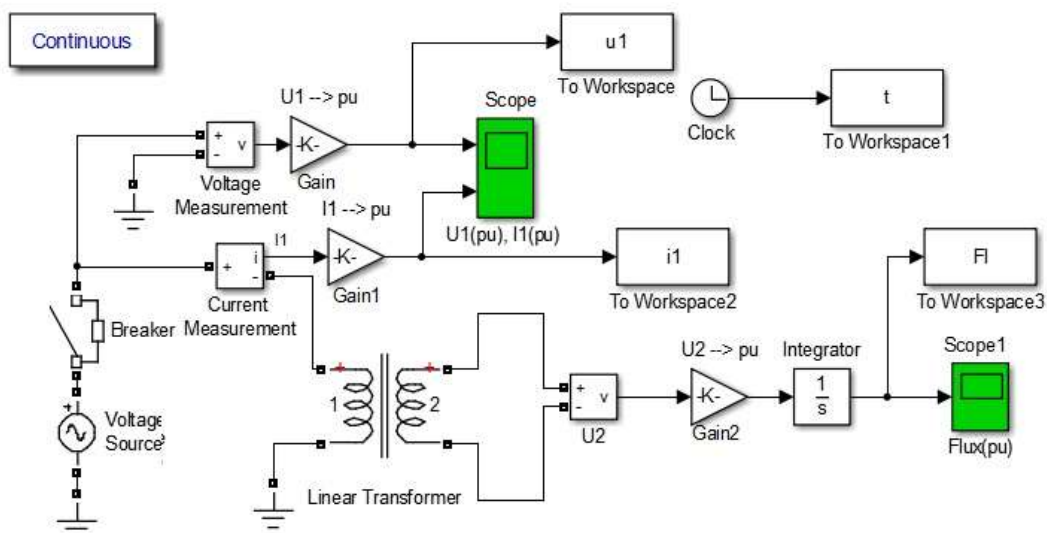


Рис. 2.20. Модель для дослідження перехідних процесів при вмиканні трансформатора

Для наочності, напруга, струм та магнітний потік представлені у відносних одиницях. Перетворення виконується за допомогою блоків [Gain], [Gain1], [Gain2]. Відносні значення напруги та струму первинної обмотки визначаються діленням на відповідні базисні значення. Наприклад, відносна напруга

первинної обмотки визначається виразом $u_{*1} = \frac{u_1}{\sqrt{2}U_{1nom}}$, де u_1 –

виміряне блоком [Voltage Measurement] миттєве значення напруги первинної обмотки; U_{1nom} – номінальне діюче значення напруги первинної обмотки. Для визначення відносного потоку виміряне миттєве значення напруги вторинної обмотки помножується

блоком [Gain2] на вираз $\frac{2\pi f_{nom}}{\sqrt{2}U_{2nom}}$.

На рис. 2.21 показано напругу u_1 (час вмикання $t = 0,02$ с). Крива 1 відповідає моменту вмикання, коли напруга джерела дорівнює нулю (початкова фаза $\psi_{u1} = 0^\circ$), крива 2 відповідає початковій фазі $\psi_{u1} = 45^\circ$, а крива 3 початковій фазі $\psi_{u1} = 90^\circ$.

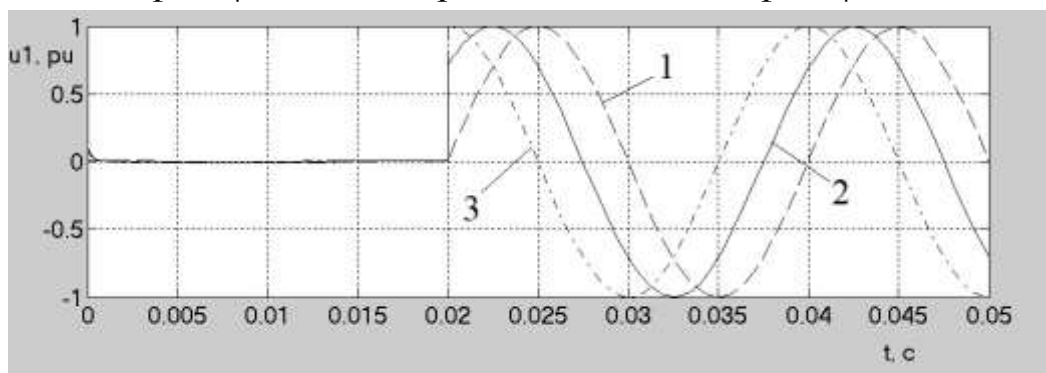


Рис. 2.21. Напруга первинної обмотки трансформатора

На рис. 2.22 показано залежність струму первинної обмотки від часу, а на рис. 2.23 магнітного потоку, при різних моментах вмикання, які відповідають початковим фазам показаним на рис. 2.21.

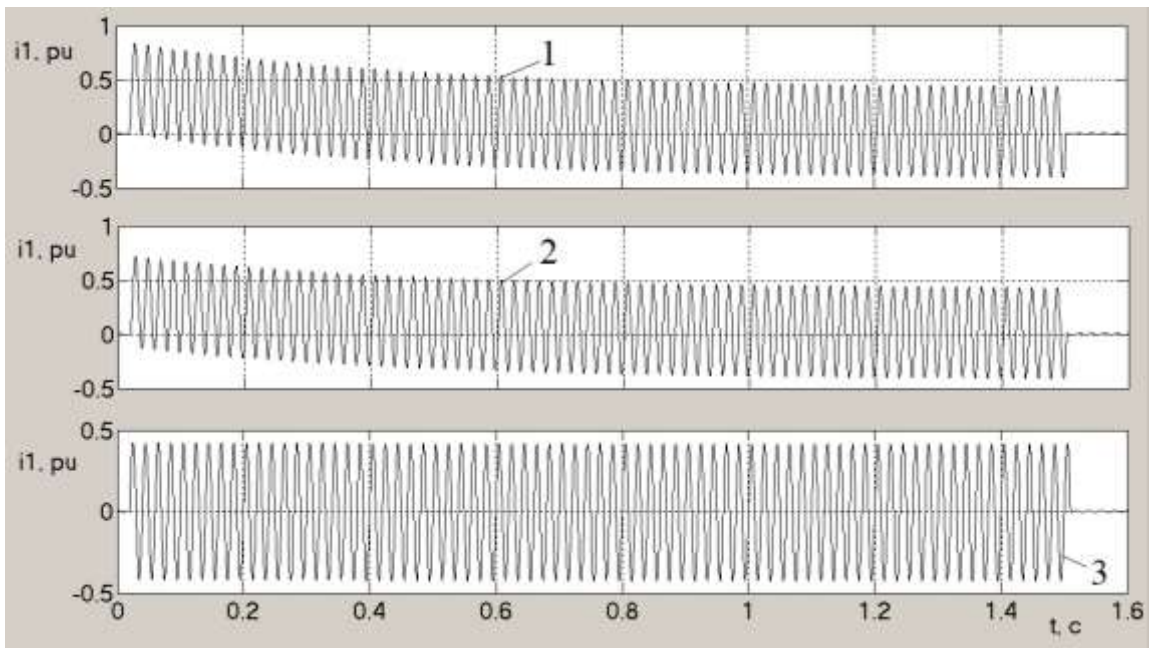


Рис. 2.22. Струм первинної обмотки трансформатора

Як видно з результатів розрахунку, найбільш сприятливим для вмикання трансформатора є момент проходження напруги мережі через максимальне значення (крива 3). В цьому випадку струм і магнітний потік трансформатора змінюються за синусоїдним законом і перехідний процес практично відсутній. Найдовший час перехідного процесу спостерігається при вмиканні в момент переходу напруги мережі через нульове значення (крива 1). В цьому випадку і струм і магнітний потік мають максимальні значення.

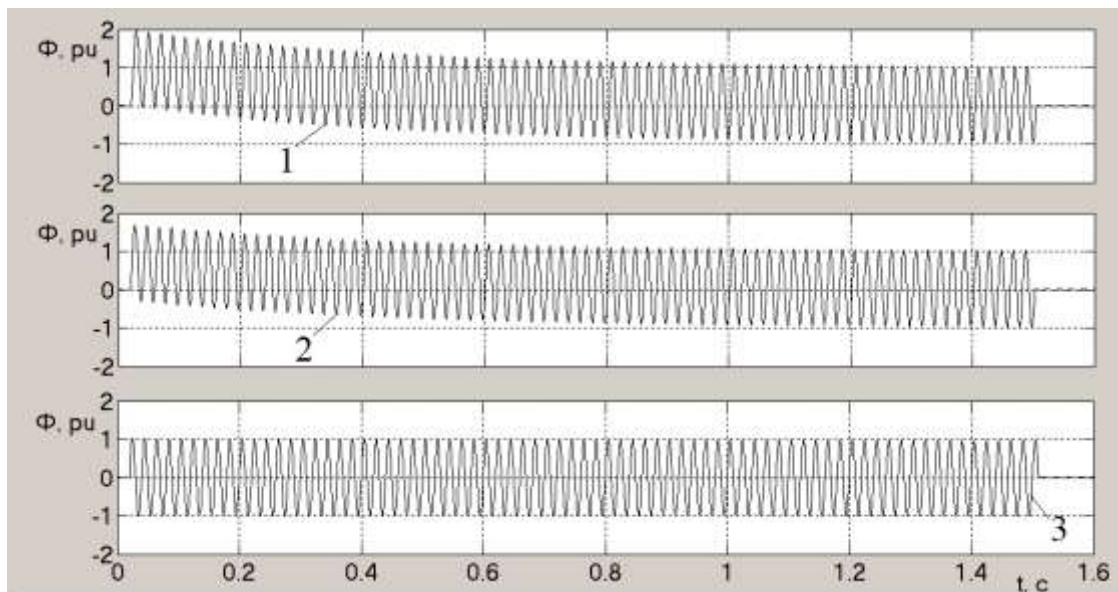


Рис. 2.23. Магнітний потік трансформатора

Слід зазначити, що при вмиканні трифазних трансформаторів, завжди буде фаза напруга якої в момент вмикання буде близькою до нуля, що необхідно враховувати при налагодженні захисних пристроїв. Також на тривалість та характер перехідних процесів можуть негативно впливати насичення магнітопроводу, та параметри лінії електропередачі.

2.2. МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

2.2.1. Загальні відомості

Машина постійного струму (МПС) – це оборотний електромеханічний перетворювач енергії, що найчастіше використовується в якості двигуна. Головною конструктивною ознакою машини є комутатор, виконаний у вигляді колектора з системою щіток. Назва машини обумовлена характером процесу енергоперетворення, що пов'язаний із споживанням або генеруванням постійного струму.

Прототипом двигуна постійного струму (ДПС) був прилад, продемонстрований вперше М. Фарадеєм у 1821 р [21]. В ньому провідник з постійним струмом обертався навколо постійного магніту. В 1833 р. У. Річчі запропонував першу модель двигуна з комутатором, що дозволило створити у такій машині однонаправлений обертовий момент. Початок практичного використання МПС пов'язаний з двигуном, створеним у 1834 р. Б.С. Якобі, що використовувався в подальшому у приводах різних механізмів. Двигун мав послідовне збудження, комутатор та явнополюсне виконання статора і якоря, внаслідок чого, його обертовий момент був пульсуючим. Конструкція двигуна з неявнополюсним якорем і розподіленою обмоткою вперше була запропонована А. Пачінотті у 1860 р.

Ідея створення генератора постійного струму (ГПС) виникла у М. Фарадея у 1831 р., тобто через десять років після створення ним моделі двигуна. В 1832 р. братами Піксі був сконструйований

генератор з комутатором для випрямлення струму та обертовим П-подібним магнітом. В 1851р. В. Зінстеденом було запропоновано виконувати збудження генераторів за допомогою електромагнітів, а в 1861 р. був побудований генератор із самозбудженням за рахунок залишкової намагніченості магнітопроводу.

Свого сучасного вигляду конструкція МПС набула в період 1873-1885рр., коли були запропоновані барабанна конструкція якоря, додаткові полюси, компенсаційна обмотка, а магнітопровід якоря стали набирати з ізольованих сталених пластин.

В теперішній час ДПС найчастіше застосовуються у якості тягових двигунів на електротранспорті, приводів прокатних станів, підйомно-транспортних механізмів, екскаваторів. ГПС використовуються для живлення промислових установок низької напруги (електролізні, гальванічні установки), живлення обмоток збудження синхронних генераторів, зварювання, тощо.

Основними перевагами двигунів постійного струму є можливість отримання великих пускових моментів та відносно легке регулювання частоти обертання.

До недоліків МПС можна віднести їх конструктивну складність, необхідність у джерелі постійного струму, а також меншу надійність та більші габарити у порівнянні з машинами змінного струму.

2.2.2. Принцип дії машини постійного струму

Для пояснення принципу дії МПС розглянемо найпростішу конструкцію в якій один виток з провідника у вигляді рамки обертається в магнітному полі між двома магнітами 1 з полюсами N і S (рис. 2.24).

Кінці витка обмотки якоря 2 приєднуються до двох мідних пластин колектора 3. По поверхні пластин ковзають нерухомі електропровідні щітки 4 за допомогою яких обмотка приєднується до зовнішнього кола.

Розглянемо спочатку роботу МПС в *режимі генератора*. Якщо за допомогою приводного двигуна обертати якір, наприклад,

за годинниковою стрілкою, то у верхньому та нижньому провідниках його обмотки (рис. 2.24) будуть індукуватись ЕРС, напрямок яких визначається за правилом правої руки. ЕРС всього витка (якоря) буде складатися з ЕРС обох провідників

$$E_a = 2E_{con} = 2BlV, \quad (2.34)$$

де E_{con} – ЕРС провідника; l – активна довжина провідника (тобто та частина провідника, що знаходиться в магнітному полі); V – лінійна швидкість провідника; B – магнітна індукція в повітряному проміжку у місці розташування провідника.

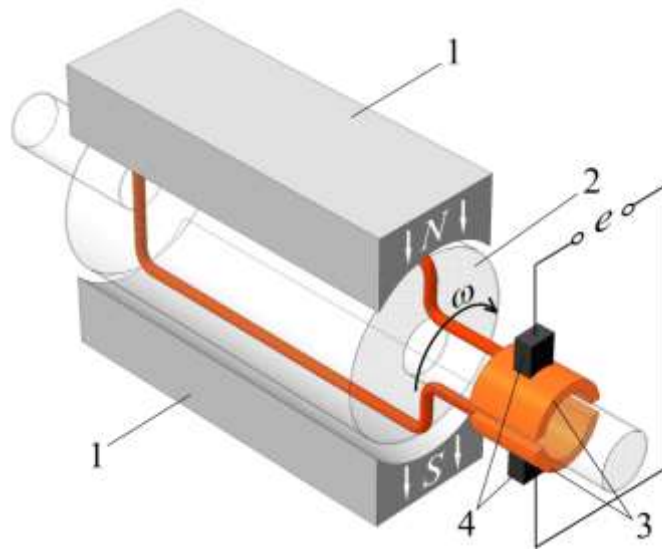


Рис. 2.24. Найпростіша машина постійного струму

При зазначеному напрямку обертання якоря, верхня пластина колектора матиме від'ємний потенціал, а нижня пластина – додатній. Так як провідники обмотки якоря по чергову проходять під північним і південним полюсом, напрям ЕРС змінюється, отже струм провідника I_{con} також буде змінним, повторюючи за формою криву розподілу магнітної індукції вздовж повітряного проміжку (рис. 2.25, а).

При частоті обертання якоря n (об/с), частота індукованої ЕРС такої машини буде дорівнювати $f = n$. В загальному випадку, при кількості пар полюсів p , частота ЕРС збільшується в p разів, тобто

$$f = pn. \quad (2.35)$$

Через наявність колектора, струм, який протікає у зовнішньому колі (рис. 2.25, б) має постійний напрям. Справді, при повороті якоря на 90° одночасно із зміною напрямку ЕРС в провідниках якоря, відбувається зміна колекторних пластин під щітками (рис. 2.24). Внаслідок цього, під верхньою щіткою завжди знаходиться пластина, яка приєднана до провідника, що знаходиться під північним полюсом, а під нижньою щіткою – пластина яка приєднана до провідника, що знаходиться під південним полюсом.

Для нормальної роботи генератора щітки встановлюються таким чином, щоб ЕРС витка дорівнювала нулю в момент переходу щітки з однієї пластини колектора на іншу. Крім того, для зменшення пульсацій випрямленого колектором струму, на практиці кількість колекторних пластин та провідників обмотки якоря збільшують. Наприклад, при кількості пластин 16 пульсація становить менше 1% [25].

Напруга постійного струму на затискачах генератора буде менша за ЕРС на величину падіння напруги на активному опорі обмотки якоря

$$U_a = E_a - I_a R_a. \quad (2.36)$$

Якщо до обмотки якоря приєднати джерело постійного струму, то МПС буде працювати в режимі двигуна. Як відомо, на провідник із струмом I_{con} , що знаходиться в магнітному полі діє сила Ампера

$$F_{con} = lBI_{con}. \quad (2.37)$$

Напрямок цієї сили визначається за правилом лівої руки, тобто для того, щоб якір обертався в напрямку вказаному на рис. 2.24, до нижньої пластини колектора необхідно приєднати додатній

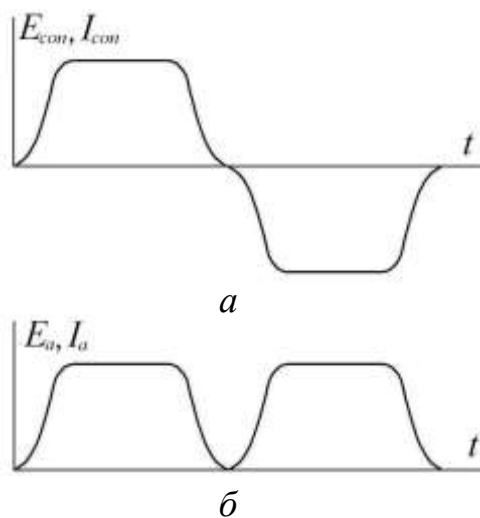


Рис. 2.25. ЕРС і струм витка якоря (а), та в зовнішньому колі (б)

вивід джерела, а до верхньої від'ємний. Обертний момент на валу двигуна, який при цьому виникає буде дорівнювати

$$M = d_a F_{con}, \quad (2.38)$$

де d_a – діаметр якоря.

В режимі двигуна колектор здійснює перетворення постійного струму зовнішнього кола у змінний струм в обмотці якоря, тобто працює як інвертор.

Внаслідок того, що провідники обмотки якоря обертаються в магнітному полі, в них, як і в генераторі, також виникає ЕРС, що визначається виразом (2.34). В режимі двигуна вона спрямована проти струму якоря та прикладеної напруги.

Рівняння рівноваги напруг має наступний вигляд

$$U_a = E_a + I_a R_a, \quad (2.39)$$

тобто прикладена до двигуна напруга, врівноважується ЕРС якоря E_a і падінням напруги на опорі обмотки якоря.

З іншого боку, в генераторному режимі, внаслідок протікання струму в обмотці якоря, також виникає обертний момент, який в даному випадку є гальмівним. В цьому полягає властивість *оборотності* – кожна машина постійного струму може працювати як в режимі генератора, так і в режимі двигуна.

2.2.3. Будова машини постійного струму

МПС складається з нерухомої частини – статора і рухомої частини – якоря (рис. 2.26). *Статор* містить станину 1 до якої кріпляться головні полюси 2, призначені для створення основного магнітного потоку та додаткові полюси 3, що слугують для покращення комутації. Кількість головних полюсів залежить від потужності машини та частоти обертання. На головних полюсах розміщені котушки обмотки збудження 4, а на додаткових – обмотка додаткових полюсів 5.

Для отримання постійного значення магнітної індукції в повітряному проміжку між полюсом та якорем 6, а також

зменшення розсіювання, осердя головних полюсів мають наконечники спеціальної форми.

Якір МПС має циліндричний магнітопровід 1, складений із листів електротехнічної сталі (рис. 2.27), ізольованих один від одного шаром лаку, для зменшення магнітних втрат. Пакет листів утримується в стиснутому стані за допомогою натискних шайб 2, які одночасно тримають обмотку, і запресовується на вал 3 якоря.

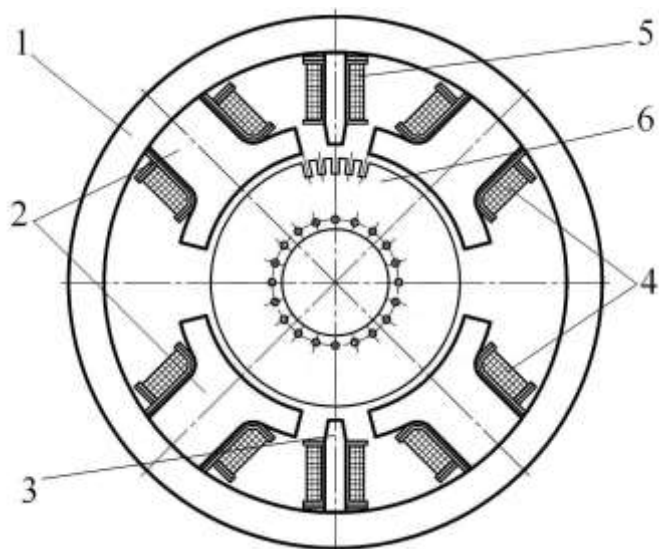


Рис. 2.26. Конструкція машини постійного струму

Окремі секції обмотки якоря приєднуються до відповідних пластин колектора 4 по поверхні якого, при обертанні якоря, ковзають щітки (на рис. не показані), забезпечуючи таким чином контакт обмотки з мережею постійного струму. Для кращого ковзання поверхню мідних пластин колектора полірують, а щітки виконують з матеріалу з низьким коефіцієнтом тертя і високою провідністю (наприклад з пресованого мідно-графітового порошку). Кількість щіток відповідає кількості головних полюсів машини.

Кожен лист пакету магнітопроводу якоря має зубці 5 і пази 6, в які вкладаються секції обмотки, та вентиляційні отвори 7 для покращення умов охолодження машини.

Обмотка якоря виконується, як правило, двошаровою. Вона складається з декількох з'єднаних послідовно секцій, кожна з яких має дві активні сторони, що вкладаються в пази якоря. Для того, щоб ЕРС обох сторін складалась, їх розміщують на відстані близької до полюсної поділки τ (довжині уявної дуги між серединами полюсів) одна від одної. До кожної колекторної пластини приєднують кінець однієї секції і початок наступної,

тобто кількість колекторних пластин дорівнює кількості секцій обмотки. За такої конструкції ЕРС кожної секції складаються і сумарна ЕРС має практично постійне значення.

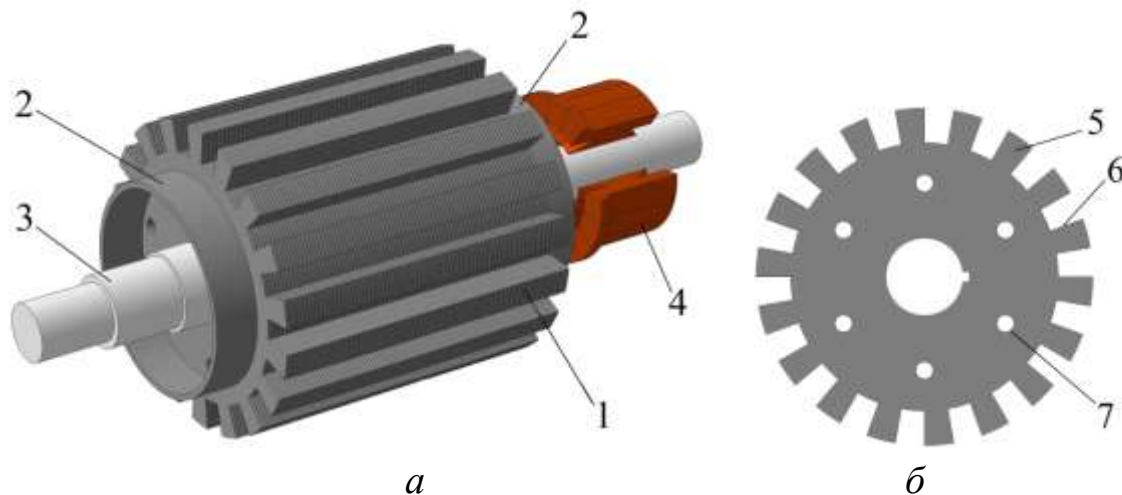


Рис. 2.27. Конструкція якоря: *а* – якор без обмотки; *б* – лист магнітопроводу

Обмотки якорів МПС найчастіше виконують петльовими (паралельними), хвильовими (послідовними) та комбінованими (паралельно-послідовними). При цьому секції, що утворюють обмотки, можуть бути одновитковими $w_s = 1$ (тобто мати два активних провідника) або багатовитковими (рис. 2.28).

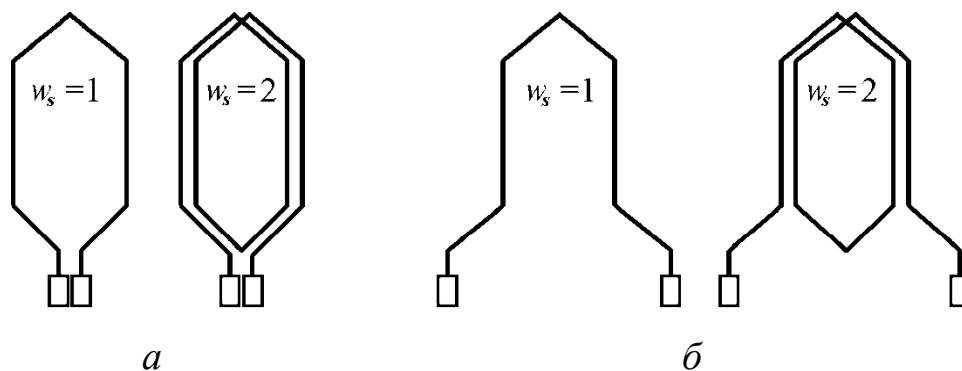


Рис. 2.28. Одновиткова та двохвиткова секції: *а* – петльової обмотки; *б* – хвильової обмотки якоря МПС

Для того, щоб замкнути хвильову обмотку потрібно декілька разів обійти окружність якоря. Петльова обмотка замикається після одного обходу якоря.

2.2.4. Електрорушійна сила якоря та електромагнітний момент машини постійного струму

На відміну від найпростішої, якір реальної машини має феромагнітний магнітопровід в пази якого вкладаються провідники обмотки. При цьому магнітна індукція має максимальне значення в зубцях і мінімальне значення в зоні де розташовані провідники. Крім того, обертання якоря призводить до зміни магнітного поля в якому знаходяться провідники. За таких умов, використовувати формулу (2.34) для визначення ЕРС обмотки якоря можливо, якщо ввести в цю формулу середнє значення радіальної складової магнітної індукції в проміжку на вісі паза в якому розміщений провідник [23].

Середнє значення ЕРС провідника при його переміщенні в межах полюсної поділки дорівнюватиме

$$E_{con.av} = B_{av}lV, \quad (2.40)$$

де B_{av} – середнє значення магнітної індукції.

Щітки ділять обмотку якоря на $2a$ паралельних віток (a – кількість пар паралельних віток). Таким чином, у кожній паралельній вітці з'єднуються $N/2a$ провідників, і середнє значення ЕРС якоря дорівнює

$$E_a = \frac{N}{2a} B_{av}lV, \quad (2.41)$$

де N – кількість провідників.

Лінійну швидкість провідника V можна виразити через частоту обертання якоря n (об/хв), полюсну поділку τ і число полюсів $2p$:

$$V = \frac{2pn\tau}{60},$$

а магнітний потік одного полюса через добуток площі поверхні магнітопроводу якоря, що припадає на один полюс S_p , на середнє значення магнітної індукції в межах полюсної поділки

$$\Phi = B_{av}S_p = B_{av}l\tau. \quad (2.42)$$

В підсумку ЕРС якоря запишеться

$$E_a = \frac{pN}{60a} \Phi n = c_E \Phi n, \quad (2.43)$$

де $c_E = \frac{pN}{60a}$, – коефіцієнт ЕРС, який залежить від конструктивних особливостей машини.

Значення ЕРС паралельних віток залежить також від місця встановлення щіток на колекторі. Для отримання найбільшої ЕРС щітки встановлюють таким чином, щоб вони замикали накоротко секції, які знаходяться на геометричній нейтралі, тобто на лінії де магнітна індукція поля головних полюсів дорівнює нулю. В цьому випадку ЕРС усіх секцій паралельних віток спрямовані в одну сторону. При зміщенні щіток, в паралельну вітку ввійдуть секції з протилежним напрямом і сумарна ЕРС зменшиться.

При обертанні якоря сила, що діє на провідник із струмом, змінюється через зміну магнітної індукції у повітряному проміжку. Середнє значення сили, так як і для ЕРС, можна визначити із середнього значення магнітної індукції

$$F_{con.av} = lB_{av}I_{con}. \quad (2.44)$$

Сума цих сил утворює електромагнітний момент, який діє на якір

$$T_e = \frac{d_a}{2} \sum_{k=1}^N F_{con.av.k} = \frac{d_a}{2} N l B_{av} I_{con} = \frac{d_a}{4a} N l B_{av} I_a, \quad (2.45)$$

$$\text{де } I_{con} = I_a / 2a.$$

Визначивши з (2.42) середнє значення магнітної індукції $B_{av} = \Phi / l\tau$, а також врахувавши, що діаметр якоря дорівнює $d_a = 2p\tau / \pi$, вираз (2.45) можна записати у вигляді

$$T_e = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a = c_T \Phi I_a, \quad (2.46)$$

де $c_T = \frac{pN}{2\pi a}$ – коефіцієнт моменту, який залежить від конструктивних особливостей машини.

Для того, щоб напрям електромагнітного моменту залишався незмінним, колектор здійснює комутацію струму в обмотці якоря так, що напрям струму в тих провідниках які знаходяться під певним полюсом, завжди однаковий.

В усталеному режимі роботи момент врівноважується моментом опору навантаження прикладеним до валу двигуна. Якщо, наприклад, при збільшенні навантаження рівновага моментів порушиться, – двигун почне зменшувати частоту обертів. Це спричинить зменшення ЕРС якоря (2.43) і збільшення його струму. Зі збільшенням струму якоря збільшиться також обертовий момент (2.46) і рівновага моментів відновиться.

2.2.5. Реакція якоря машини постійного струму

Магнітне поле МПС в режимі холостого ходу утворюється головними полюсами і розподіляється симетрично відносно вісі осердя полюсів (рис. 2.29, а). В секціях обмотки якоря, що знаходяться на *геометричній нейтралі* ГН (уявній лінії, яка проходить посередині між полюсами перпендикулярно до їх вісі) і замикаються щітками накоротко, ЕРС не індукується.

При роботі машини під навантаженням, в обмотці якоря почне протікати струм, а МРС обмотки збуджує магнітне поле, що за умови встановлення щіток на геометричній нейтралі направлене поперек вісі полюсів (рис. 2.29, б). Вплив магнітного поля якоря на магнітне поле полюсів прийнято називати *реакцією якоря*. Результуюче поле показано на рис. 2.29, в. Полярність полюсів та напрям струмів якоря відповідають випадку, коли в режимі генератора (Г) якор обертається за годинниковою стрілкою, а в режимі двигуна (Д) – проти. Як видно з рисунка, реакція якоря спричиняє підсилення поля під одним краєм полюсу та послаблення під іншим, внаслідок чого його вісь (*фізична нейтраль*, ФН) повертається на деякий кут β . В результаті реакції якоря магнітне поле виявляється несиметричним відносно головних полюсів і в секціях обмотки якоря, які знаходяться на геометричній нейтралі, виникає ЕРС. Це призводить до того, що при замиканні секцій

щітками, протікають струми короткого замикання, які спричиняють іскріння та підгоряння колектора і щіток.

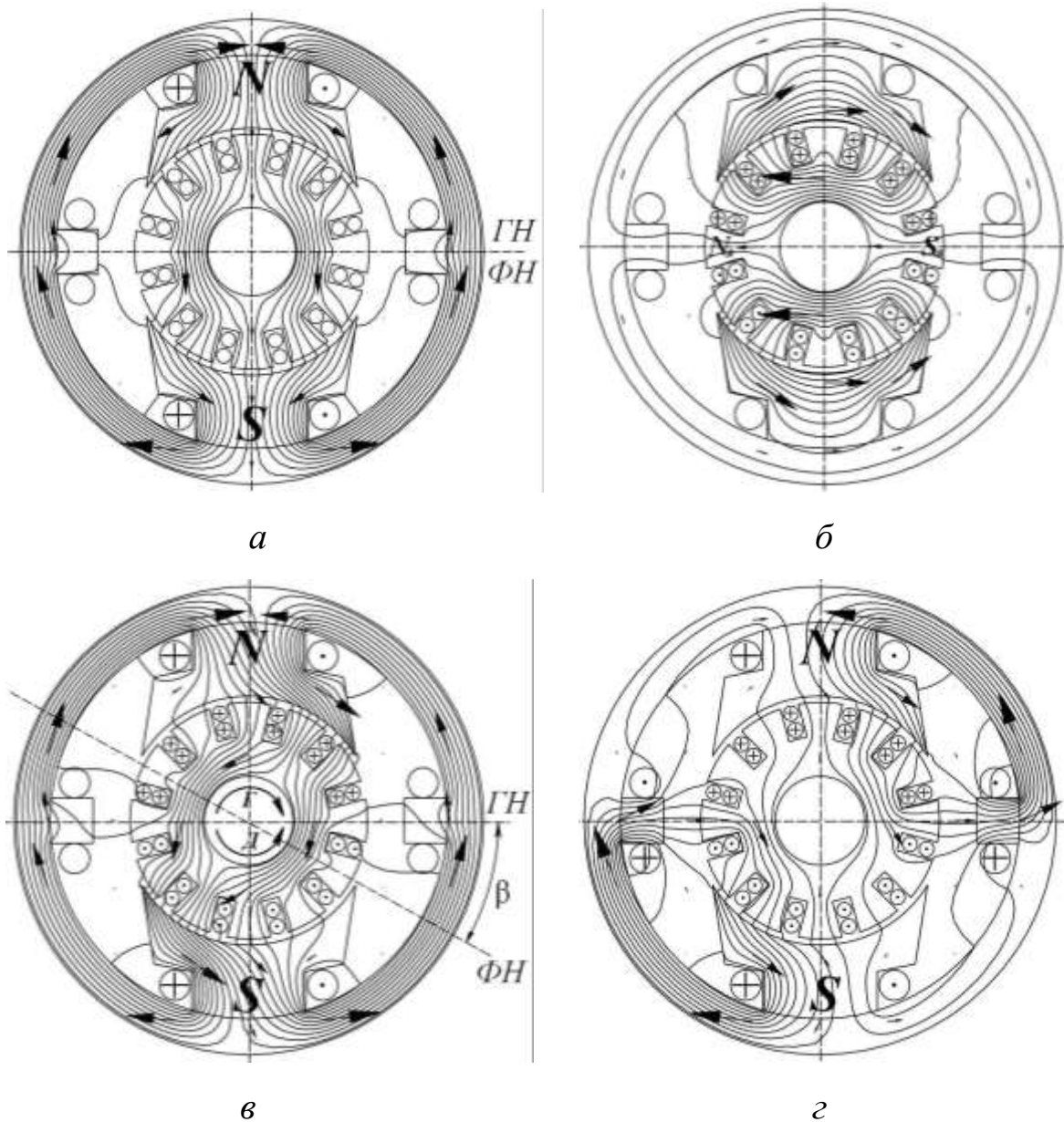


Рис. 2. 29. Розподіл в перерізі МПС магнітного поля (магнітний потенціал – ізолінії і колір) та вектора магнітної індукції (стрілками)

Внаслідок зміщення фізичної нейтралі, в кожній з паралельних віток обмотки якоря виявляться секції, напрям ЕРС яких буде протилежний до напрямку ЕРС всіх інших секцій, і сумарна ЕРС якоря зменшиться. При роботі машини в генераторному режимі це спричиняє зниження напруги, а при

роботі в режимі двигуна – зміну обертового моменту та частоти обертання, тому, в більшості випадків, реакція якоря є небажаним явищем.

Для того, щоб зменшити вплив реакції якоря в МПС можуть застосовуватися додаткові полюси, що встановлюються на геометричній нейтралі. Обмотки додаткових полюсів з'єднуються через щітки з обмоткою якоря таким чином, щоб при роботі машини в режимі генератора вони мали полярність тих головних полюсів на які якір набігає (рис. 2.29, з), а при роботі в режимі двигуна – полярність тих головних полюсів з під яких якір вибігає.

Застосування додаткових полюсів не компенсує нерівномірний розподіл магнітної індукції у повітряному проміжку. Для того, щоб ліквідувати спотворення магнітного поля під полюсами, в машинах великої потужності та машинах, що працюють з перевантаженнями, в пазах головних полюсів розміщують компенсаційну обмотку. Останню з'єднують послідовно з обмоткою якоря, внаслідок чого утворюється магнітне поле в зоні розташування полюсів, протилежне за напрямом до поля реакції якоря.

2.2.6. Комутація

При обертанні якоря, щітки здійснюють перемикання секцій обмотки з однієї паралельної вітки на іншу, з протилежним напрямком струму. Це супроводжується короткочасним замиканням комутованих секцій щітками. Перехідний процес зміни струму в секціях називається *комутацією струму якоря*.

Час, протягом якого відбувається зміна полярності струму в секції, називається *періодом комутації* T_{comm} і залежить від ширини щітки b_b та лінійної швидкості контактної поверхні колектора V_c :

$$T_{comm} = \frac{b_b}{V_c}.$$

Нехай в якийсь момент часу щітка знаходиться на колекторній пластині 1 (рис. 2.30, а). Тоді в кожній паралельній вітці протікає струм i_{br} в два рази менший ніж струм якоря i_a . При обертанні якоря

щітка встановлюється на обидві колекторні пластини, замикаючи секцію накоротко (рис. 2.30, б). Коли щітка перейде на другу колекторну пластину, то струм в короткозамкненій секції змінить свій напрям на протилежний (рис. 2.30, в).

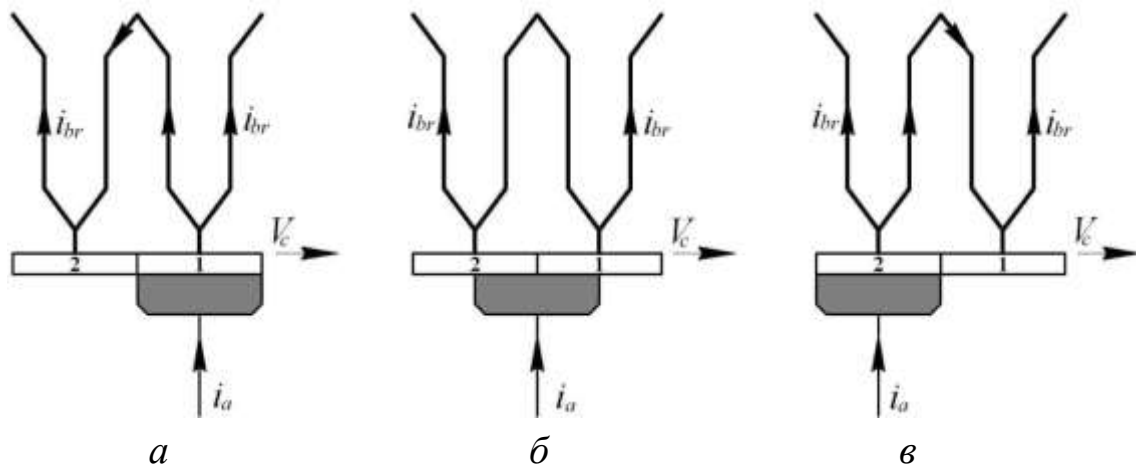


Рис. 2.30. Комутація струму якоря

При зміні струму в комутованій секції відбувається також зміна магнітного потоку навколо провідників, внаслідок чого, у її витках індукуються ЕРС самоіндукції e_i . Якщо ширина щітки більше колекторної пластини, то комутація струму в сусідніх секціях призводить до виникнення ЕРС взаємної індукції e_{mut} . Результуючу ЕРС короткозамкненої секції називають *реактивною ЕРС* $e_{reac} = e_i + e_{mut}$. Згідно правила Ленца вона протидіє зміні струму в короткозамкненій секції. Крім того, до реактивної ЕРС, як правило, додається ЕРС, що виникає внаслідок обертання секції в магнітному полі, так звана ЕРС комутації e_{comm} . Магнітне поле в зоні комутації може утворюватись внаслідок реакції якоря або за рахунок додаткових полюсів. В залежності від значення сумарної ЕРС $\Sigma e = e_{reac} + e_{comm}$, розрізняють три типи комутації.

Прямолінійна комутація має місце коли $\Sigma e = 0$. В цьому випадку струм в комутованій секції змінюється лінійно від $i = i_{br}$ при $t = 0$ до $i = -i_{br}$ протягом періоду комутації T_{comm} (рис. 2.31, а). При цьому щільність струму під щіткою залишається однаковою для обох пластин.

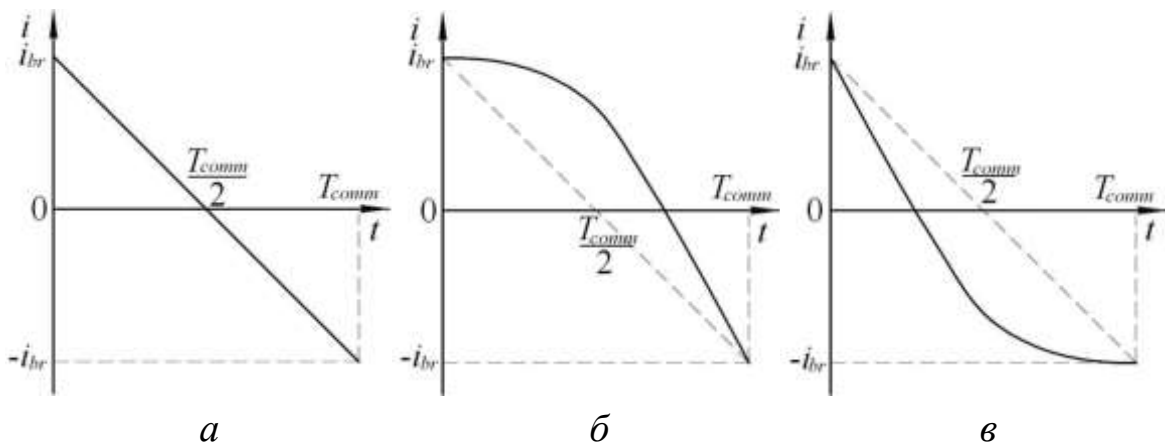


Рис. 2.31. Типи комутації

Уповільнена комутація (рис. 2.31, б) спостерігається при $\Sigma e > 0$ ($e_{reac} > e_{comm}$), тобто коли сумарна ЕРС утворює в комутованій секції додатковий струм i_{ad} , спрямований в сторону струму i_{br} , який був у секції до початку комутації. Процес зміни струму в короткозамкненій секції уповільнюється. Додатковий струм i_{ad} додається до струму вітки i_{br} , що призводить до підвищення щільності струму під краєм щітки, який збігає.

Прискорена комутація (рис. 2.31, в) матиме місце у випадку коли $\Sigma e < 0$ ($e_{reac} < e_{comm}$), тобто коли додатковий струм i_{ad} утворений сумарною ЕРС в комутованій секції спрямований в сторону струму i_{br} , який встановлюється у секції після комутації. Процес зміни струму в короткозамкненій секції пришвидшується, а додатковий струм призводить до збільшення щільності струму під краєм щітки, що набігає.

Найкращим типом комутації є прямолінійна, оскільки в двох інших типах нерівномірний розподіл щільності струму під щіткою може спричинити іскріння та підвищене спрацьовування колекторно-щіткового вузла. Однак на практиці, досягти умови $\Sigma e = e_{reac} + e_{comm} = 0$ дуже складно. Тому, як правило, для реалізації прямолінійної комутації в МПС застосовують додаткові полюси, а в машинах малої потужності – зсув щіток з геометричної нейтралі.

При зміні навантаження, пропорційно до струму якоря змінюється реактивна ЕРС. Так як обмотка додаткових полюсів з'єднана послідовно з якорем, то таким же чином змінюється і ЕРС

комутації, тобто при зміні навантаження взаємна компенсація e_{reac} , e_{comm} не порушується.

У випадку зсуву щіток з геометричної нейтралі, необхідна ЕРС комутації індукується магнітним полем головних полюсів, причому в генераторі щітки повинні бути зсунуті за напрямком обертання якоря, а в двигуні – проти.

2.2.7. Способи збудження машин постійного струму

За способом збудження основного магнітного потоку розрізняють машини з електромагнітним збудженням, у яких збудження відбувається за рахунок обмоток головних полюсів, та машини із збудженням від постійних магнітів. Останні, як правило, мають невелику потужність.

Характеристики МПС залежать від способу підключення кола збудження по відношенню до кола якоря.

В машинах з *незалежним збудженням* обмотка збудження живиться від окремого джерела (рис. 2.32, а), тому струм збудження в ній I_f не залежить від напруги машини, а отже й від навантаження. Таке вмикання дозволяє в широких межах регулювати струм збудження машини, але для реалізації такого типу збудження необхідне додаткове джерело живлення.

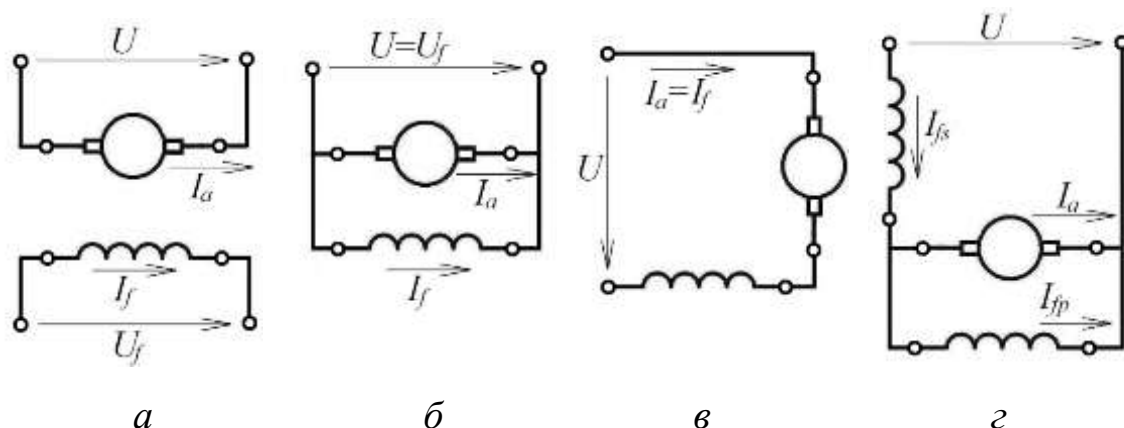


Рис. 2.32. Схеми збудження машин постійного струму

При *паралельному збудженні* обмотка збудження підключається паралельно з обмоткою якоря (рис. 2.32, б). Такі машини не потребують додаткового джерела, що значно спрощує їх

обслуговування і експлуатацію. Генератори з паралельним збудженням найчастіше використовують для отримання енергії постійного струму, оскільки напруга таких генераторів мало залежить від навантаження.

В машинах з *послідовним збудженням* обмотка збудження підключається послідовно з обмоткою якоря (рис. 2.32, в) і має однаковий з ним струм. Послідовне збудження має обмежене застосування через те, що основний магнітний потік машини, в цьому випадку, залежить від навантаження.

При *змішаному збудженні* одна частина обмотки збудження підключається паралельно, а інша послідовно до обмотки якоря (рис. 2.32, г). Характеристики таких машин залежать від співвідношення МРС послідовної та паралельної частин обмоток.

2.2.8. Генераторний режим роботи МПС

Розглянемо процес перетворення механічної енергії в електричну на прикладі генератора незалежного збудження при $n = \text{const}$.

Енергія з потужністю P_1 , що надходить до генератора від первинного двигуна, витрачається на компенсацію механічних втрат P_{mec} та магнітних втрат в сталі P_{mag} . Різниця підведеної потужності та потужності втрат становить електромагнітну потужність генератора

$$P_e = E_a I_a = P_1 - (P_{mec} + P_{mag}). \quad (2.47)$$

Корисна потужність $P_2 = U_a I_a$, яка віддається генератором у мережу, менше електромагнітної потужності на величину електричних втрат в обмотці якоря $P_{el a} = I_a^2 \sum R_a$ та втрат на щітковому контакті $P_{el b} = \Delta U_b I_a$, тобто

$$P_2 = P_e - (P_{el a} + P_{el b}) = E_a I_a - (I_a^2 \sum R_a + \Delta U_b I_a), \quad (2.48)$$

де $\sum R_a$ – опір послідовно з'єднаних обмоток, що утворюють коло якоря; ΔU_b – падіння напруги на щітках.

Відповідна енергетична діаграма генератора показана на рис. 2.33.

Скоротивши ліву і праву частини рівняння (2.48) на I_a , отримаємо рівняння рівноваги напруг генератора

$$U_a = E_a - (I_a \Sigma R_a + \Delta U_b), \quad (2.49)$$

або в спрощеному вигляді

$$E_a = U_a + I_a R_a, \quad (2.50)$$

де $I_a R_a = I_a \Sigma R_a + \Delta U_b$.

При $n = \text{const}$ обертовий момент приводного двигуна T_1 врівноважується моментом холостого ходу T_o , що відповідає потужності, яку необхідно підвести до генератора для компенсації втрат холостого ходу та гальмівним моментом T_e

$$T_1 = T_o + T_e, \quad (2.51)$$

де $T_o = B_m \omega + T_f$; B_m – коефіцієнт моменту в'язкого тертя; ω – кутова частота обертання якоря; T_f – момент сухого тертя.

В загальному випадку, коли $n \neq \text{const}$, $I_a \neq \text{const}$, $I_f \neq \text{const}$ рівняння електричної рівноваги для контурів генератора з незалежним збудженням мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u_f &= \frac{d\Psi_f}{dt} + R_f i_f; \\ e_a &= u_a + \frac{d\Psi_a}{dt} + R_a i_a, \end{aligned} \right\} \quad (2.52)$$

де u_f – напруга живлення обмотки збудження; $\Psi_f = L_{ff} i_f + L_{fa} i_a$ – потокозчеплення обмотки збудження; L_{ff} – повна власна індуктивність обмотки збудження; L_{fa} – взаємна індуктивність обмотки збудження і обмотки якоря; R_f – активний опір контуру обмотки збудження; $\Psi_a = L_{aa} i_a + L_{af} i_f$ – повне потокозчеплення

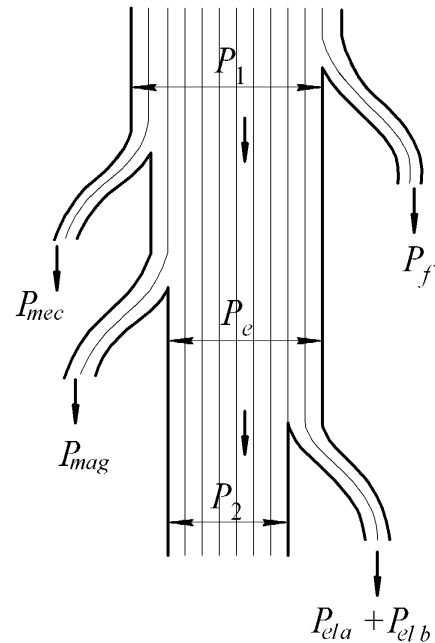


Рис. 2.33. Енергетична діаграма ГПС незалежного збудження

обмоток, що утворюють контур якоря; L_{aa} – власна індуктивність обмотки якоря; L_{af} – взаємна індуктивність обмотки якоря і обмотки збудження.

ЕРС обертання e_a , що входить до складу рівняння рівноваги кола якоря, можна виразити через добуток потокозчеплення обмотки збудження з обмоткою якоря по поздовжній осі $\Psi_{df a}$ та кутової швидкості обертання якоря ω [26]

$$e_a = \Psi_{df a} \omega = L_{af} i_f \omega. \quad (2.53)$$

Наведеним рівнянням відповідає схема заміщення представлена на рис. 2.34.

Оскільки швидкість обертання якоря не є сталою, рівняння рівноваги моментів матиме вигляд

$$T_1 = T_e + B_m \omega + T_f + J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.54)$$

де J – момент інерції якоря машини.

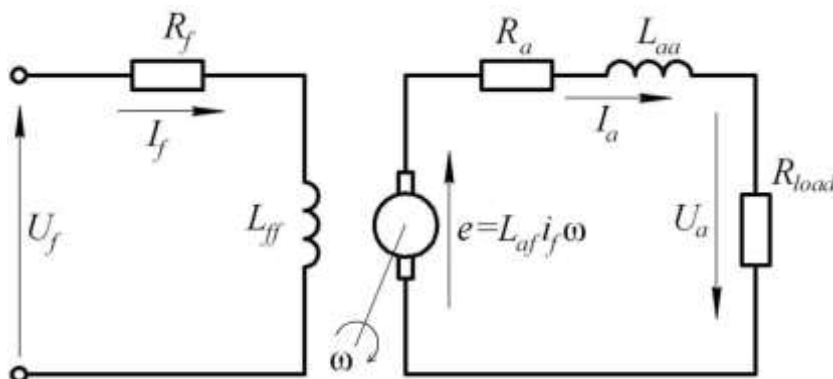


Рис. 2.34. Схема заміщення генератора з незалежним збудженням

Аналіз властивостей генераторів постійного струму проводиться на підставі їх характеристик, основними з яких є характеристика холостого ходу, навантажувальна, зовнішня, регульовальна та характеристика короткого замикання.

Характеристика холостого ходу – це залежність напруги холостого ходу від струму збудження $U_o(I_f)$ за умови, що струм навантаження $I_{load} = 0$, і $n = \text{const}$. Ця характеристика повторює, в певному масштабі, характеристику намагнічування машини. Вона має висхідну і спадну вітки та дозволяє оцінити ступінь насичення магнітного кола генератора в номінальному режимі роботи.

Навантажувальна характеристика $U(I_f)$ отримується шляхом регулювання струму збудження при незмінному струмі навантаження $I_{load} = \text{const}$ та обертів генератора $n = \text{const}$.

Зовнішня характеристика представляє собою залежність напруги генератора від струму навантаження $U(I_{load})$ при сталих значеннях частоти обертання та струму збудження – $n = \text{const}$, $I_f = \text{const}$. Вигляд цієї характеристики зумовлений падінням напруги на опорі обмотки якоря та реакцією якоря, яка зумовлює зменшення робочого магнітного потоку при збільшенні навантаження.

Регульовальна характеристика $I_f(I_{load})$ при $U = \text{const}$, $n = \text{const}$ показує як потрібно змінювати струм збудження для того, щоб напруга генератора залишалась сталою при зміні струму навантаження.

В частковому випадку, коли $U = 0$ (коло якоря замкнене накоротко), регульовальна характеристика переходить в *характеристику короткого замикання*.

2.2.9. Робота МПС в режимі двигуна

Розглянемо процес перетворення енергії на прикладі двигуна з паралельним збудженням при $n = \text{const}$.

Потужність P_1 , що надходить до двигуна з мережі дорівнює

$$P_1 = U(I_a + I_f), \quad (2.55)$$

де U – напруга на затискачах двигуна.

Частина цієї потужності витрачається на втрати в колі збудження $P_f = UI_f$, електричні втрати в обмотці якоря

$P_{el a} = I_a^2 \sum R_a$ та втрати на щітковому контакті $P_{eb} = \Delta U_b I_a$.

Залишок складає електромагнітну потужність, тобто

$$\begin{aligned} P_e &= E_a I_a = U(I_a + I_f) - UI_f - (P_{el a} + P_{eb}) = \\ &= UI_a - I_a^2 \sum R_a - \Delta U_b I_a. \end{aligned} \quad (2.56)$$

Корисна механічна потужність P_2 , що віддається двигуном, менше електромагнітної потужності на величину магнітних втрат в магнітопроводі якоря P_{mag} та механічних втрат P_{mec} , тобто

$$P_2 = P_e - (P_{mag} + P_{mec}). \quad (2.57)$$

Відповідна енергетична діаграма двигуна показана на рис. 2.35.

Скоротивши ліву і праву частини рівняння (2.56) на I_a , отримаємо рівняння електричної рівноваги двигуна

$$E_a = U - (I_a \Sigma R_a + \Delta U_b), \quad (2.58)$$

яке можна записати у вигляді

$$U = E_a + I_a R_a, \quad (2.59)$$

де $I_a R_a = I_a \Sigma R_a + \Delta U_b$.

В усталеному режимі, тобто коли $n = \text{const}$, електромагнітний момент двигуна врівноважується моментом холостого ходу T_o , який відповідає втратам холостого ходу, та моментом T_{load} , що утворюється навантаженням

$$T_e = T_o + T_{load}. \quad (2.60)$$

В загальному випадку, коли $n \neq \text{const}$, $I_a \neq \text{const}$, $I_f \neq \text{const}$ рівняння електричної рівноваги для контурів двигуна з паралельним збудженням мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u &= \frac{d\Psi_f}{dt} + R_f i_f; \\ u &= e_a + \frac{d\Psi_a}{dt} + R_a i_a, \end{aligned} \right\} \quad (2.61)$$

де u – напруга живлення; $\Psi_f = L_{ff} i_f + L_{fa} i_a$ – потокозчеплення обмотки збудження; L_{ff} – власна індуктивність обмотки збудження; L_{fa} – взаємна індуктивність обмотки збудження і обмотки якоря; R_f – активний опір контуру обмотки збудження; $\Psi_a = L_{aa} i_a + L_{af} i_f$ – повне потокозчеплення обмоток, що утворюють контур якоря; L_{aa} – власна індуктивність обмотки якоря; L_{af} – взаємна індуктивність обмотки якоря і обмотки збудження.

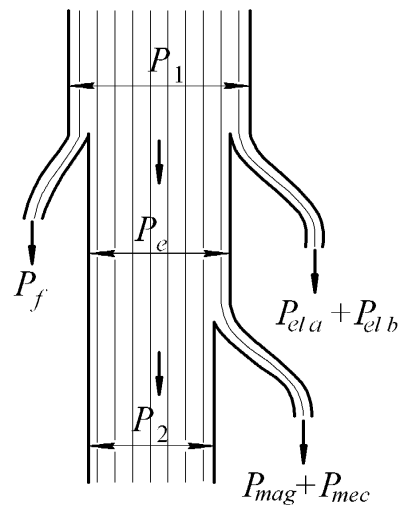


Рис. 2.35. Енергетична діаграма ДПС з паралельним збудженням

Наведеним рівнянням відповідає схема заміщення представлена на рис. 2.36.

Оскільки швидкість обертання якоря не є сталою, рівняння рівноваги моментів (рівняння руху якоря) матиме вигляд

$$T_e = T_{load} + B_m \omega + T_f + J \frac{d\omega}{dt}. \quad (2.62)$$

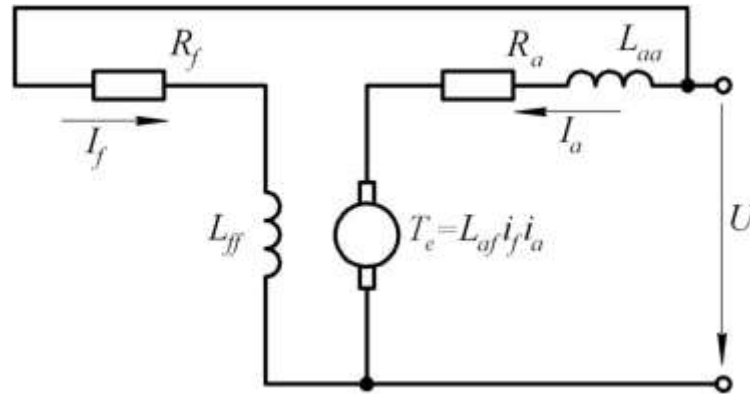


Рис. 2.36. Схема заміщення двигуна з паралельним збудженням

Рівняння (2.62, 2.54) записані для миттєвих значень відповідних моментів. Миттєве значення електромагнітного моменту машини постійного струму, незалежно від режиму роботи, можна визначити як модуль векторного добутку векторів поточозчеплення обмотки збудження з обмоткою якоря по поздовжній осі Ψ_{dfa} та струму якоря [27]

$$T_e = |\underline{\Psi}_{dfa} \times \underline{i}_a| = \Psi_{dfa} i_a = L_{af} i_f i_a. \quad (2.63)$$

Розрізняють наступні характеристики двигунів постійного струму: пускові, робочі, регульовальні та механічні.

Основні величини, що характеризують двигун під час пуску – пусковий струм I_{fir} та пусковий момент T_{fir} . В початковий момент пуску ЕРС якоря дорівнює нулю. Тому струм якоря $I_a = \frac{U_a - E_a}{R_a}$

може в багато разів перевищувати номінальний. Збільшення пускового струму призводить до збільшення пускового моменту, що може вивести двигун з ладу.

Для пуску двигуна з паралельним збудженням послідовно з якорем вмикають пусковий реостат R_1 (рис. 2.37) необхідний для

того, щоб обмежити пусковий струм в якорі доки не збільшиться ЕРС, яка пропорційна обертам якоря (2.43). Оскільки ЕРС пропорційна також магнітному потоку Φ , то під час пуску обмотку збудження включають на повну напругу мережі при повністю виведеному опорі R_2 , який в подальшому використовують для регулювання обертів двигуна.

Робочі характеристики визначають експлуатаційні властивості двигунів. До них належать залежності частоти обертання n , обертового моменту T , струму якоря I_a та ККД η від корисної потужності на валу, тобто n ; T ; I_a ; $\eta(P_2)$. При цьому передбачається, що напруга живлення номінальна $U = U_{nom}$, струм збудження $I_f = I_{f nom}$ та відсутній додатковий опір у колі якоря. Типові робочі характеристики ДПС з незалежним збудженням показані на рис. 2.38.

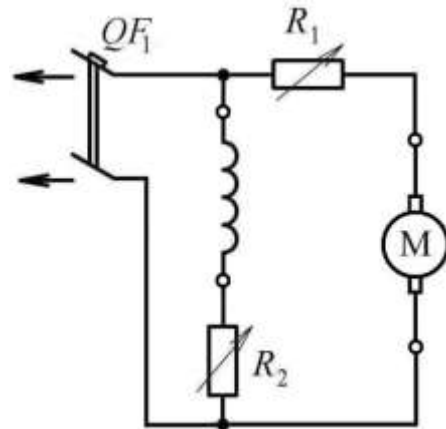


Рис. 2.37. Пуск ДПС з паралельним збудженням

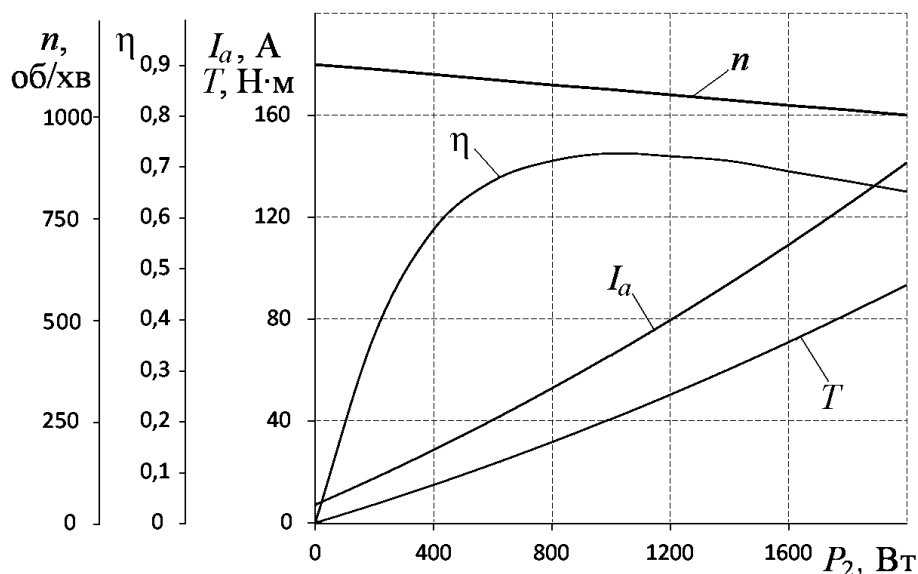


Рис. 2.38. Робочі характеристики ДПС з незалежним збудженням

Залежність частоти обертання від струму якоря $n(I_a)$, при зміні навантаження на валу ДПС, називається *електромеханічною (швидкісною) характеристикою* (рис.2.39, а). Вигляд

характеристики визначається впливом двох факторів: зміною спаду напруги $I_a R_a$ (2.59) та зміною основного потоку Φ , який зменшується внаслідок реакції якоря.

Однією з найважливіших характеристик ДПС є *механічна характеристика* (рис.2.39, б), що представляє собою залежність частоти обертання від обертового моменту на валу $n(T)$.

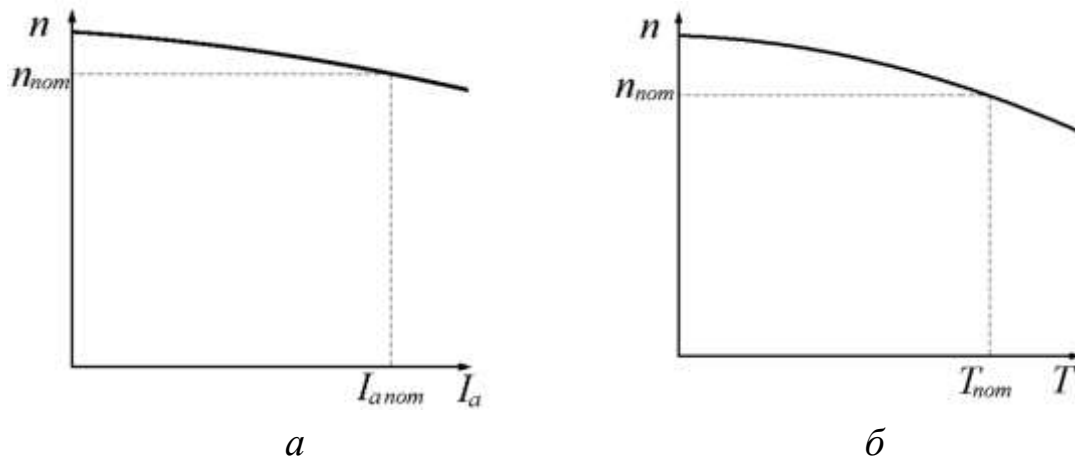


Рис. 2.39. Електромеханічна (а) і механічна (б) характеристики ДПС з незалежним збудженням

Механічна та електромеханічна характеристики називаються *природними*, якщо до двигуна підведена номінальна напруга і в його колах відсутні додаткові резистивні елементи. В зворотному випадку характеристики називаються *штучними*.

Відповідно до формул 2.39, 2.43

$$n = \frac{E_a}{c_E \Phi} = \frac{U_a - I_a R_a}{c_E \Phi}. \quad (2.64)$$

Звідси слідує, що швидкість обертання двигуна постійного струму, можливо регулювати трьома способами: зміною напруги живлення; вмиканням додаткового опору в коло якоря та зміною потоку збудження. Останній змінюють, як правило, регулюванням струму збудження I_f .

Відповідні залежності швидкості обертів якоря $n(U_a; R_a; I_f)$ називають *регульовальними характеристиками*.

2.2.10. Розрахунок машини постійного струму

Блок [DC Machine], з бібліотеки Machines пакету розширення Simscape/SimPowerSystems, моделює електричну машину постійного струму. Порти моделі A+ та A- є виводами обмотки якоря. У випадку моделювання машини з електромагнітним збудженням доступні порти виводів обмотки збудження F-, F+. Таким чином, машина може моделюватись з послідовним, паралельним чи незалежним збудженням. На механічний вхід може подаватись, за вибором, Simulink сигнал моменту опору навантаження (вхід TL) або значення кутової швидкості обертання якоря (вхід w). В останньому випадку механічна частина моделі виключається. Додатні значення моменту та швидкості відповідають режиму двигуна, від'ємні – генератора. Також режим роботи порту може задаватись як механічний вхід обертання (Mechanical rotational port) для приєднання блоків бібліотеки Simscape.

На вихідному порту m формується вимірювальний комплексний сигнал, який складається з чотирьох елементів: швидкості обертання якоря ω (рад/с); струму якоря I_a (А); струму збудження I_f (А); електромагнітного моменту T_e (Н·м).

Коло якоря моделі представлено схемою заміщення з послідовно з'єднаних активного опору кола якоря R_a , індуктивності кола якоря L_a та ЕРС якоря, яка моделюється за допомогою керованого джерела напруги – блок [FCEM] (рис. 2.40).

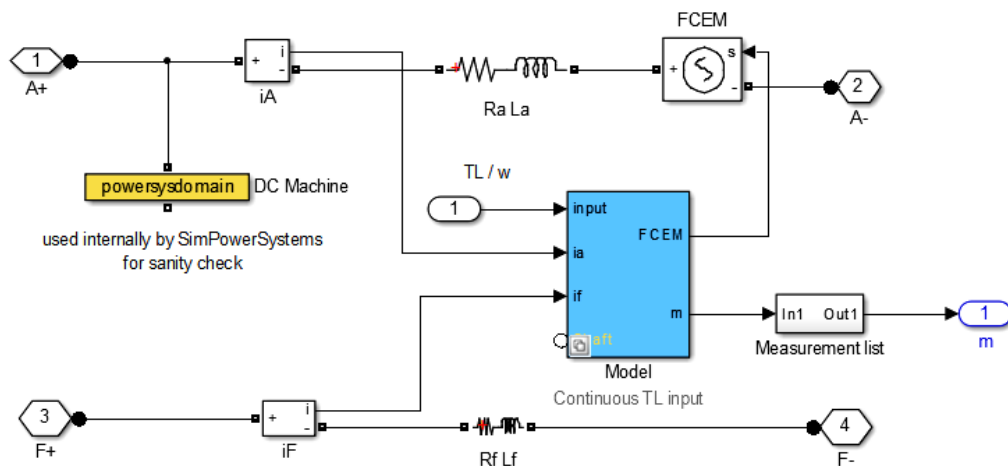


Рис. 2.40. Simulink-модель машини постійного струму

Коло збудження машини представлено елементами R_f , L_f – відповідно активний опір та індуктивність обмотки збудження. У випадку моделювання машини із збудженням від постійних магнітів, струм збудження відсутній, оскільки магнітний потік збудження утворюється постійними магнітами.

Блок [Model] (рис. 2.41) здійснює обчислення електромагнітного моменту T_e згідно виразу (2.63), ЕРС за виразом (2.53), а також частоти обертання якоря ω за рівнянням (2.62).

У вікні параметрів блоку [DC Machine] задається наступне.

Вкладка Configuration вікна параметрів містить три поля. Перше поле (доступне тільки у випадку моделювання МПС з електромагнітним збудженням) Preset model (задана модель) дозволяє обрати для моделювання машину з електромагнітним збудженням різної потужності, напруги, швидкості обертів з бібліотеки Simulink. Поле Mechanical input (механічний вхід) призначене для вибору типу механічного входу: момент навантаження (Torque TL); кутова швидкість обертання якоря (Speed w); Mechanical rotational port (механічний вхід обертання). Останнє поле Field type призначене для вибору типу збудження: Wound – електромагнітне збудження; Permanent Magnet – збудження від постійних магнітів.

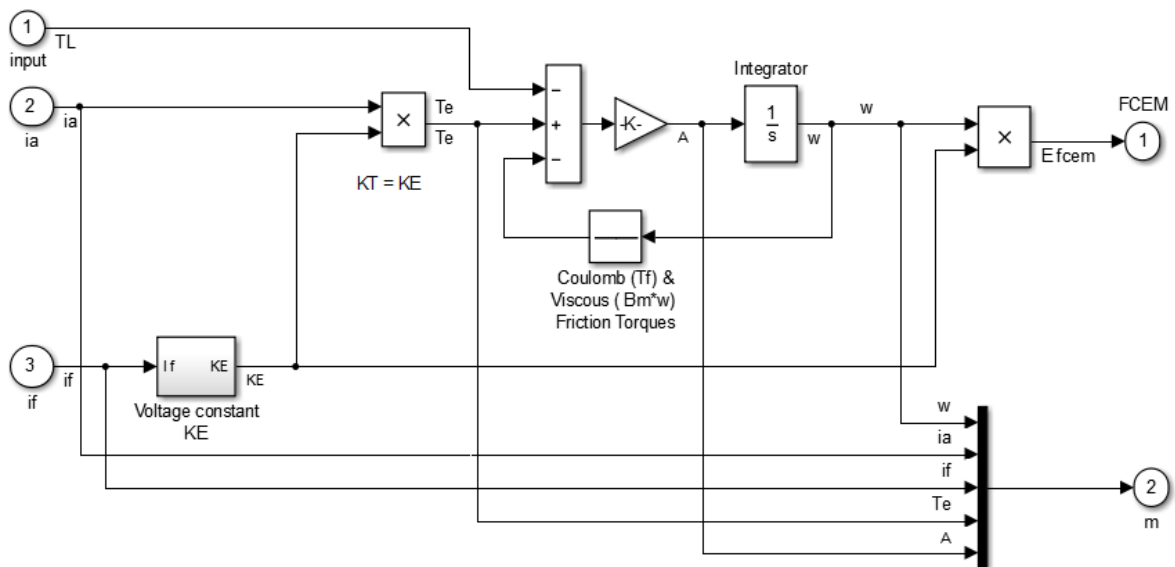


Рис. 2.41. Структура блоку [Model]

На вкладці Parameters вікна параметрів задаються (для машини з електромагнітним збудженням):

- параметри обмотки якоря – опір R_a (Ом) та індуктивність L_a (Гн);
- параметри обмотки збудження – опір R_f (Ом) та індуктивність L_f (Гн);
- взаємна індуктивність обмотки збудження і обмотки якоря – L_{af} (Гн);
- сумарний момент інерції машини і навантаження – J (кг·м²);
- коефіцієнт моменту в'язкого тертя – B_m (Н·м·с);
- момент сухого тертя – T_f (Н·м);
- початкова швидкість – ω (рад/с).

У випадку моделювання МПС з постійними магнітами, замість поля для введення параметрів обмотки збудження з'являється поле Specify, в якому за вибором задається коефіцієнт моменту – Torque constant (Н·м/А) або коефіцієнт ЕРС – Back-emf constant (В/об/хв).

Для проведення моделювання в пакеті Simulink, виконаємо розрахунок параметрів та характеристик машини постійного струму на підставі її паспортних даних. В машинах з незалежним збудженням зазначені параметри можуть бути отримані на підставі наступного розрахунку [28].

Взаємна індуктивність обмотки якоря і обмотки збудження з виразу (2.63)

$$L_{af} = \frac{T_e}{I_{a\ nom} I_{f\ nom}} \approx \frac{T_{nom}}{I_{a\ nom} I_{f\ nom}}, \quad (2.65)$$

де
$$T_{nom} = \frac{P_{nom}}{\omega_{nom}} = \frac{30P_{nom}}{\pi n_{nom}}; \quad I_{a\ nom} = \frac{P_{nom}}{U_{a\ nom} \eta} - I_{f\ nom};$$

$$I_{f\ nom} = \frac{U_{f\ nom}}{R_f}.$$

Індуктивність обмотки збудження при дослідженні усталених процесів може бути прийнята близькою до нуля. При дослідженні

перехідних процесів значення L_f для машини звичайного виконання можна визначити з нерівності:

$$L_f \geq (2 \div 5) \frac{L_a R_f}{R_a}. \quad (2.66)$$

Момент сухого тертя і коефіцієнт моменту в'язкого тертя визначаються з наступних рівнянь:

$$T_f = \frac{P_{mec}}{2\omega_{nom}}; B_m = \frac{P_{mec}}{2\omega_{nom}^2}, \quad (2.67)$$

де $P_{mec} = (0,005 \div 0,02)P_{nom}$.

Технічні характеристики машин постійного струму наведені в додатку 2.

Як приклад, проведемо розрахунок параметрів машини постійного струму з незалежним збудженням 2ПН160М за її паспортними даними: номінальна потужність P_{nom} ; номінальна напруга якоря $U_{a nom}$; номінальна частота обертання n_{nom} ; номінальна напруга обмотки збудження $U_{f nom}$; ККД; опір обмотки якоря R_a ; R_{adr} – опір обмотки додаткових полюсів; R_f – опір обмотки збудження; J – момент інерції якоря; L_a – індуктивність кола якоря (табл. 2.2).

Таблиця 2.2

Тип машини	P_{nom} , кВт	U_{nom} , В	n_{nom} , об/хв	$U_{f nom}$, В	ККД, %	R_a , Ом	R_{adr} , Ом	R_f , Ом	J , кг·м ²	L_a , мГн
2ПН160М	18	220	3150	220	87	0,037	0,024	53,1	0,083	1

На рис. 2.42 приведена програма для розрахунку параметрів елементів схеми заміщення машини постійного струму в середовищі Matlab.

Результатом виконання програми є розраховані параметри машини: $L_{af} = 0,1465$ Гн; $L_f = 4,3054$ Гн; $B_m = 0,0017$ Н·м·с; $T_f = 0,5457$ Н·м.

Модель для дослідження ГПС незалежного збудження (рис. 2.43) містить:

модель машини постійного струму [DC Machine];

джерело постійної напруги [DC Voltage Source] для живлення обмотки збудження;

блок [Constant] для встановлення кутової швидкості обертання якоря;

осцилограф [Scope] для контролю тривалості перехідних процесів;

блоки [Display1], [Display2] для контролю напруги генератора U , струмів збудження I_f і навантаження I_a , електромагнітного моменту T_e .

```
1 - Pnom=18e3; %Номинальна потужність, Вт
2 - nnom=3150; %Номинальна частота обертання, об/хв
3 - Uanom=220; %Номинальна напруга якоря, В
4 - Ufnom=220; %Номинальна напруга збудження, В
5 - kkd=0.87; %ККД в номінальному режимі, в.о.
6 - Ra=0.037; %Опір обмотки якоря, Ом
7 - Rf=53.1; %Опір обмотки збудження, Ом
8 - La=1e-3; %Індуктивність обмотки якоря, Гн
9 - Tnom=(30*Pnom)/(pi*nnom); %Номинальний обертовий момент, Н*м
10 - Ifnom=Ufnom/Rf; %Номинальний струм обмотки збудження, А
11 - Ianom=Pnom/(Uanom*kkd)-Ifnom; %Номинальний струм обмотки якоря, А
12 - Laf=Tnom/(Ianom*Ifnom); %Взаємна індуктивність обмоток якоря і збудження, Гн
13 - Lf=(3*La*Rf)/Ra; %Індуктивність обмотки збудження, Гн
14 - Pmeh=0.02*Pnom; %Потужність механічних втрат
15 - omeganom=(nnom*pi)/30; %Номинальна кутова частота обертання, рад/с
16 - Tf=Pmeh/(2*omeganom); %Момент сухого тертя, Н*м
17 - Bm=Pmeh/(2*omeganom*omeganom); %Коефіцієнт моменту в'язкого тертя, Н*м*с
18 - [Laf Lf Bm Tf] %#ok<NOPTS>
```

Рис. 2.42. Розрахунок параметрів машини постійного струму

Запис даних в робочу область Matlab здійснюється за допомогою блоків [To Workspace], [To Workspace1].

Для розрахунку зовнішньої характеристики на механічний вхід МПС в слід подати значення номінальної кутової швидкості обертання (для режиму генератора воно від'ємне) розраховане за формулою

$$\omega_{nom} = \frac{n_{nom} \pi}{30} = \frac{3150 \pi}{30} = 329,87 \text{ рад/с.} \quad (2.68)$$

Напряга збудження задається блоком [DC Voltage Source] номінальною – 220 В, тобто $I_f = I_{f,nom} = \text{const}$.

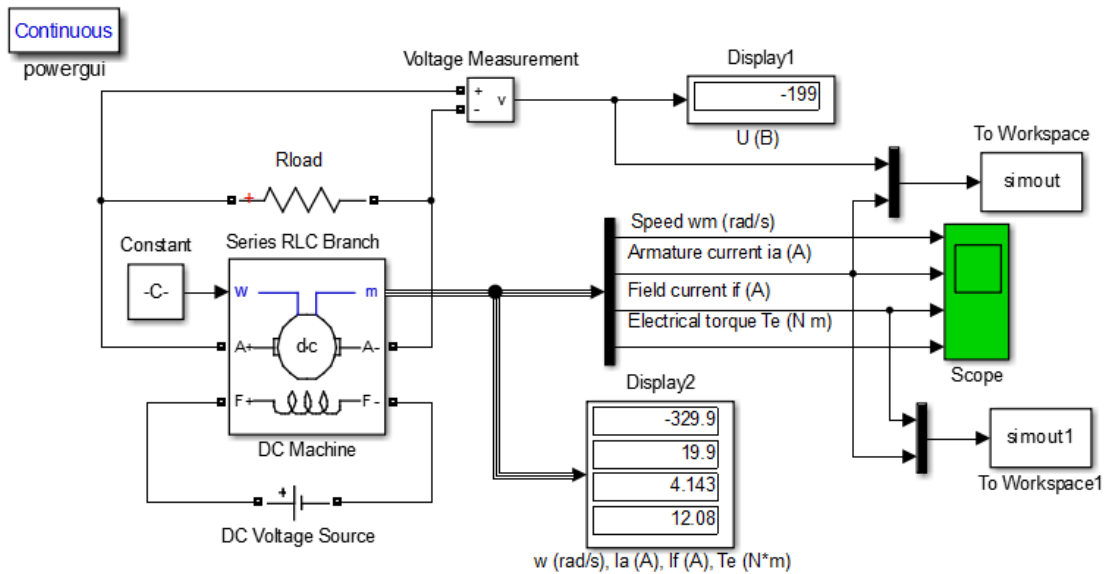


Рис. 2.43. Simulink-модель для дослідження ГПС незалежного збудження

У вікно параметрів МПС (рис. 2.44) занесені розраховані вище значення відповідних параметрів. Оскільки обмотка додаткових полюсів приєднується послідовно до обмотки якоря, в полі для опору якоря враховуємо також опір обмотки додаткових полюсів генератора.

Змінюючи опір навантаження R_{load} , знімаються покази напруги U та струму I_a навантаження. Зовнішня характеристика, отримана зазначеним способом, показана на рис. 2.45.

Вихідна напруга генератора зі зростанням навантаження зменшується внаслідок збільшення падіння

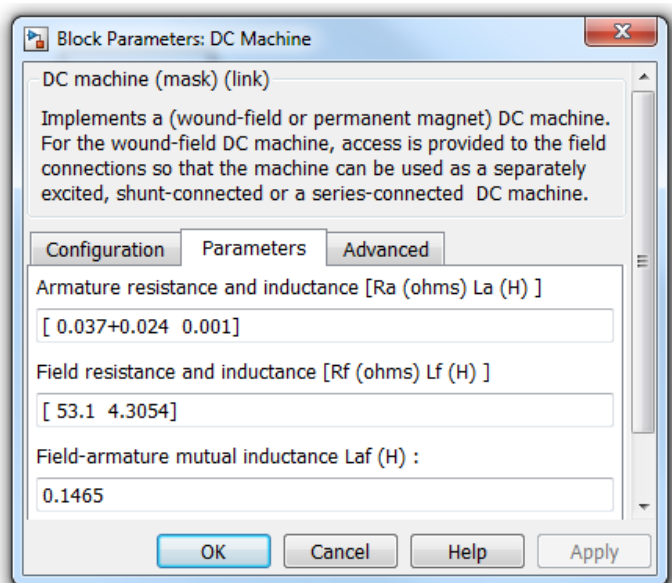


Рис. 2.44. Вікно параметрів МПС

напруги на опорі якоря. Лінійність отриманої характеристики пояснюється відсутністю впливу реакції якоря, яка в даній моделі не враховується.

Зміна напруги генератора в залежності від навантаження, зумовлює необхідність регулювання струму збудження таким чином, щоб підтримувати постійне значення вихідної напруги. Регулювальну характеристику генератора $I_f(I_a)$ (рис. 2.46) знімають шляхом зміни струму навантаження при $U = \text{const}$, $n = \text{const}$. Вихідну напругу генератора підтримують постійною регулюючи струм збудження I_f .

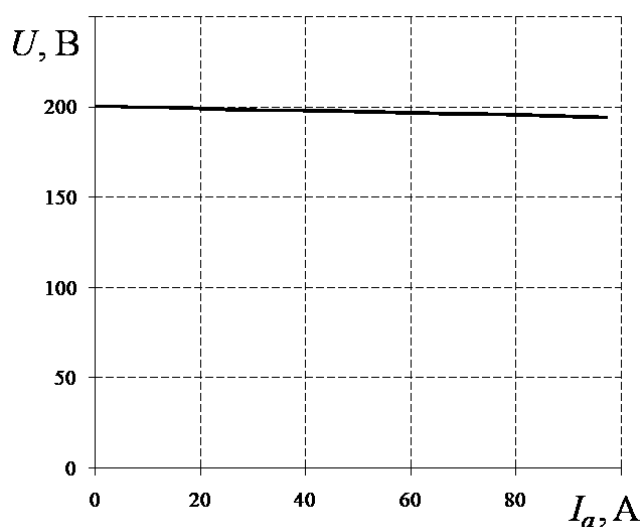


Рис. 2.45. Зовнішня характеристика ГПС з незалежним збудженням

Модель для дослідження ДПС паралельного збудження (рис. 2.47) містить:

модель машини постійного струму [DC Machine];

джерело постійної напруги [DC Voltage Source] для живлення обмоток якоря та збудження;

блок [Constant] для встановлення моменту опору навантаження T_{load} ;

осцилограф [Scope] для контролю тривалості перехідних процесів;

блок [Fcn] для розрахунку значення ККД згідно з виразом

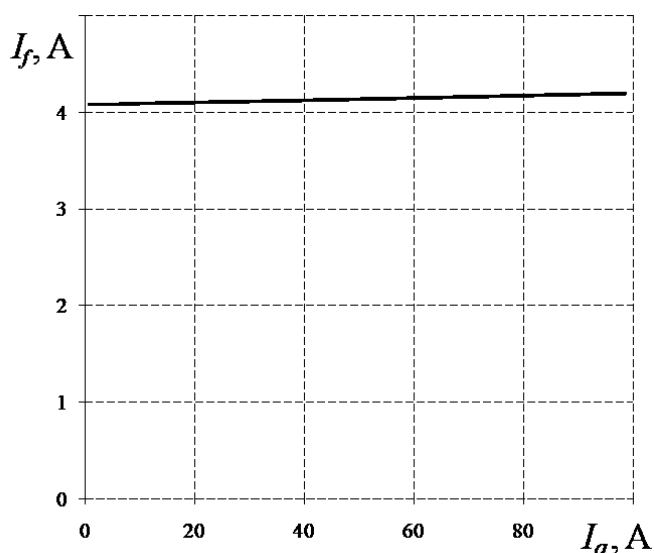


Рис. 2.46. Регулювальна характеристика ГПС з незалежним збудженням

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{T_{load} \omega}{U(I_a + I_f)}$$

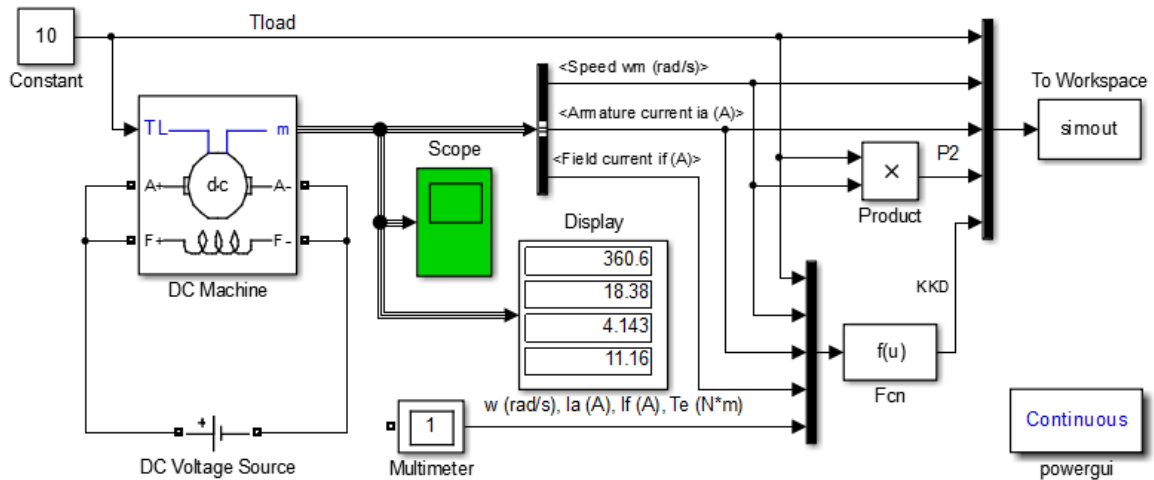


Рис. 2.47. Simulink-модель для дослідження ДПС паралельного збудження

блок [Multimeter] для вимірювання напруги джерела. Для вимірювання напруги, параметр “Measurements” блоку [DC Voltage Source] повинен мати значення “Voltage”. Тоді відповідний сигнал з’явиться у вікні доступних вимірів блоку [Multimeter];

блок [Display] для контролю швидкості обертання якоря ω , струмів збудження I_f та якоря I_a , електромагнітного моменту T_e .

Запис даних в робочу область Matlab здійснюється за допомогою блоку [To Workspace].

У вікно параметрів МПС (рис. 2.48) занесені розраховані вище значення відповідних параметрів.

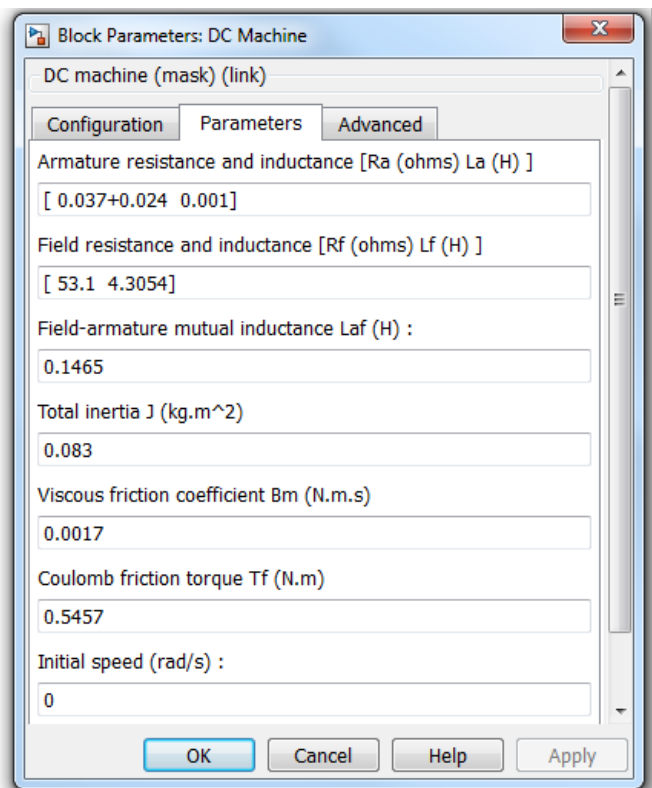


Рис. 2.48. Вікно параметрів МПС

Для розрахунку робочих характеристик на механічний вхід машини ТЛ подаються значення моменту опору навантаження в діапазоні $(0 \div 1,1) \cdot T_{nom}$, струм збудження та напруга при цьому відповідно $I_f = I_{f nom}$, $U = U_{nom}$. Відповідні значення фіксують по закінченні перехідних процесів і виходу на усталений режим, коли $\omega = const$.

Робочі характеристики, розраховані за допомогою представленої моделі, показані на рис. 2.49.

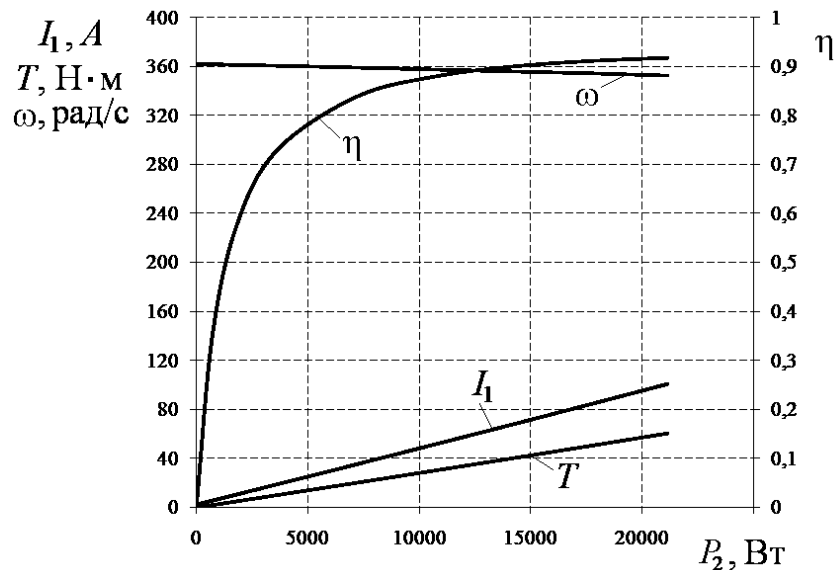


Рис. 2.49. Робочі характеристики двигуна 2ПН160М

2.3. СИНХРОННІ МАШИНИ

2.3.1. Загальні відомості

Синхронна машина (СМ) – це машина змінного струму, швидкість обертання ротора якої, пропорційна частоті мережі і не залежить від навантаження. В машинах прямого виконання (з обмоткою змінного струму на статорі) ротор обертається синхронно з частотою обертового магнітного поля статора.

СМ є оборотними, тобто можуть працювати, як в режимі генератора, так і в режимі двигуна. Проте найбільшого поширення набули синхронні генератори (СГ), які на сьогоднішній день є

основним типом перетворювачів механічної енергію в електричну, що застосовуються при виробництві енергії на електростанціях.

В залежності від типу первинного двигуна СГ, розрізняють *гідрогенератори* (первинний двигун – гідравлічна турбіна), *турбогенератори* (первинний двигун – парова турбіна), *дизель-генератори* (первинний двигун – дизель).

Конструкцію однофазного багатополюсного синхронного генератора вперше було запропоновано анонімним винахідником у 1832 р. [21], тобто всього через рік після відкриття М. Фарадеєм явища електромагнітної індукції. Генератор мав збудження від постійних магнітів, які закріплювались на обертовому диску. Напроти магнітів на нерухомому сталевому кільці кріпились сталеві осердя з котушками. Ця конструкція набагато випередила свій час за технічним рівнем, проте не отримала подальшого розвитку внаслідок обмеженого застосування змінного струму на той час.

Початок практичного застосування СГ пов'язаний з переходом від газового освітлення до електричного, спочатку за допомогою дугових ламп, а пізніше ламп розжарювання. П.Н. Яблочков, для живлення винайденої ним у 1876 р. електричної свічки, розробив декілька однотипних генераторів різної потужності (4, 6, 16, 20 свічок). Це були багатозазні машини, фази яких електрично не з'єднувались між собою. Трифазний СГ з електричним зв'язком обмоток (з'єднаних зіркою чи трикутником) вперше запропонував М.О. Доліво-Добровольський і практично реалізував спільно з Ч. Броуном у 1891 р.

В якості двигунів, СМ найчастіше використовують у приводах потужних (> 100 кВт) компресорів, насосів, прокатних станів, холодильних установок, дробарок тощо.

Основними перевагами синхронних двигунів (СД) є постійна швидкість обертання, яка не залежить від навантаження, менша чутливість до перепадів напруги живлення, а також можливість роботи з випереджаючим струмом. Цю властивість застосовують для генерування реактивної потужності за допомогою *синхронних*

компенсаторів – машин призначених виключно для компенсації реактивної потужності.

До недоліків СМ відносяться складність конструкції, наявність нестійких режимів роботи, необхідність у джерелі постійного струму, складність запуску СД.

2.3.2. Принцип дії та будова синхронної машини

Для пояснення принципу дії СМ розглянемо найпростішу конструкцію, в якій один виток у вигляді рамки обертається у магнітному полі між двома магнітами 1 з полюсами N і S (рис. 2.50).

Обмотка ротора 2 представлена двома елементарними провідниками 3, кінці яких приєднуються до двох ізолюваних від вала контактних кілець 4. По поверхні кілець ковзають нерухомі щітки 5 за допомогою яких, обмотка приєднується до зовнішнього кола.

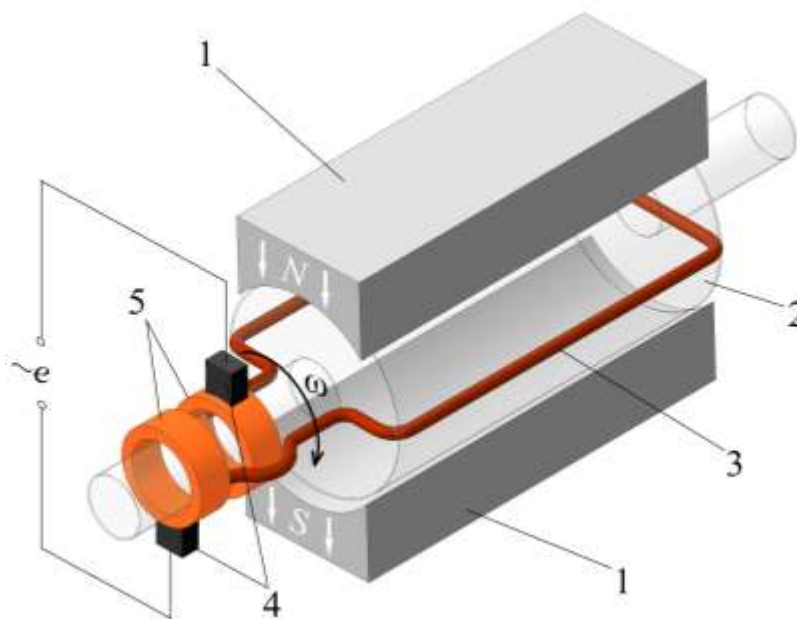


Рис. 2.50. Принципова схема синхронної машини

Принцип дії *синхронного генератора* ґрунтується на явищі електромагнітної індукції. Якщо за допомогою приводного двигуна обертати ротор, наприклад, за годинниковою стрілкою, то в обох провідниках його обмотки будуть індукуватись ЕРС, напрямком яких

визначається за правилом правої руки. Внаслідок того, що провідники по чергово проходять під північним та південним полюсом, ЕРС обмотки (яка є сумою ЕРС обох провідників) буде змінюватись за синусоїдним законом.

Частота індукованої ЕРС залежить від частоти обертання якоря n (об/с) та кількості пар полюсів машини p

$$f = pn. \quad (2.69)$$

Для представленої найпростішої машини, що має одну пару полюсів, частота ЕРС буде рівною частоті обертання якоря $f = n$, відповідно миттєве значення ЕРС дорівнюватиме

$$e = E_m \sin \omega t,$$

де $\omega = 2\pi f = 2\pi n$ – кутова частота індукованої ЕРС.

Через контактні кільця 4, які обертаються разом з ротором, ЕРС передається на затискачі генератора.

Якщо до обмотки приєднати навантаження, то в ній почне протікати струм, а в навантаженні встановиться синусоїдна напруга, тобто генератор працюватиме як джерело електричної енергії.

Сучасні синхронні генератори виготовляють на напруги 18 кВ та вище, а також потужністю до 1200 МВт. За таких умов, наявність ковзного контакту в колі ротора суттєво знижує надійність машини. Для виключення цього недоліку обмотку змінного струму розміщують на статорі, а полюсну систему з обмоткою збудження на роторі машини. Обмотка збудження, в такому випадку, живиться постійним струмом через контактні кільця. При цьому ковзний контакт знаходиться у колі збудження відносно невеликої потужності. Надалі буде розглядатися саме таке виконання СМ.

Збудження синхронних генераторів може здійснюватись від стороннього джерела, наприклад за допомогою генератора постійного струму невеликої потужності (0,5-10% від потужності СГ), або в результаті самозбудження. В цьому випадку обмотка збудження живиться випрямленим струмом того ж генератора.

Трифазна синхронна машина (рис. 2.51) містить нерухому частину – статор 1 зі станиною та магнітопроводом в пази якого

вкладається трифазна обмотка змінного струму, та ротор, що являє собою електромагніт. На осерді полюсів 2 (рис. 2.51, *a*) або в пазах ротора 3 (рис. 2.51, *б*) розміщується обмотка збудження 4. За допомогою щіток 5, що ковзають по контактним кільцям 6, обмотка збудження приєднується до джерела постійного струму.

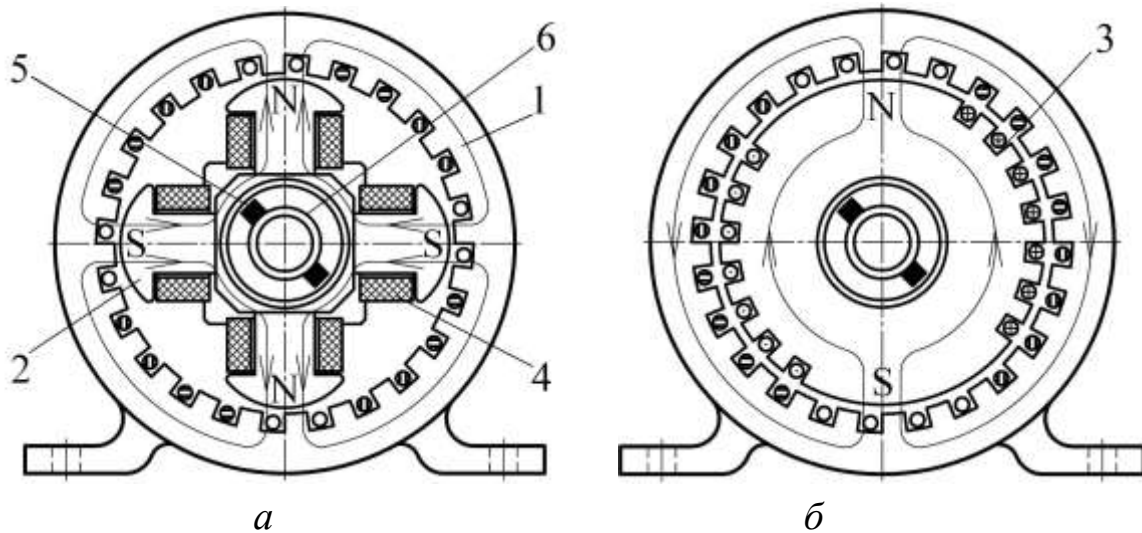


Рис. 2.51. Конструкція трифазної синхронної машини з явнополюсним (*a*) і неявнополюсним (*б*) ротором

В явнополюсних синхронних генераторах для отримання синусоїдної ЕРС необхідно забезпечити синусоїдний розподіл магнітної індукції в повітряному проміжку між статором та ротором. Це досягається особливою формою полюсних наконечників (рис. 2.51, *a*) – повітряний проміжок посередині полюсу менший ніж на краях.

Статор трифазної СМ має циліндричний магнітопровід (рис. 2.52), в пазах якого розміщені три фазні обмотки, намотані ізолюваним мідним дротом. Для зменшення втрат на вихрові струми магнітопровід виконується з окремих листів електротехнічної сталі, ізолюваних один від одного шаром лаку або за допомогою оксидування. В режимі двигуна до статорних обмоток підводиться трифазна змінна напруга, яка в підсумку утворює обертове магнітне поле, а в режимі генератора – приєднується навантаження.

Ротор *явнополюсної* синхронної машини (рис. 2.53) має магнітопровід, що зазвичай збирається із пластин електротехнічної сталі, які стягуються в пакет за допомогою шпильок. До основи 1 ротора кріпиться обід 2, що має поздовжні вентиляційні канали для покращення умов охолодження. Осердя полюсів, лите або набране з листів електротехнічної сталі, також може виконуватись з радіальними вентиляційними каналами. Для того щоб полегшити процес виготовлення обмотки збудження, кріплення полюсів виконують роз'ємним. В такому випадку готову котушку просто одягають на осердя полюса.



Рис. 2.52. Магнітопровід статора синхронної машини

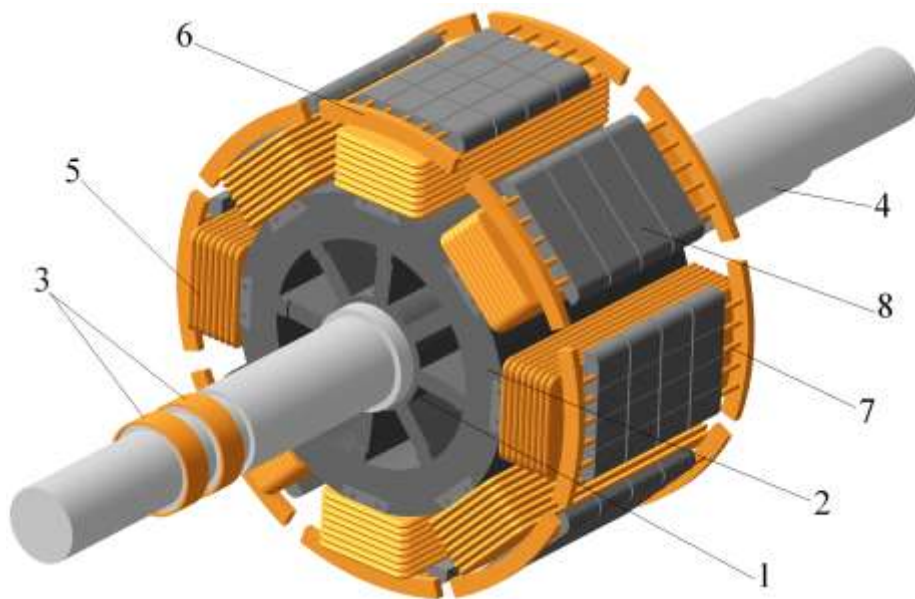


Рис. 2.53. Конструкція явнополюсного ротора: 1 – основа ротора; 2 – обід ротора; 3 – контактні кільця; 4 – вал; 5 – котушка обмотки збудження; 6 – сегмент демпферної обмотки; 7 – стрижень демпферної обмотки; 8 – осердя полюса

В пазах полюсних наконечників синхронних генераторів розміщуються стрижні демпферної обмотки 7, виконані з міді і замкнені з торців сегментами 6. Призначення демпферної обмотки – попередження розкачування ротора, підвищення динамічної стійкості та покращення форми ЕРС. В синхронних двигунах така обмотка виконується з матеріалу, що має підвищений питомий опір і називається пусковою, оскільки вона призначена для утворення обертового моменту під час пуску двигуна, тобто при частоті обертання ротора відмінній від синхронної.

Явнополюсним виконують ротор СГ з невеликими частотами обертання (< 1500 об/хв), які зазвичай приєднуються до гідротурбін.

Більшу частоту обертання мають СГ, що приєднуються до парових турбін (1500, 3000 об/хв), тому для збільшення міцності конструкції таких машин їх ротор виконують з неявно вираженими полюсами.

Магнітопровід ротора *неявнополюсної* синхронної машини (рис. 2.54) виконується як одне ціле з валом. На зовнішній циліндричній поверхні магнітопроводу фрезерують пази (радіальні або паралельні) в яких розміщується обмотка збудження (розподілена обмотка). Пази рівномірно розподіляються у двох діаметрально протилежних зонах. Між пазами, в межах цих зон, утворюються малі зубці магнітопроводу 1, між двома зонами – великі зубці магнітопроводу 2. Обмотка ротора закріплюється в пазах за допомогою немагнітних клинів.

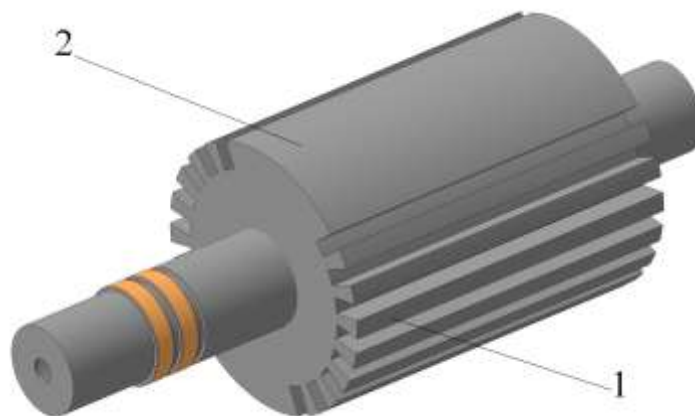


Рис. 2.54. Конструкція ротора неявнополюсної синхронної машини

В трифазній обмотці статора у кожній фазі індуються ЕРС однакові за амплітудою та частотою. Оскільки фазні обмотки зміщені одна відносно одної на 120° (електричних), то ЕРС кожної фази будуть відрізнятися одна відносно одної на одну третю періоду:

$$e_A = E_m \sin \omega t; e_B = E_m \sin (\omega t - 2\pi/3); e_C = E_m \sin (\omega t - 4\pi/3). \quad (2.70)$$

де $\omega = 2\pi f = 2\pi p n$ – кутова частота індукованої ЕРС.

Якщо вважати, що магнітний потік, який зчіплюється з витками статора, при обертанні ротора змінюється за синусоїдним законом, ЕРС одного витка можна записати як

$$e_{coil} = -\frac{d\Psi_{coil}}{dt} = \frac{d}{dt}(\Phi_m \sin \omega t) = -\omega\Phi_m \cos \omega t, \quad (2.71)$$

звідки діюче значення ЕРС витка визначиться за формулою

$$E_{coil} = \frac{\omega\Phi_m}{\sqrt{2}} = 4,44\Phi_m f, \quad (2.72)$$

де Ψ_{coil} – потокозчеплення витка; Φ_m – максимальне значення магнітного потоку обертового поля.

Оскільки фазна обмотка синхронної машини, як правило, складається з декількох секцій, що розподілені по пазах, ЕРС витків в різних секціях зсунуті за фазою. Крім того, досить часто обмотки виконують з укороченим кроком, тобто ширина витка дещо менша за полюсну поділку τ . Зазначені причини спричиняють зменшення величини сумарної ЕРС обмотки і враховуються шляхом введення обмоткового коефіцієнта $K_W \leq 1$, тобто

$$E = 4,44 f w \Phi_m K_W, \quad (2.73)$$

де w – кількість витків фазної обмотки.

Конструкція синхронного двигуна не має принципових відмінностей від конструкції СГ.

При вмиканні двигуна в мережу, в трифазній обмотці статора утворюється обертове магнітне поле, яке при взаємодії з постійним полем обмотки збудження ротора, змушує обертатися його з частотою обертання магнітного поля. Таким чином, частота

обертання СД не змінюється, за умови незмінної частоти струму мережі живлення.

Розрізняють три основних способи пуску СД: пуск за допомогою допоміжного двигуна, частотний пуск та асинхронний пуск. В першому випадку на одному валу з двигуном розміщують пускову машину (як правило асинхронний двигун з тією ж або меншою кількістю пар полюсів), яка розганяє його до синхронної швидкості або вище. Під час частотного пуску двигун живлять від окремого синхронного генератора, частоту якого плавно збільшують до номінального значення. В більшості випадків застосовується асинхронний пуск, оскільки він не потребує додаткового обладнання.

Обмотка збудження, під час асинхронного пуску, замикається накоротко або через реостат з активним опором значення якого на порядок більше ніж опір обмотки збудження [29]. Застосування реостата попереджує виникнення перенапруги та пробую ізоляції, а також забезпечує протікання пускового струму в обмотці збудження. Після того, як швидкість ротора стане близькою до синхронної, в обмотку збудження подається постійний струм і двигун втягується у синхронізм.

Перехід від режиму генератора до режиму двигуна, при роботі СМ паралельно з мережею, ілюструє рис. 2.55, де представлено, умовно, магнітні поля статора та ротора у вигляді двох полюсів, що обертаються з однаковою частотою ω в напрямку, вказаному стрілками.

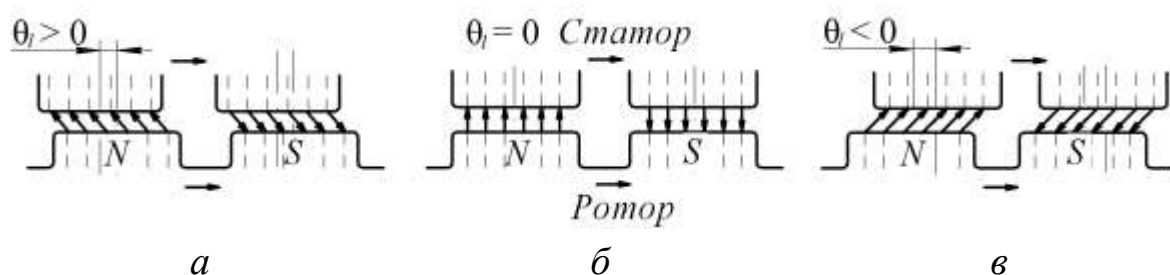


Рис. 2.55. Режимми роботи синхронної машини

У випадку, якщо СМ працює в режимі генератора, магнітне поле ротора випереджає магнітне поле статора. Магнітні силові

лінії, при навантаженні, спрямовані нерадіально і магнітні полюси статора зсунуті відносно полюсів ротора на *кут навантаження* θ_l (рис. 2.55, *а*).

При зменшенні механічної потужності, що надходить до генератора від первинного двигуна, кут навантаження θ_l та потужність, яка віддається в мережу також почнуть зменшуватися. В режимі холостого ходу кут θ_l дорівнює нулю (рис. 2.55, *б*), тобто осі магнітних полів статора та ротора співпадають, а до генератора підводиться потужність необхідна для компенсації втрат холостого ходу.

При $\theta_l < 0$ (режим двигуна) вісь кожного полюса ротора під дією гальмівного моменту навантаження відстає від відповідної вісі полюса статора (рис. 2.55, *в*). В двигуні зміна навантаження призводить до зміни кута θ_l між полюсами обертового поля статора та ротора, при незмінній швидкості обертання останнього.

В обох режимах роботи СМ існує максимальна потужність при якій машина може працювати без порушення синхронного режиму.

2.3.3. Реакція якоря синхронного генератора

В режимі холостого ходу в СГ збуджується магнітний потік, утворений обмоткою збудження, який індукує ЕРС у фазних обмотках статора.

При підключенні навантаження в обмотках статора почнуть протікати струми, що зумовлюють появу обертового магнітного поля статора. Швидкість обертання цього поля дорівнює швидкості обертання поля полюсів. Повний магнітний потік машини є результатом спільної дії обмоток статора та ротора.

Вплив магнітного поля статора на магнітне поле генератора, за аналогією з машиною постійного струму, прийнято називати *реакцією якоря*. В залежності від значення та характеру навантаження поле статора може посилювати або послаблювати поле машини.

Так, при активному навантаженні, струм статора співпадає за фазою з ЕРС. Тому, максимальне значення ЕРС, а отже і струму, буде спостерігатися в тих провідниках, що знаходяться навпроти полюсу. Напрямок індукованих струмів можна визначити за правилом правої руки. Магнітні силові лінії поля якоря (статора) при активному навантаженні проходять впоперек полюсу (рис. 2.56, а), тому реакцію якоря при активному навантаженні називають *поперечною*.

В результаті складання двох полів, загальне поле машини дещо збільшується і зміщується в просторі (рис. 2.56, б).

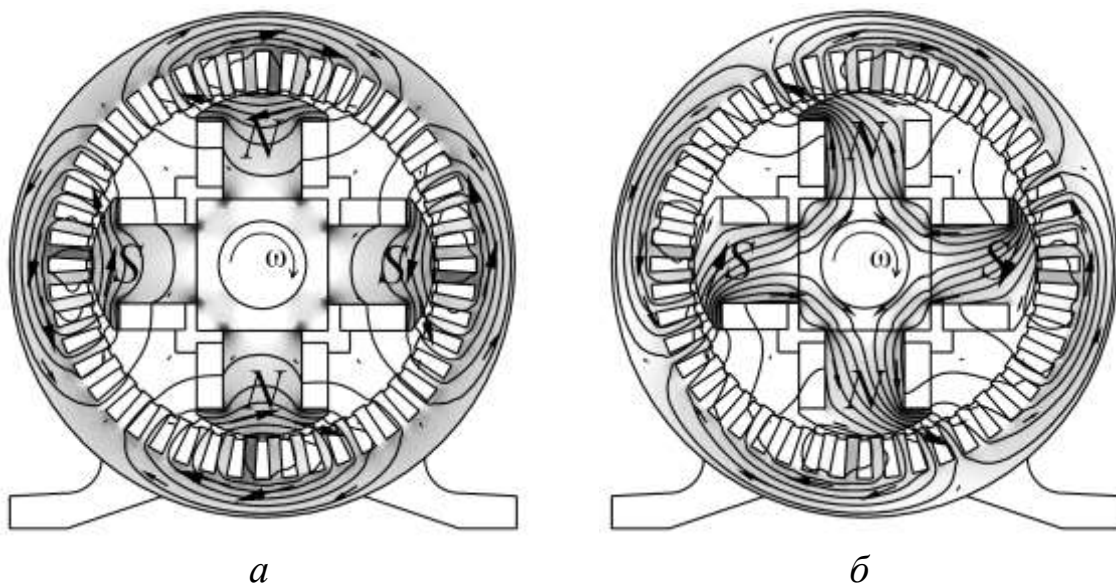


Рис. 2.56. Поле генератора при активному навантаженні: поле статора (а); результуюче магнітне поле (б)

За суто індуктивного навантаження струм статора відстає від ЕРС на 90° , тобто ЕРС має максимальне значення в провідниках, що знаходяться навпроти полюсу, а струм, у цих же провідниках, досягне максимуму після того, як ротор повернеться на 90 електричних градусів. Магнітне поле якоря, при індуктивному навантаженні, спрямовано проти магнітного поля полюсів (рис. 2.57, а).

Результуючий магнітний потік (рис. 2.57, б) внаслідок реакції якоря зменшується, а отже, зменшується і ЕРС генератора. В цьому

випадку силові лінії поля якоря проходять вздовж полюсу, тому таку реакцію якоря називають *поздовжньо-розмагнічувальною*.

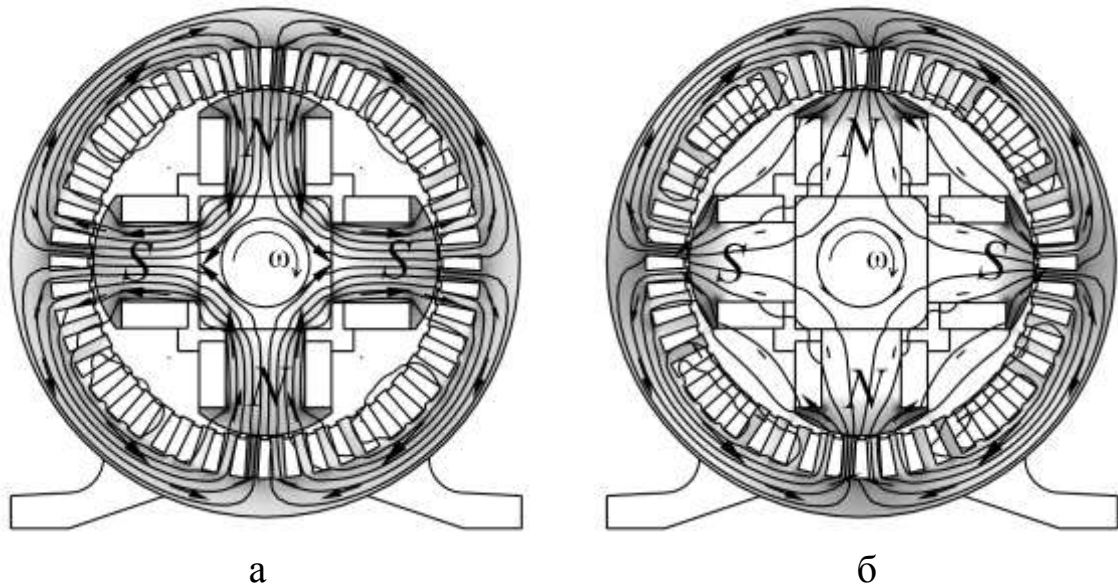


Рис. 2.57. Поле генератора при індуктивному навантаженні: поле статора (а); результуюче магнітне поле (б)

При ємнісному навантаженні струм випереджає ЕРС на 90° . Тобто максимальне значення струму буде спостерігатися в тих провідниках, що знаходяться попереду полюсу на 90 електричних градусів. Магнітне поле якоря, при ємнісному навантаженні, спрямовано згідно з магнітним полем полюсів (рис. 2.58, а).

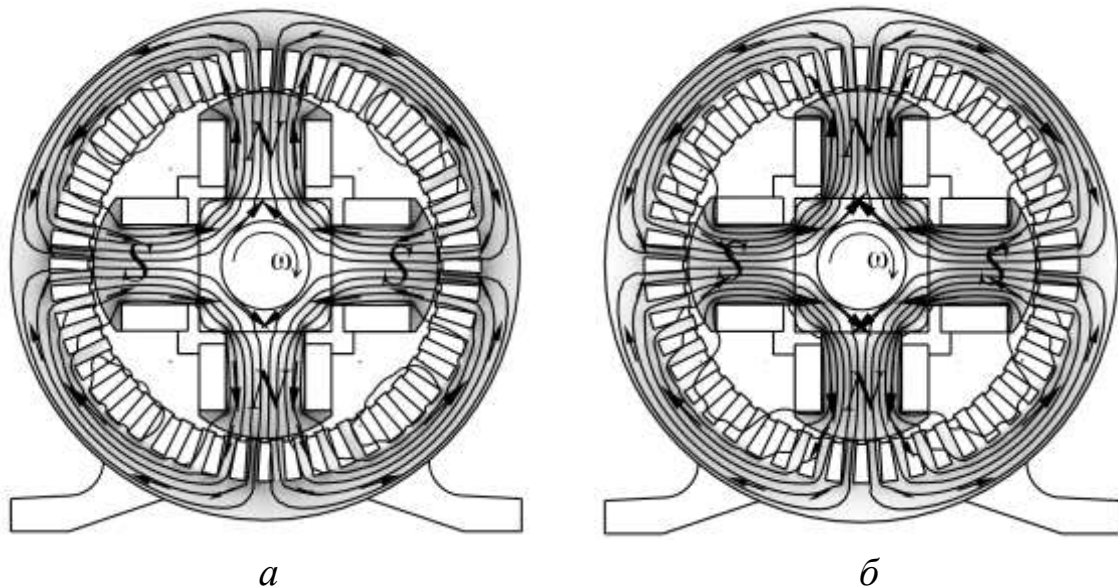


Рис. 2.58. Поле генератора при ємнісному навантаженні: поле статора (а); результуюче магнітне поле (б)

Результуючий магнітний потік (рис. 2.58, б) внаслідок реакції якоря збільшується, а отже, збільшується і ЕРС генератора. Реакцію якоря при ємнісному навантаженні називають *поздовжньо-намагнічувальною*.

Реакція якоря є небажаним явищем, оскільки при зміні навантаження, для підтримання номінальної напруги генератора, необхідно змінювати магнітний потік обмотки збудження. На практиці, зменшення впливу поля якоря досягають за рахунок збільшення повітряного проміжку між статором та ротором.

2.3.4. Рівняння електромеханічних процесів синхронної машини

Система рівнянь, що описують електромеханічні процеси СМ, складається з рівнянь електричної рівноваги усіх електричних контурів статора та ротора, а також рівняння руху ротора. Вигляд цих рівнянь залежить від прийнятої координатної системи, вибору додатних напрямків координатних осей та струмів у контурах. Розглянемо зазначені напрямки на прикладі ідеалізованої трифазної двополюсної синхронної машини з явнополюсним ротором, яка є найбільш загальним типом електричної машини.

Ідеалізована електрична машина характеризується наступними рисами: відсутністю насичення; відсутністю гістерезису, втрат у сталі, витіснення струму в обмотках; синусоїдним розподілом МРС та магнітної індукції; симетрією статорних обмоток. Рівняння неявнополюсної синхронної машини, а також асинхронної машини можуть бути отримані як частковий випадок із рівнянь явнополюсної синхронної машини.

За додатній напрям струму в обмотці ідеалізованої машини приймають напрям струму від кінця обмотки до її початку. За додатній напрям осі обмотки приймають напрям МРС обмотки при протіканні по ній струму в додатному напрямку (рис. 2.59). У випадку явнополюсного ротора розрізняють поздовжню вісь ротора – d , що співпадає з додатнім напрямом МРС обмотки збудження, та поперечну вісь q , яка випереджає поздовжню на 90° .

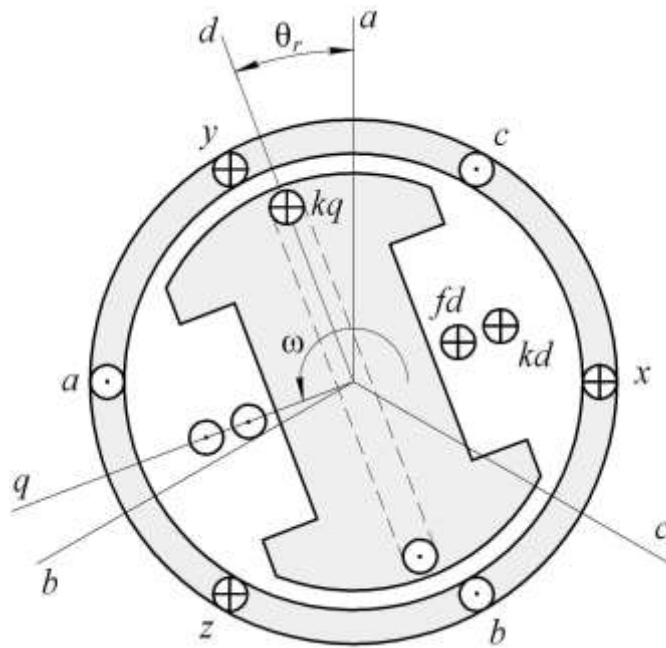


Рис. 2.59. Ідеалізована трифазна синхронна машина

Демпферна обмотка ідеалізованої машини представлена двома контурами – контуром kd , вісь якого співпадає з віссю d ротора, та контуром kq з віссю, що співпадає з віссю q ротора.

Для обмоток статора та обмотки збудження трифазної СМ диференціальні рівняння рівноваги напруг, згідно з прийнятими напрямками, запишуться у наступному вигляді:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= R_s i_a + \frac{d\Psi_a}{dt}; \\ u_b &= R_s i_b + \frac{d\Psi_b}{dt}; \\ u_c &= R_s i_c + \frac{d\Psi_c}{dt}; \\ u_{fd} &= R_{fd} i_{fd} + \frac{d\Psi_{fd}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (2.74)$$

де u_a, u_b, u_c – напруга на виводах фазних обмоток статора; R_s – активний опір фази статора; i_a, i_b, i_c – фазні струми статора; Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c – повні потокозчеплення фазних обмоток статора. u_{fd} – напруга на виводах обмотки збудження; R_{fd} – активний опір обмотки збудження; i_{fd}, Ψ_{fd} – струм та потокозчеплення обмотки збудження.

Демпферна обмотка, яка в загальному випадку складається з декількох контурів, з достатньою точністю може бути замінена двома еквівалентними контурами по поздовжній та поперечній осях. Рівняння рівноваги еквівалентної демпферної обмотки в такому випадку запишуться:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= R_{kd}i_{kd} + \frac{d\Psi_{kd}}{dt}; \\ 0 &= R_{kq}i_{kq} + \frac{d\Psi_{kq}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (2.75)$$

де R_{kd} – активний опір еквівалентної демпферної обмотки по осі d ; i_{kd} , Ψ_{kd} – струм та потокозчеплення еквівалентної демпферної обмотки по поздовжній осі; R_{kq} – активний опір еквівалентної демпферної обмотки по осі q ; i_{kq} , Ψ_{kq} – струм та потокозчеплення еквівалентної демпферної обмотки по осі q .

Внаслідок того, що магнітна провідність повітряного проміжку по поздовжній та поперечній осях явнополюсного ротора різна, потокозчеплення обмоток, що входять до рівнянь (2.74, 2.75), є функціями геометричного положення ротора. Якщо не враховувати насичення магнітопроводу машини, то потокозчеплення обмоток запишуться у вигляді

$$\left. \begin{aligned} \Psi_a &= l_a i_a + l_{ab} i_b + l_{ac} i_c + l_{afd} i_{fd} + l_{akd} i_{kd} + l_{akq} i_{kq}; \\ \Psi_b &= l_b i_b + l_{ba} i_a + l_{bc} i_c + l_{bfd} i_{fd} + l_{bkd} i_{kd} + l_{bkq} i_{kq}; \\ \Psi_c &= l_c i_c + l_{ca} i_a + l_{cb} i_b + l_{cfd} i_{fd} + l_{ckd} i_{kd} + l_{ckq} i_{kq}; \\ \Psi_{fd} &= L_{fd} i_{fd} + L_{fdkd} i_{kd} + l_{fda} i_a + l_{fdb} i_b + l_{fdc} i_c; \\ \Psi_{kd} &= L_{kd} i_{kd} + L_{kdfd} i_{fd} + l_{kda} i_a + l_{kdb} i_b + l_{kdc} i_c; \\ \Psi_{kq} &= L_{kq} i_{kq} + l_{kqa} i_a + l_{kqb} i_b + l_{kqc} i_c, \end{aligned} \right\} \quad (2.76)$$

де l_a , l_b , l_c – власні індуктивності фазних обмоток статора в залежності від положення ротора; l_{ab} , l_{ac} , l_{ba} , l_{bc} , l_{ca} , l_{cb} , l_{afd} , l_{akd} , l_{akq} , l_{bfd} , l_{bkd} , l_{bkq} , l_{cfd} , l_{ckd} , l_{ckq} , l_{kda} , l_{kdb} , l_{kdc} , l_{kqa} , l_{kqb} , l_{kqc} – взаємні індуктивності фазних обмоток, демпферної та обмотки збудження в залежності від положення ротора; L_{kd} , L_{kq} , L_{fd} – власні індуктивності демпферної обмотки та обмотки збудження; L_{fdkd} , L_{kdfd} – взаємна

індуктивність обмотки збудження та контуру kd демпферної обмотки, причому $l_{ab} = l_{ba}$, $l_{ac} = l_{ca}$, $l_{bc} = l_{cb}$ і т. д.

При роботі в режимі двигуна електромагнітний момент T_e врівноважується моментом навантаження на валу T_{load} , моментом в'язкого тертя $B_m \omega_r$, моментом сухого тертя T_f та моментом інерції $J d\omega_r / dt$ і рівняння руху ротора має наступний вигляд

$$T_e = T_{load} + B_m \omega_r + T_f + J \frac{d\omega_r}{dt}, \quad (2.77)$$

де ω_r – кутова швидкість обертання ротора.

В режимі роботи генератором знаки моментів T_e , T_{load} у рівнянні (2.77) змінюються на протилежні, а момент навантаження стає рушійним.

Для того, щоб рівняння синхронної машини (2.74, 2.75) мали постійні коефіцієнти, що не залежать від положення ротора, нерухому систему координат, зв'язану зі статором, замінюють ортогональною системою координат (з осями d і q), яка обертається разом з ротором.

Для симетричної трифазної системи обмоток з'єднаних зіркою сума фазних струмів в будь який моменту часу рівна нулю

$$i_a + i_b + i_c = 0.$$

В цьому випадку миттєві значення струмів можна визначити через проєкції деякого вектора \underline{i} на осі фаз a , b , c (рис. 2.60). Такий вектор називають *узагальненим*.

Якщо спроекувати узагальнений вектор на осі фаз отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} i_a &= I \cos \alpha; \\ i_b &= I \cos(\alpha - 2\pi/3); \\ i_c &= I \cos(\alpha + 2\pi/3), \end{aligned} \right\} (2.78)$$

де I – модуль узагальненого вектора; α – кут, який утворює

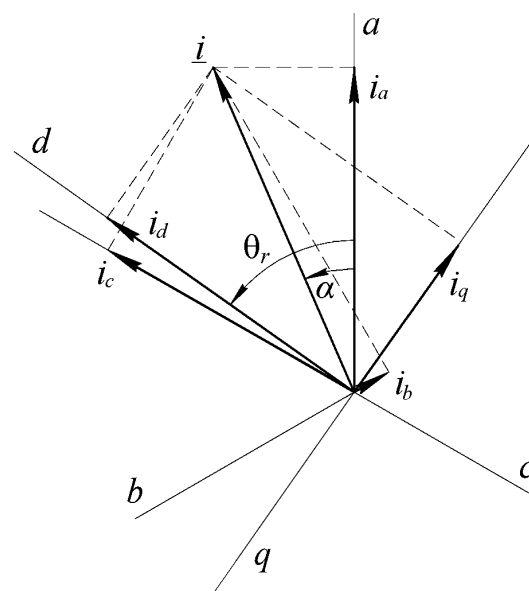


Рис. 2.60. Узагальнений вектор струму у фазних проєкціях та в проєкціях на d і q осі

узагальнений вектор відносно осі фази a .

Значення струмів у рухомій системі координат запишуться через проєкції узагальненого вектора \underline{i} на осі d, q :

$$\left. \begin{aligned} i_d &= I \cos(\theta_r - \alpha); \\ i_q &= I \cos(\theta_r - \alpha + \pi/2), \end{aligned} \right\} \quad (2.79)$$

де θ_r – кут між віссю d ротора та віссю фази a .

Використовуючи відомі співвідношення, можна записати значення струмів i_d, i_q , виражені через фазні струми статора:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= (2/3)(i_a \cos \theta_r + i_b \cos(\theta_r - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta_r + 2\pi/3)); \\ i_q &= -(2/3)(i_a \sin \theta_r + i_b \sin(\theta_r - 2\pi/3) + i_c \sin(\theta_r + 2\pi/3)). \end{aligned} \right\} \quad (2.80)$$

Зворотний перехід здійснюється за допомогою виразів:

$$\left. \begin{aligned} i_a &= i_d \cos \theta_r - i_q \sin \theta_r; \\ i_b &= i_d \cos(\theta_r - 2\pi/3) - i_q \sin(\theta_r - 2\pi/3); \\ i_c &= i_d \cos(\theta_r + 2\pi/3) - i_q \sin(\theta_r + 2\pi/3). \end{aligned} \right\} \quad (2.81)$$

В загальному випадку, якщо $i_a + i_b + i_c \neq 0$ фазні струми містять також *струм нульової складової*

$$i_0 = (1/3)(i_a + i_b + i_c). \quad (2.82)$$

Рівняння (2.81) для цього випадку матимуть вигляд:

$$\left. \begin{aligned} i_a &= i_0 + i_d \cos \theta_r - i_q \sin \theta_r; \\ i_b &= i_0 + i_d \cos(\theta_r - 2\pi/3) - i_q \sin(\theta_r - 2\pi/3); \\ i_c &= i_0 + i_d \cos(\theta_r + 2\pi/3) - i_q \sin(\theta_r + 2\pi/3). \end{aligned} \right\} \quad (2.83)$$

Перетворення рівнянь рівноваги напруг (2.74) явнополусної синхронної машини до осей d і q дозволяє отримати рівняння з постійними коефіцієнтами. Вперше вони були отримані Р. Парком [30] і є основними при дослідженні різних режимів роботи електричних машин змінного струму.

Для запису рівнянь, обмотки ротора зазвичай приводять до статорної через коефіцієнти приведення струмів, напруг та опорів.

Рівняння рівноваги обмоток СМ в системі координат пов'язаній з ротором мають наступний вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= -R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q \omega_r; \\ u_q &= -R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_d \omega_r; \\ u'_{fd} &= R'_{fd} i'_{fd} + \frac{d\Psi'_{fd}}{dt}; \\ u'_{kd} &= R'_{kd} i'_{kd} + \frac{d\Psi'_{kd}}{dt}; \\ u'_{kq} &= R'_{kq} i'_{kq} + \frac{d\Psi'_{kq}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (2.84)$$

де u_d, u_q, Ψ_d, Ψ_q – напруги та потокозчеплення обмоток статора в осях d і q ; i_d, i_q – струми статора по поздовжній (d) та поперечній (q) осях відповідно; ω_r – кутова швидкість обертання ротора; u'_{fd} – приведена напруга обмотки збудження; R'_{fd} – приведений активний опір обмотки збудження; i'_{fd} – приведений струм обмотки збудження; Ψ'_{fd} – приведені потокозчеплення обмотки збудження; u'_{kd} – приведена напруга демпферної обмотки по осі d ; R'_{kd} – приведений активний опір демпферної обмотки по осі d ; i'_{kd} – приведений струм демпферної обмотки по поздовжній осі; Ψ'_{kd} – приведені потокозчеплення демпферної обмотки по поздовжній осі; u'_{kq} – приведена напруга демпферної обмотки по осі q ; R'_{kq} – приведений активний опір демпферної обмотки по осі q ; i'_{kq} – приведений струм демпферної обмотки по поперечній осі; Ψ'_{kq} – приведені потокозчеплення демпферної обмотки по поперечній осі.

Потокозчеплення обмоток СМ, що входять до складу рівнянь (2.84) визначаються виразами:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_d &= -L_l i_d + L_{md} (-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}); \\ \Psi_q &= -L_l i_q + L_{mq} (i_q + i'_{kq}); \\ \Psi'_{fd} &= L'_{lfd} i'_{fd} + L_{mq} (-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}); \\ \Psi'_{kd} &= L'_{lkd} i'_{kd} + L_{md} (-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}); \\ \Psi'_{kq} &= L'_{lkq} i'_{kq} + L_{mq} (-i_q + i'_{kq}), \end{aligned} \right\} \quad (2.85)$$

де L_l – індуктивність розсіювання обмотки статора; L_{md} , L_{mq} – індуктивність намагнічування по поздовжній та поперечній осях; L'_{fd} – приведена індуктивність розсіювання обмотки збудження; L'_{kd} – приведена індуктивність розсіювання демпферної обмотки по осі d ; L'_{kq} – приведена індуктивність розсіювання демпферної обмотки по осі q .

Наведеним рівнянням (2.84, 2.85) відповідає схема заміщення представлена на рис. 2. 61.

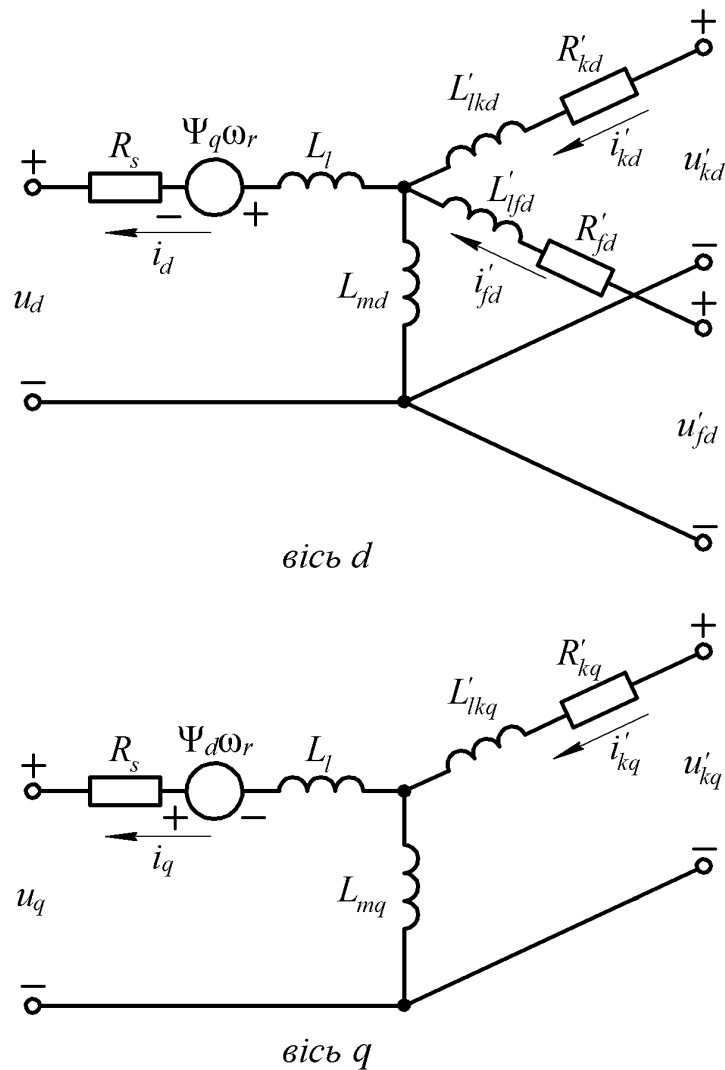


Рис. 2.61. Схема заміщення синхронної машини у системі координат пов'язаній з ротором

2.3.5. Векторна та енергетична діаграми синхронного генератора

Напругу синхронного генератора в режимі навантаження можна розглядати як геометричну суму усіх ЕРС та напруги на активному опорі обмотки статора. Для явнополюсного генератора рівняння рівноваги напруг можна представити у вигляді

$$\underline{E}_o = \underline{U} - \underline{E}_{sd} - \underline{E}_{sq} - E_l + R_s \underline{I}, \quad (2.86)$$

де \underline{E}_o – ЕРС обмотки статора індуквана магнітним потоком обмотки збудження; $\underline{E}_{sd} = -j\underline{I}_d X_{sd}$ – ЕРС зумовлена поздовжньою складовою магнітного потоку реакції якоря; X_{sd} – індуктивний опір поздовжньої реакції якоря; $\underline{E}_{sq} = -j\underline{I}_q X_{sq}$ – ЕРС зумовлена поперечною складовою магнітного потоку реакції якоря; X_{sq} – індуктивний опір поперечної реакції якоря; $\underline{E}_l = -j\underline{I} X_l$ – ЕРС зумовлена потоком розсіювання; X_l – індуктивний опір розсіювання обмотки статора; $R_s \underline{I}$ – падіння напруги на активному опорі обмотки статора. Через відповідні спади напруг рівняння (2.86) запишеться

$$\underline{E}_o = \underline{U} + jX_{sd} \underline{I}_d + jX_{sq} \underline{I}_q + jX_l \underline{I} + R_s \underline{I}. \quad (2.87)$$

Представивши ЕРС розсіювання у вигляді суми відповідних складових по поздовжній та поперечній осях $\underline{E}_l = -jX_l \underline{I} = \underline{E}_{ld} + \underline{E}_{lq} = -jX_l \underline{I}_d - jX_l \underline{I}_q$, рівняння (2.87) можна переписати у вигляді

$$\underline{E}_o = \underline{U} + jX_d \underline{I}_d + jX_q \underline{I}_q + R_s \underline{I}, \quad (2.88)$$

де $X_d = X_{sd} + X_l$ – повний або синхронний індуктивний опір обмотки якоря по поздовжній осі; $X_q = X_{sq} + X_l$ – повний індуктивний опір обмотки якоря по поперечній осі.

Векторна діаграма, що відповідає рівнянню (2.88), показана на рис. 2.62.

На підставі векторної діаграми для проекції вектора \underline{E}_o та його складових на напрям вектора \underline{I} можна записати

$$E_o \cos \psi = U \cos \varphi + R_s I, \quad (2.89)$$

або

$$E_o I \cos \psi = UI \cos \phi + R_s I^2, \quad (2.90)$$

де $E_o I \cos \psi$ – електромагнітна потужність P_e ; $UI \cos \phi$ – активна потужність фази генератора, що віддається в мережу P ; $R_s I^2$ – потужність електричних втрат в обмотці статора P_{els} . З рівняння (2.90) слідує, що механічні втрати P_{mec} , втрати на гістерезис та вихрові струми (магнітні втрати P_{mag}), втрати на збудження (у випадку самозбудження) P_f компенсуються за рахунок приводного двигуна. Відповідна енергетична діаграма синхронного генератора представлена на рис. 2.63.

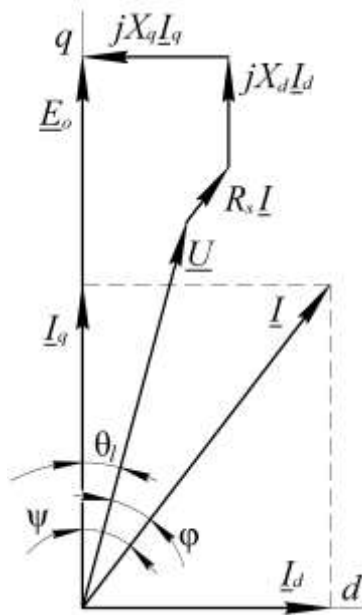


Рис. 2.62. Векторна діаграма явнополюсного синхронного генератора при активно-індуктивному навантаженні

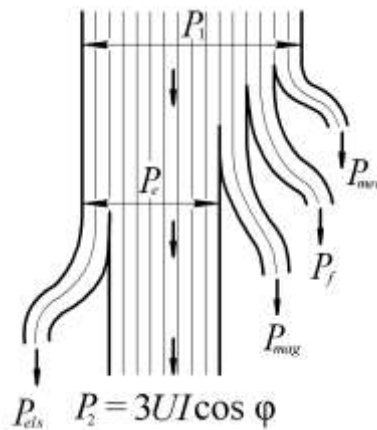


Рис. 2.63. Енергетична діаграма синхронного генератора

2.3.6. Електромагнітний момент синхронної машини

Електромагнітний момент синхронного генератора, враховуючи (2.90), дорівнює

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_r} = \frac{m}{\omega_r} E_o I \cos \psi, \quad (2.91)$$

де m – число фаз обмотки статора.

В синхронних машинах великої та середньої потужності електричні втрати в обмотці статора P_{els} , порівняно з

електромагнітною потужністю, незначні. Якщо знехтувати активними втратами в машині, то активна потужність дорівнює електромагнітній і рівняння (2.91) запишеться у вигляді

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_r} = \frac{m}{\omega_r} UI \cos \varphi. \quad (2.92)$$

Вираз (2.92) справедливий, як для генераторного режиму роботи машини, так і для режиму двигуна. В першому випадку електромагнітний момент є гальмівним, а в другому – рухаючим.

Рівняння рівноваги напруг (2.88) при цьому запишеться у вигляді

$$\underline{E}_o = \underline{U} + jX_d \underline{I}_d + jX_q \underline{I}_q, \quad (2.93)$$

а векторна діаграма, що відповідає наведеному рівнянню зображена на рис. 2.64.

З наведеної векторної діаграми можна отримати

$$P_e = mUI \cos(\psi - \theta_l) = mUI(\sin \psi \sin \theta_l + \cos \psi \cos \theta_l). \quad (2.94)$$

Враховуючи, що $I \sin \psi = I_d$, а $I \cos \psi = I_q$, рівняння (2.94) можна переписати у вигляді

$$P_e = mU(I_d \sin \theta_l + I_q \cos \theta_l). \quad (2.95)$$

З векторної діаграми також випливає:

$$E_o = U \cos \theta_l + I_d X_d;$$

$$U \sin \theta_l + I_q X_q,$$

звідки

$$I_d = \frac{E_o - U \cos \theta_l}{X_d}; \quad I_q = \frac{U \sin \theta_l}{X_q}. \quad (2.96)$$

Підставивши (2.96) в (2.95), отримаємо вираз для електромагнітної потужності у вигляді

$$P_e = \frac{mUE_o \sin \theta_l}{X_d} + \frac{mU \sin 2\theta_l}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right). \quad (2.97)$$

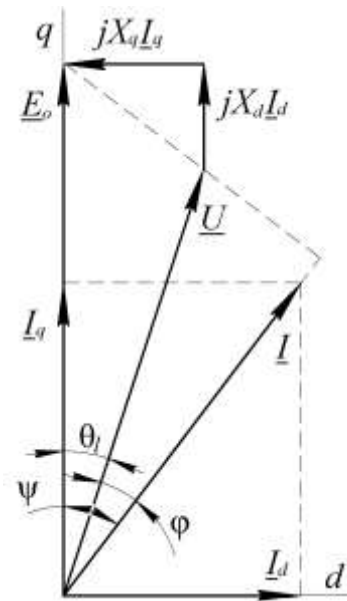


Рис. 2.64. Спрощена векторна діаграма явнополюсного синхронного генератора

Тоді, електромагнітний момент явнополюсної синхронної машини визначиться за виразом

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_r} = \frac{mUE_o \sin \theta_l}{\omega_r X_d} + \frac{mU \sin 2\theta_l}{2\omega_r} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right). \quad (2.98)$$

Перша складова виразу (2.98) являє собою синхронний електромагнітний момент, друга – реактивний момент, що виникає внаслідок різної магнітної провідності ротора по поздовжній та поперечній осях.

Для неявнополюсної синхронної машини $X_d = X_q$, тому електромагнітний момент, з виразу (2.98), дорівнює

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_r} = \frac{mUE_o \sin \theta_l}{\omega_r X_d}. \quad (2.99)$$

Залежність електромагнітного моменту T_e або потужності P_e від кута навантаження θ_l при $U = \text{const}$, $E_o = \text{const}$ називається *кутовою характеристикою* синхронної машини і має вигляд показаний на рис. 2.65.

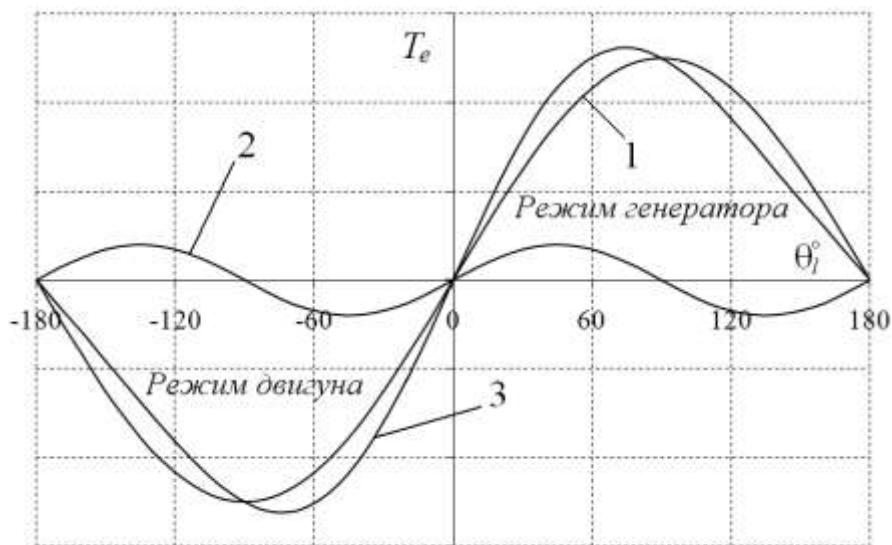


Рис. 2.65. Кутлова характеристика синхронної машини

Якщо машина має неявнополюсну конструкцію, кутлова характеристика має вигляд кривої 1. У випадку явнополюсного ротора з'являється складова, зумовлена реактивним моментом (крива 2). Сумарному електромагнітному моменту явнополюсної машини відповідає крива 3.

2.3.7. Характеристики синхронних машин

До основних характеристик СГ відносяться характеристика холостого ходу, регулювальна, кутова та зовнішня характеристики.

Характеристика холостого ходу являє собою залежність ЕРС холостого ходу генератора E_o від струму збудження I_{fd} : $E_o(I_{fd})$ (рис. 2.66, а) при номінальних обертах ротора n_{nom} . Нелінійність характеристики зумовлена насиченням сталі осердя. Номінальний режим збудження обирають в зоні найбільшої кривизни характеристики (точка А).

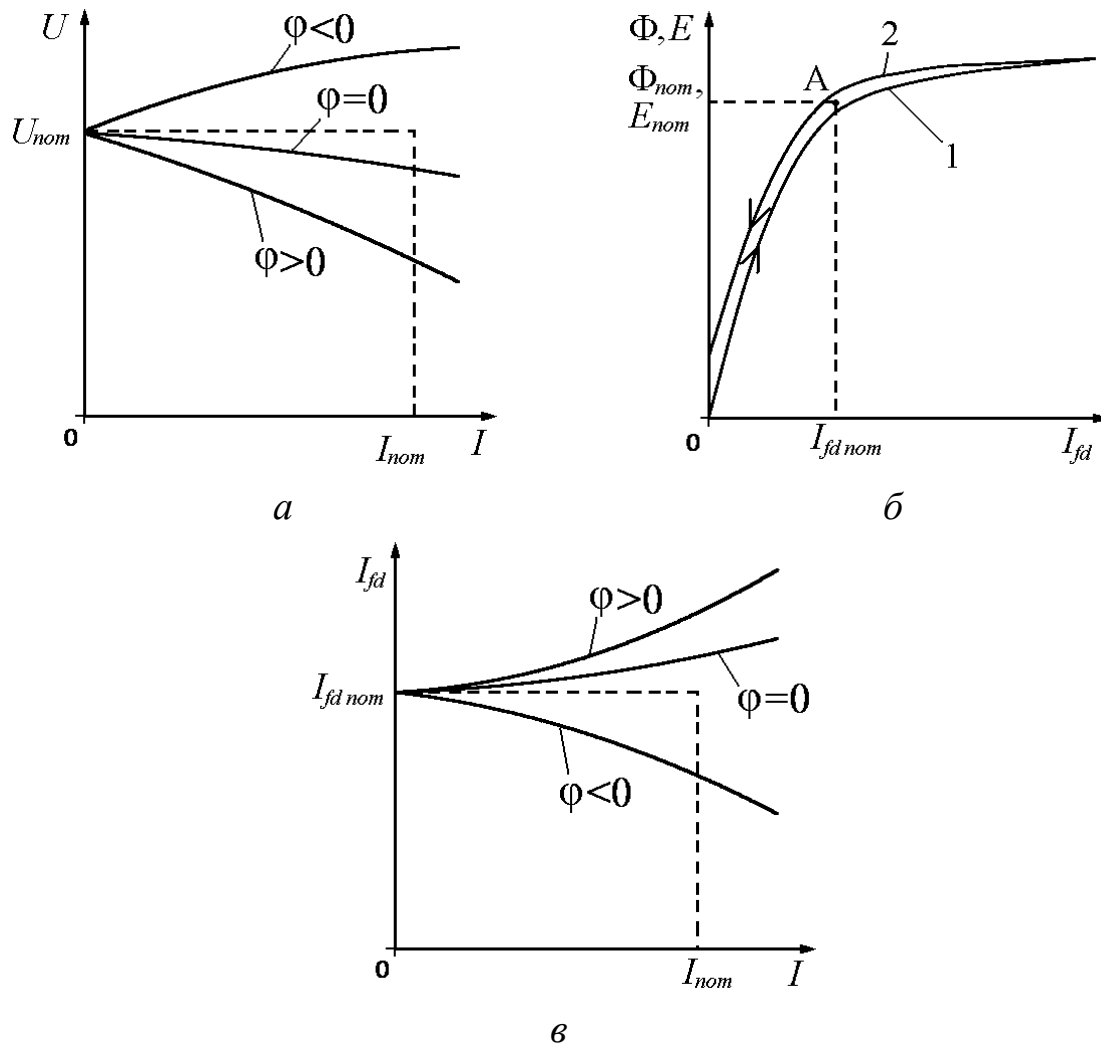


Рис. 2.66. Характеристики синхронного генератора

Висхідна крива 1 відповідає генератору, магнітна система якого була повністю розмагнічена, й струм збудження змінюється від нуля до максимально допустимого значення. При зменшенні струму збудження I_{fd} від максимального значення до нуля (крива 2),

магнітний потік, а отже і ЕРС, мають більші значення на величину залишкової ЕРС з відповідним їй потоком намагнічування. Площа, обмежена кривими 1, 2 визначається значенням гістерезису магнітного кола.

Зовнішня характеристика СГ – це залежність напруги на затискачах генератора U від струму навантаження I : $U(I)$ при $I_{fd} = \text{const}$; $n = \text{const}$; $\cos \varphi = \text{const}$ (рис. 2.66, б). В залежності від типу навантаження зовнішня характеристика має спад або підйом.

При індуктивному характері навантаження реакція якоря та падіння напруги на внутрішніх опорах спричиняють зменшення напруги генератора, тому характеристика має спадний характер. При ємнісному навантаженні реакція якоря підсилює поле збудження і напруга генератора зростає із збільшенням навантаження.

Регульовальна характеристика являє собою залежність струму збудження I_{fd} від струму навантаження I при $n = \text{const}$, $\cos \varphi = \text{const}$, $U = \text{const}$. Ця характеристика показує, як необхідно змінювати струм збудження для того, щоб при зміні навантаження значення напруги генератора залишалось незмінним.

Із зростанням індуктивного навантаження, необхідно збільшувати струм збудження, ємнісного, навпаки – зменшувати. Регульовальні характеристики для різних значень $\cos \varphi$ представлені на рис. 2.66, в.

До основних характеристик синхронних двигунів відносять кутову та робочі характеристики. *Робочими характеристиками* називають залежності споживаної потужності P_1 , струму якоря I , ККД η , обертового моменту T та коефіцієнту потужності $\cos \varphi$ від корисної потужності на валу P_2 . Характеристики знімаються за умов $f = \text{const}$, $U = \text{const}$, $I_{fd} = \text{const}$.

На рис. 2.67 представлено робочі характеристики для випадку, коли при холостому ході $\cos \varphi = 1$. Зі збільшенням навантаження коефіцієнт потужності дещо знижується. Регулюванням струму збудження можна досягти такого режиму роботи, коли $\cos \varphi = 1$ при необхідному навантаженні.

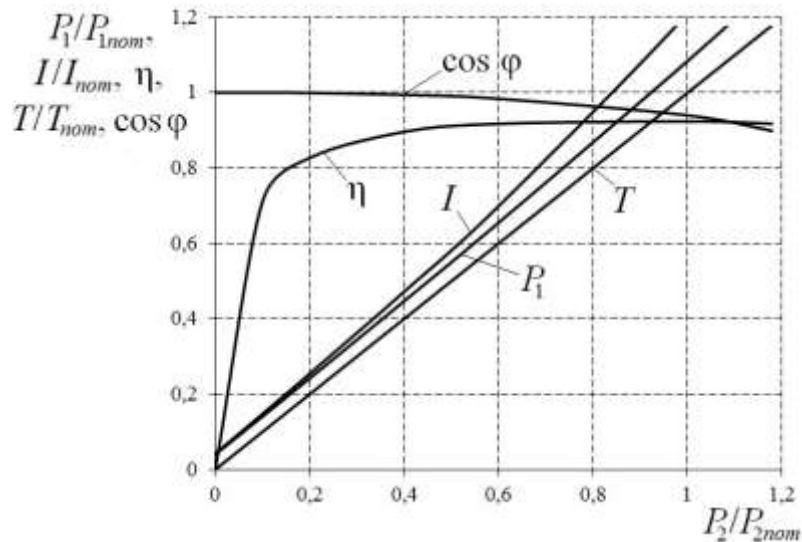


Рис. 2.67. Робочі характеристики синхронного двигуна

Струм холостого ходу, за умови $\cos \varphi = 1$, дуже незначний і відповідає втратам холостого ходу. Зі збільшенням навантаження струм зростає практично лінійно. Корисний момент на валу T , внаслідок того, що $\omega_r = \text{const}$, має вигляд прямої лінії. Максимальний ККД двигуна, зазвичай, має місце при навантаженні $0,5 \div 0,75 P_{\text{ном}}$.

2.3.8. Розрахунок синхронної машини

Блок [Synchronous Machine SI Fundamental] з бібліотеки Machines пакету розширення SimPowerSystems/Simscapе моделює синхронну машину, яка може працювати в режимі генератора або двигуна. Вибір режиму роботи визначається знаком механічної потужності (додатна для генератора і від'ємна для двигуна), що подається на механічний вхід P_m . Порти моделі А, В і С є виводами статорної обмотки. На вихідному порту m формується комплексний вимірювальний сигнал, що містить наступні елементи: струми статора i_a, i_b, i_c (А); струми статора по поздовжній i_d та поперечній i_q осях (А); струм збудження i_{fd} (А); струми демпферної обмотки по поздовжній i_{kd} та поперечній i_{kq} осях (А); поздовжня Φ_{md} та поперечна Φ_{mq} складові потоку намагнічування (Вб); напруги статора в осях d і q – u_d, u_q (В); відхилення кута ротора $\Delta\theta_r$ (рад); кутова швидкість обертання ротора ω_r (рад/с); електромагнітна

потужність P_e (ВА); відхилення кутової швидкості обертання ротора $\Delta\omega_r$ (рад/с); механічний кут ротора θ_r (град); електромагнітний момент T_e (Н·м); кут навантаження θ_l (град); вихідна активна потужність P_{eo} (Вт); вихідна реактивна потужність Q_{eo} (ВАр). Вхідний порт Vf призначений для подачі значення напруги обмотки збудження.

В даній моделі параметри машини вводяться в абсолютних значеннях.

Електрична частина моделі ґрунтується на рівняннях (2.84), записаних в системі координат пов'язаній з ротором (dq), відповідно до схеми заміщення показаній на рис. 2.61. Всі параметри ротора приведені до обмотки статора.

У вікні параметрів блоку задається наступне.

Вкладка Configuration вікна параметрів містить три доступних для редагування поля. Поле Preset model дозволяє обрати для моделювання СМ з бібліотеки Simulink, де наявні машини різної потужності, напруги і швидкості обертів. Поле Mechanical input призначене для вибору типу механічного входу – механічна потужність Mechanical power Pm, швидкість Speed w або Mechanical rotational port (призначений для приєднання до валу машини блоків бібліотеки Simscape). В полі Rotor type задається тип ротора – явнополюсний (Salient-pole) або неявнополюсний (Round).

На вкладці Parameters вікна параметрів задаються:

- номінальні потужність (ВА), діюче значення лінійної напруги (В), частота (Гц), струм збудження машини;
- параметри статора – активний опір R_s (Ом), індуктивність розсіювання L_l , індуктивність по поздовжній L_{md} та поперечній L_{mq} осях (Гн);
- приведені параметри обмотки збудження ротора – активний опір R'_{fd} (Ом), індуктивність розсіювання L'_{fd} (Гн);
- приведені параметри демпферних обмоток – активний опір по поздовжній R'_{kd} та поперечній осях R'_{kq} (Ом), індуктивності розсіювання L'_{lkd} , L'_{lkq} (Гн);

- момент інерції J (кг·м²), коефіцієнт в'язкого тертя B_m (Н·м·с), кількість пар полюсів p ;
- початкові умови: початкове відхилення швидкості $\Delta\omega_r$ (в % від номінальної), кут навантаження θ_l (град), початкові значення лінійних струмів i_a, i_b, i_c (А), кути зсуву фаз $\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$ (град), початкова напруга збудження u_{fd} (В).

Врахування насичення машини можливе, якщо поставити позначку “Simulate saturation”. В цьому випадку з'являється додаткове поле в якому можна задати нелінійну залежність характеристики холостого ходу у вигляді двовимірної таблиці. В перший рядок таблиці вводять значення струму збудження (А), а в другий відповідні значення напруги на виході (В).

Вкладка Advanced дозволяє обчислити напругу збудження, яку потрібно подати на вхід Vf машини. Для цього потрібно встановити позначку “Display Vfd wich produces nominal Vt”, й на екрані монітора з'явиться значення потрібної напруги, яке розраховується на підставі номінального струму збудження введеного в перше поле вкладки Parameters (останній параметр). Якщо струм збудження не задано, або задано нульовим, значення напруги збудження розраховується на основі параметрів статора.

Як приклад, проведемо розрахунок характеристик явнополюсної синхронної машини потужністю 16 кВА з бібліотеки Simulink в режимі генератора та двигуна. Вікно параметрів машини показано на рис. 2.68.

Simulink-модель для розрахунку характеристик синхронного генератора (рис. 2.69) містить:

модель синхронної машини [Synchronous Machine SI Fundamental];

блок [Constant] для встановлення значення напруги живлення обмотки збудження u_{fd} ;

осцилограф [Scope] для контролю тривалості перехідних процесів;

блоки [Voltage Measurement], [Current Measurement] для вимірювання фазних напруги та струму статора;

блоки [Active & Reactive Power], [Fcn] для вимірювання фазних активної P та реактивної Q потужностей й розрахунку

$$\text{коефіцієнту потужності згідно з виразом } \cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}};$$

блок [RMS] для обчислення діючих значень фазних напруги та струму;

блок [Three-Phase Parallel RLC Load] для навантаження генератора;

блок [Display] для контролю струму збудження, коефіцієнту потужності, фазних напруги та струму.

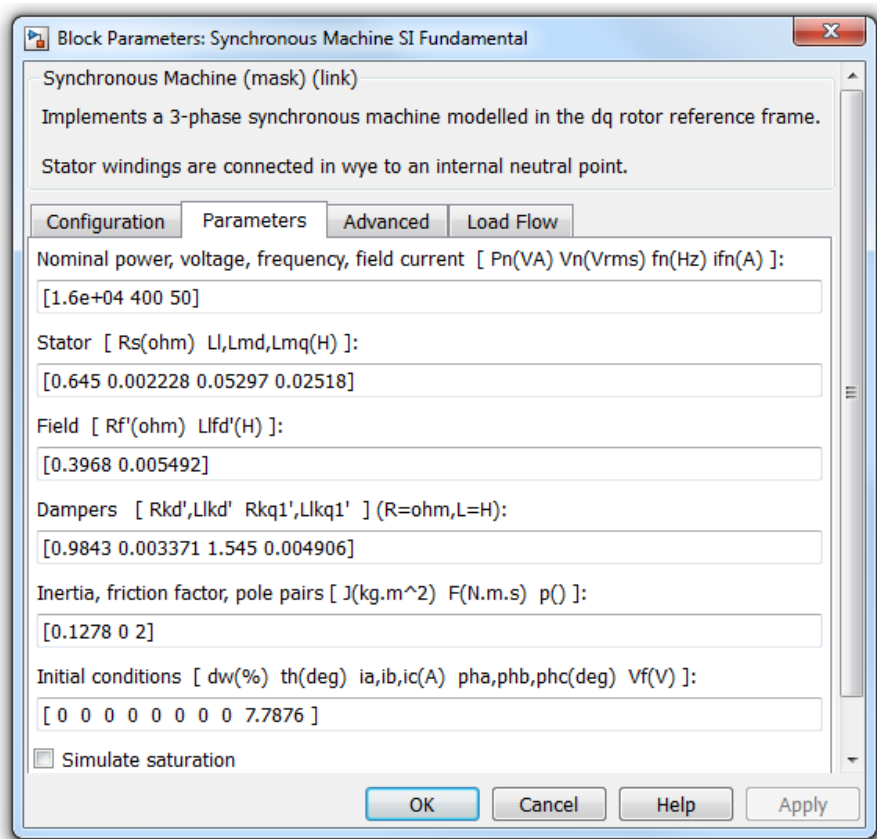


Рис. 2.68. Параметри синхронної машини

Для забезпечення стійкої роботи машини на механічний вхід P_m подається значення електромагнітної потужності P_e , а значення коефіцієнту в'язкого тертя необхідно встановити рівним нулю. Редагування параметрів машини можливе тільки після того, як параметр Preset model на вкладці Configuration буде заданий "No". Розраховане значення напруги збудження, що задається блоком

[Constant] становить 7,7876 В. Це ж саме значення потрібно задати в початкових умовах (параметр “Vf”). Інші параметри машини залишаються незмінними.

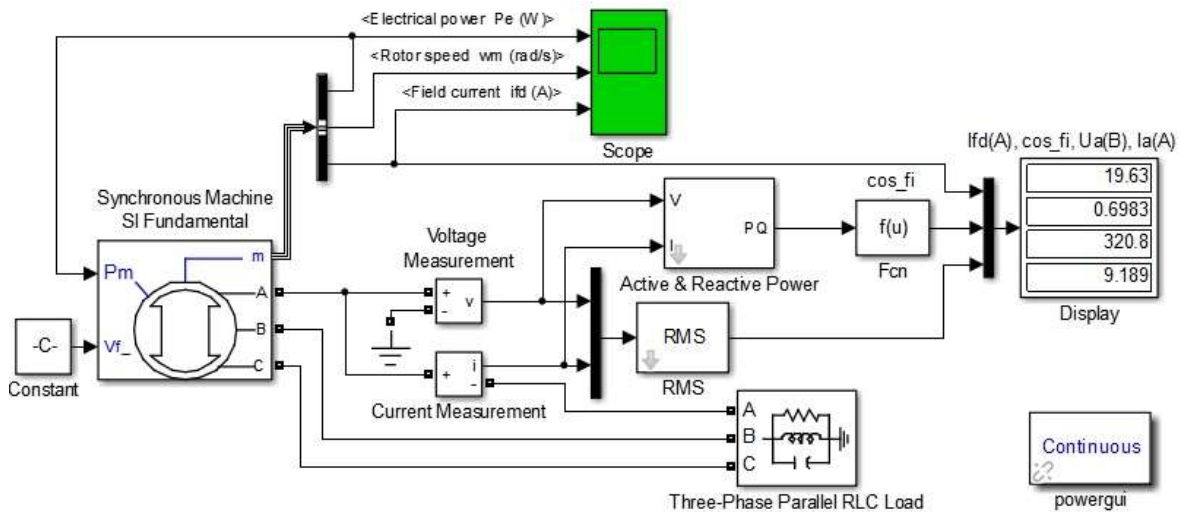


Рис. 2.69. Simulink-модель для дослідження синхронного генератора

Для проведення дослідження холостого ходу, значення навантаження встановлюється 0,01% від номінальної потужності машини. Змінюючи струм збудження, знімають значення напруги холостого ходу. За даними розрахунків побудована характеристика холостого ходу генератора $U_o(I_{fd})$ (рис.2.70, а). Лінійність отриманої характеристики пояснюється тим, що при моделюванні насичення магнітопроводу не враховувалось.

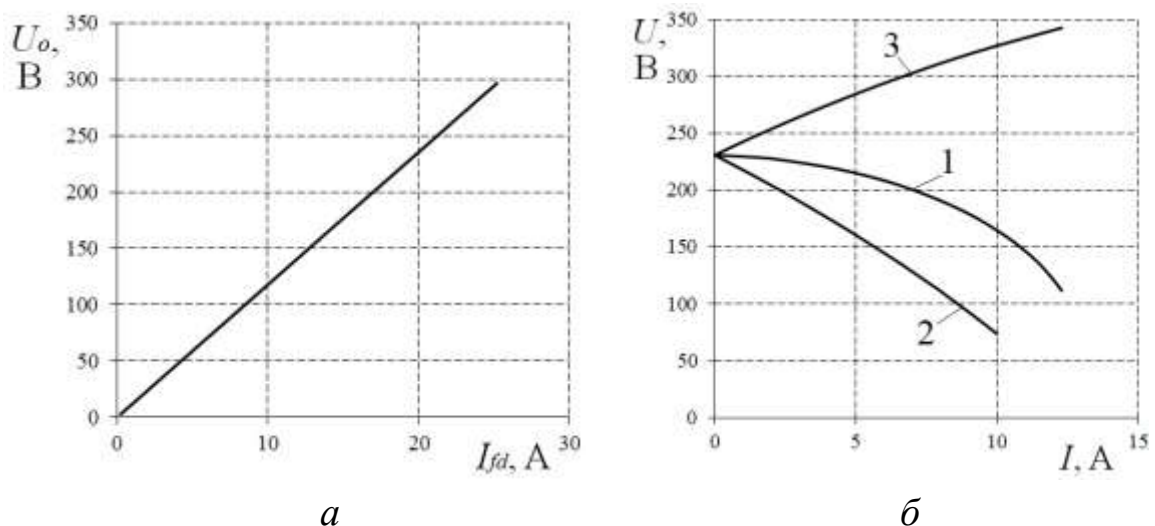


Рис. 2.70. Характеристики синхронного генератора

Зовнішні характеристики генератора $U(I)$ знімаються при сталих значеннях струму збудження, обертів ротора та коефіцієнту потужності. Змінюючи потужність навантаження таким чином, щоб $\cos \varphi = \text{const}$, отримують значення вихідної напруги генератора U (рис. 2.70, б). Крива 1 відповідає суто активному навантаженню, крива 2 – активно-індуктивному, крива 3 – активно-ємнісному.

Модель для розрахунку робочих характеристик СД показана на рис. 2.71. Для дослідження СМ в режимі двигуна значення механічної потужності навантаження, що подається на порт P_m має бути від'ємним.

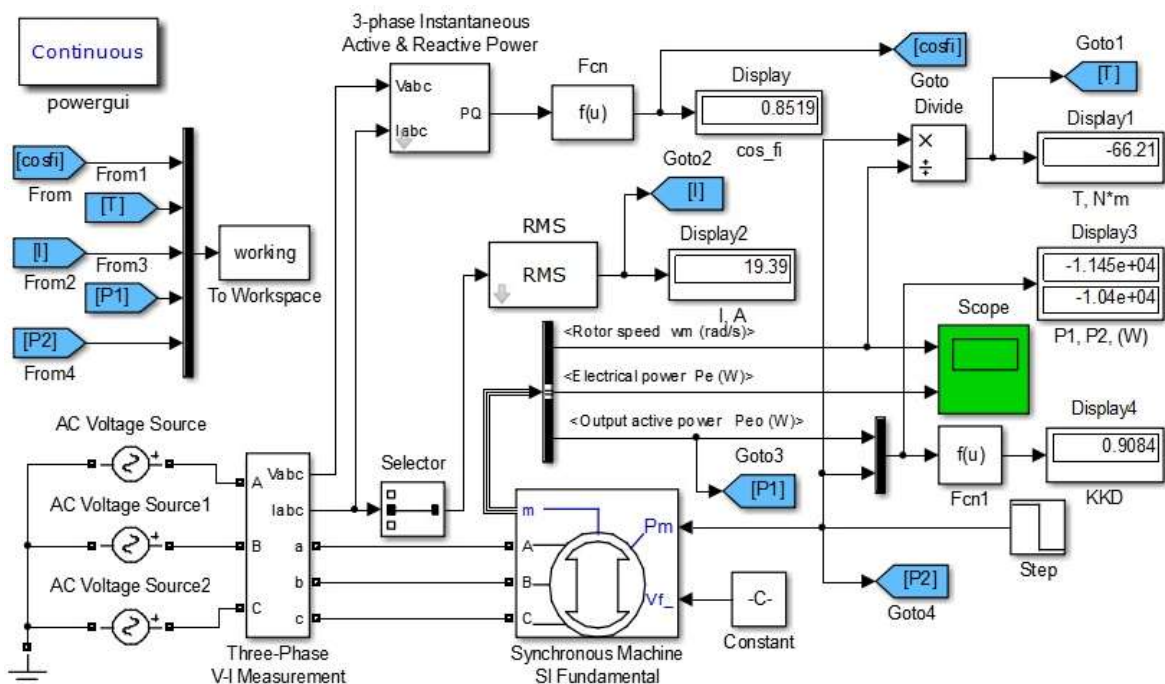


Рис. 2.71. Simulink-модель для дослідження синхронного двигуна

Параметри машини ідентичні, як і в попередній моделі, крім коефіцієнту в'язкого тертя, значення якого встановлюється згідно з каталожними даними.

Синхронний двигун (блок [Synchronous Machine SI Fundamental]) має живлення від трьох джерел синусоїдної напруги [AC Voltage Source–AC Voltage Sources2] з'єднаних зіркою. Вимірювання напруг та струмів статора здійснюється за допомогою блоку [Three-Phase V-I Measurements]. Обчислення коефіцієнту потужності проводиться аналогічно, як і в попередній моделі.

Значення обертового моменту обчислюється на підставі виразу

$$T = \frac{P_m}{\omega_r} \text{ (блок [Divide])}.$$

Оскільки пусковий момент СД досить невеликий, пуск машини відбувається при холостому ході. Після закінчення перехідних процесів, в момент часу $t = 1$ с, блоком [Step] вмикається навантаження (для двигуна воно має бути від'ємне). Змінюючи значення механічної потужності навантаження, вимірюють споживану потужність P_1 , струм статора I , ККД η , обертовий момент T та коефіцієнт потужності $\cos \varphi$. Вимірні значення передаються в робочу область Matlab і в подальшому використовуються для побудови характеристик.

Робочі характеристики, розраховані за допомогою представленої моделі показані на рис. 2.72 і відповідають випадку, коли при номінальному навантаженні значення коефіцієнту потужності дорівнює одиниці (досягається підбором струму збудження I_{fd}).

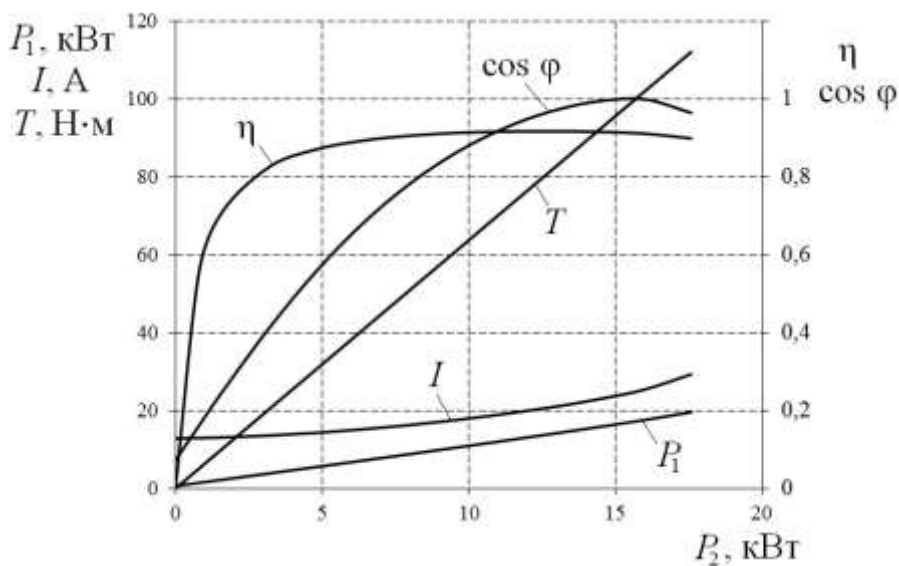


Рис. 2.72. Робочі характеристики явнополюсного синхронного двигуна – $S_{nom} = 16$ кВА, $U = 400$ В, $p = 2$

Наступна модель (рис. 2.73) ілюструє процедуру пуску синхронного двигуна потужністю 60 кВА, номінальною напругою $U = 400$ В з кількістю пар полюсів $p = 2$. Двигун пускається як

асинхронна машина завдяки струмам індукованим в демпферній обмотці та обмотці збудження. Остання на час пуску відключається від джерела постійного струму. Для того, щоб забезпечити протікання струму а також обмежити індуквану напругу в обмотці збудження, до неї підключений віртуальний резистор. Оскільки в даній моделі синхронної машини виводи обмотки збудження недоступні, то під час пуску на вхід V_f подається значення напруги, отримане як добуток струму збудження i_{fd} та пускового опору R_{fir} .

Коли швидкість обертання ротора досягає заданого значення, обмотка збудження підключається до джерела постійного струму і двигун втягується в синхронізм.

Двигун пускається ненавантаженим за допомогою трифазного вимикача (блок [Three-Phase Breaker]) в момент часу $t = 0,1$ с. Спочатку обмотка збудження замикається на пусковий опір $R_{fir} = 0,5$ Ом, значення якого вводиться в блок [Gain] (для забезпечення необхідного напрямку напруги збудження значення опору задається від'ємним). В початкових умовах на вкладці Parameters синхронної машини потрібно задати початкове відхилення швидкості $\Delta\omega_r$ (параметр "dw") -99,99% (від'ємне значення). Коли швидкість ротора досягає $0,99\omega_{nom}$ (155,43 рад/с), резистор відключається і на вхід V_f подається номінальна напруга збудження від блоку [Constant2]. В той же самий час, механічна потужність навантаження зростає від 0 до 50% від номінальної.

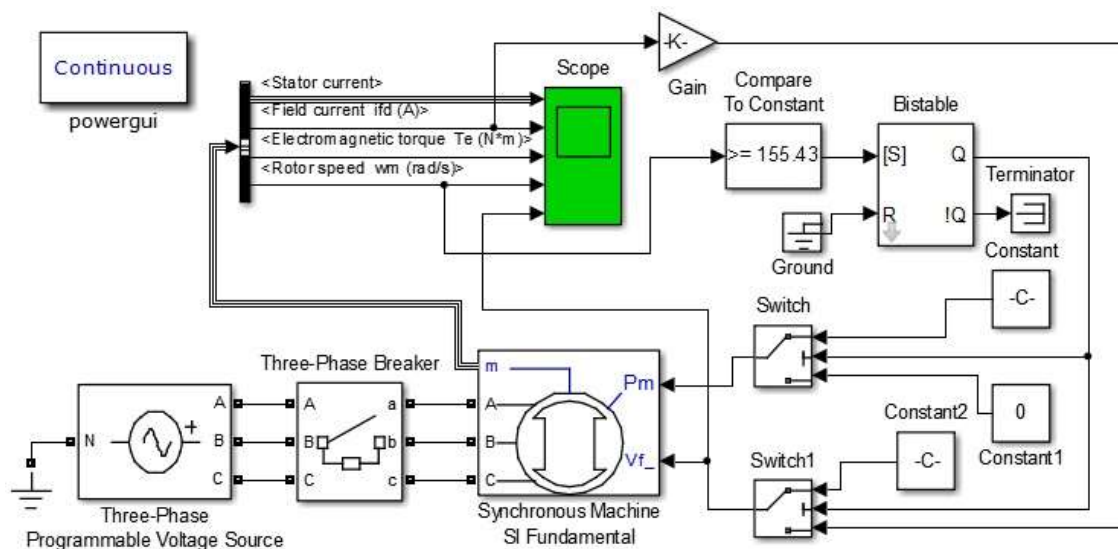


Рис. 2.73. Пуск синхронного двигуна

На рис. 2.74 показано осцилограми перехідних процесів під час пуску двигуна.

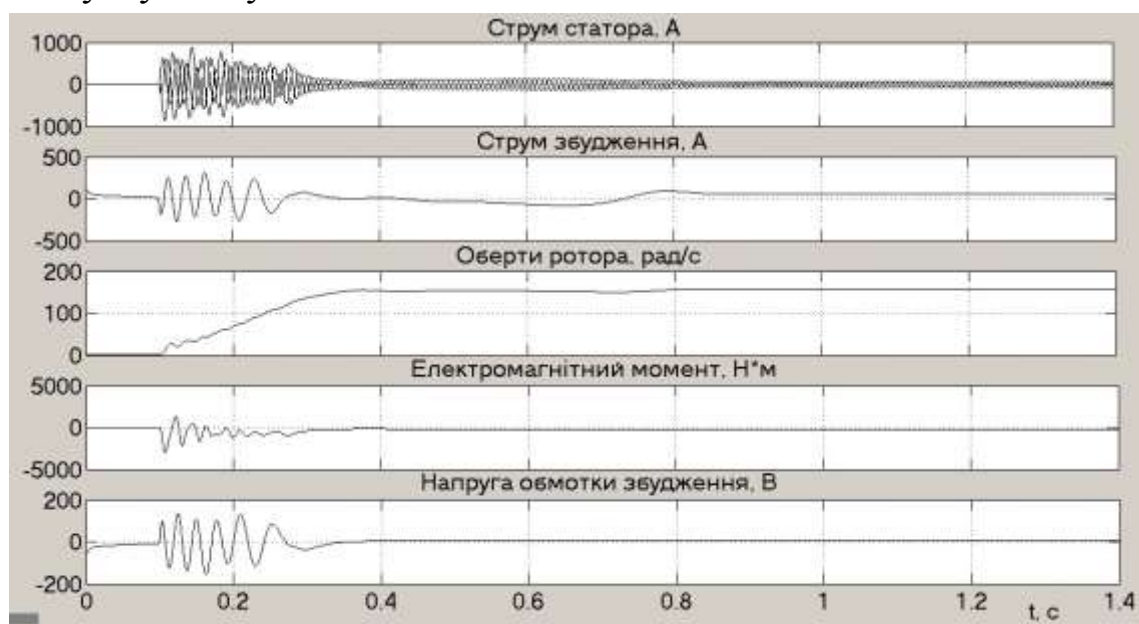


Рис. 2.74. Осцилограми пускових процесів синхронного двигуна

Як видно з рисунку, ротор досягає синхронної швидкості протягом 0,25 с ($t = 0,35$ с). Потім спостерігається коливання кутової швидкості та перехідний процес пов'язаний з вмиканням навантаження. Двигун входить у синхронізм в момент часу $t \approx 1$ с, тобто тривалість пускового процесу становить близько 0,9 с.

2.4. АСИНХРОННІ МАШИНИ

2.4.1. Загальні відомості

Асинхронною називається електрична машина у якій збуджується обертове магнітне поле, але ротор обертається асинхронно, тобто з кутовою швидкістю відмінною від кутової швидкості поля.

Явище обертового магнітного поля, в сучасному його розумінні, було відкрито. Г. Феррарісом та Н. Теслою незалежно один від одного у 1888 р. [21]. Вони довели, що дві котушки, розташовані під прямим кутом одна до одної, при живленні двома

синусоїдними струмами, зсунутими на 90° , утворюють обертове магнітне поле.

Двофазний двигун Г. Ферраріса мав розімкнену магнітну систему, мідний циліндричний ротор і вирізнявся досить невеликою потужністю (3 Вт) та незначним ККД. Н. Тесла в своїх конструкціях двофазних двигунів застосував зосереджені обмотки на статорі та роторі, що зумовило значну залежність пускового моменту двигуна від початкового положення ротора.

Свого сучасного вигляду конструкція асинхронної машини (АМ) набула завдяки роботам М.О. Доліво-Добровольського. Винайдений ним трифазний асинхронний двигун (АД) мав обмотку ротора у вигляді білячої клітки (1889 р.). Пізніше (1890 р.) були розроблені конструкції барабанного статора з розподіленою обмоткою і фазного ротора з контактними кільцями.

Асинхронні машини застосовуються переважно як двигуни. На сьогоднішній день з множини різних типів електричних машин трифазні АД з короткозамкненим ротором є найбільш поширеними. Вони виготовляються на різні потужності (від декількох ват до тисяч кіловат) і мають широке застосування в різних галузях промисловості. Одно- та двофазні двигуни, як правило, виготовляються невеликої потужності (< 500 Вт) і застосовуються в побутових приладах, електроінструменті, пристроях автоматичного керування, тощо.

Асинхронні генератори використовуються головним чином у якості автономних джерел енергопостачання та для зварювання [31]. Порівняно з синхронними, асинхронні генератори з короткозамкненим ротором не мають щіткового контакту, проте потребують для утворення обертового магнітного поля джерело реактивної потужності.

До переваг АМ відноситься відносна простота конструкції та невисока вартість, а також підвищена надійність.

До недоліків АД можна віднести складність регулювання їх експлуатаційних характеристик, значні пускові струми двигунів з

короткозамкненим ротором, відносно невеликий коефіцієнт потужності, особливо при навантаженнях менших за номінальне.

2.4.2. Будова асинхронної машини

Основними частинами асинхронної машини є статор – нерухома частина і ротор – частина, що обертається.

Конструкція *статора* трифазної АМ подібна до конструкції статора синхронної машини. Магнітопровід статора являє собою полий циліндр, зібраний з листів електротехнічної сталі, які ізолювані один від одного шаром лаку (рис. 2.75, *а*). Три фазні обмотки, що утворюють обертове магнітне поле, розміщуються в пазах статора. Кожна з фазних обмоток складається з секцій, намотаних ізолюваним мідним дротом, що вкладаються у відповідні пази (розподілена обмотка). Обмотка статора підключається до трифазної мережі змінного струму.

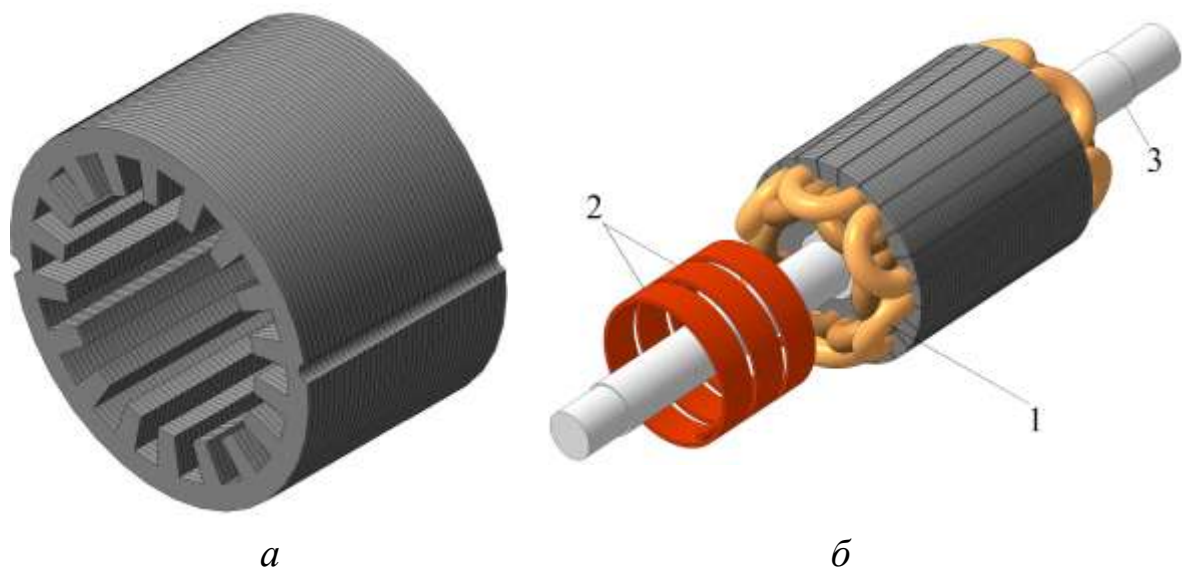


Рис. 2.75. Магнітопровід статора (*а*) і фазний ротор (*б*) асинхронної машини

Розрізняють АМ з фазним ротором або короткозамкненим. Обмотка *фазного ротора* 1 (рис. 2.75, *б*) як правило виконується трифазною, того ж типу, що й обмотка статора. Три фази ротора зазвичай з'єднуються зіркою, а вільні кінці приєднуються до трьох контактних кілець 2, що закріплені на валу 3 та ізолювані від

нього. По контактних кільцях ковзають щітки (на рисунку не показані), забезпечуючи таким чином електричний контакт обмотки із зовнішнім колом. Зазвичай, до обмотки ротора АД підключають трифазний реостат за допомогою якого можна плавно регулювати швидкість обертів. Крім того, застосування реостату дозволяє суттєво покращити пускові характеристики двигуна – зменшити пусковий струм і збільшити пусковий момент.

Короткозамкнений ротор складається із закріпленого на сталевому валу 1 циліндричного осердя 2, зібраного з листів електротехнічної сталі. В поздовжніх пазах ротора розміщуються стрижні обмотки, замкненні з торців кільцями 3 (рис. 2.76, а).

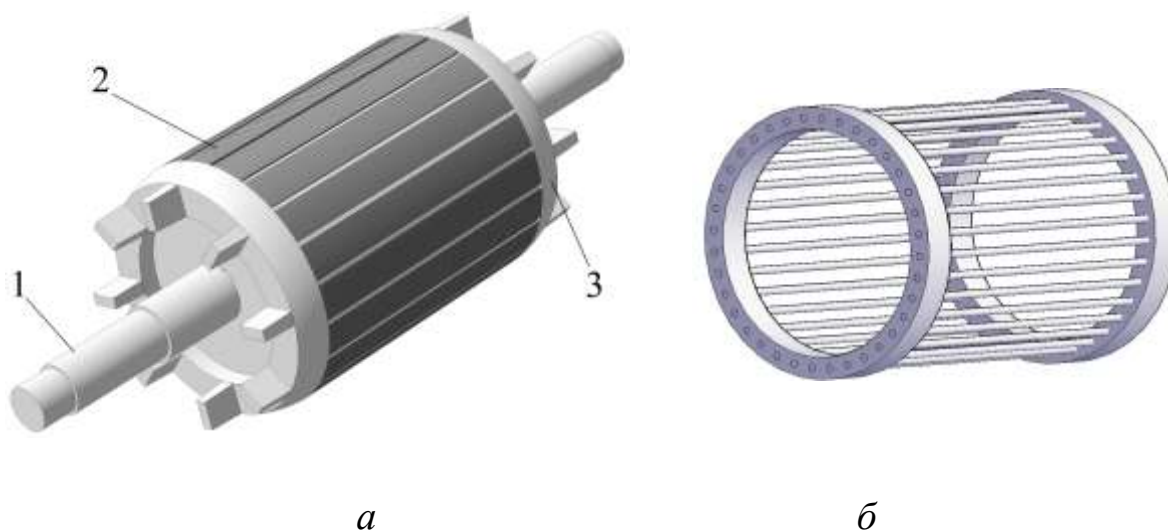


Рис. 2.76. Короткозамкнений ротор (а), обмотка біляча клітка (б) асинхронної машини

Обмотка короткозамкненого ротора може виконуватися у вигляді одинарної білячої клітки (рис. 2.76, б), подвійної білячої клітки або глибокопазовою. Останні дві обмотки застосовують для покращення пускових характеристик АД.

В обох типах машин вал ротора опирається на підшипники, які розміщуються в підшипникових щитах з'єднаних зі статором. При роботі в режимі двигуна до валу приєднується навантаження, а в режимі генератора – первинний двигун.

2.4.3. Принцип дії асинхронної машини

З подачею на обмотки статора трифазної напруги, в них почнуть протікати струми, які утворюють фазні магнітні поля. Завдяки тому, що осі фазних обмоток зсунуті одна відносно одної на 120° (електричних), а фази струмів обмоток відрізняються на одну третю періоду, результуюче магнітне поле статора, залишаючись незмінним за амплітудою, обертається з частотою (об/хв)

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p}, \quad (2.100)$$

де f_1 – частота напруг і струмів в обмотці статора; p – кількість пар полюсів обмотки.

На рис. 2.77 показано розподіл по пазам трифазної обмотки статора асинхронної машини з кількістю пар полюсів $p = 2$.

Тут кожна з трьох фазних обмоток складається з двох груп котушок, тобто A_1 - X_1 , A_2 - X_2 , – відповідно перша та друга котушкова група фази A і т.д. При показаній на рис. 2.78 послідовності чергування фаз (пряма послідовність) струмів обмоток, магнітне поле статора буде обертатися за годинниковою стрілкою.

На рис. 2.79 показано картини магнітного поля в перерізі двигуна в моменти часу t_1, t_2, t_3, t_4 , з яких видно, що за повний період зміни

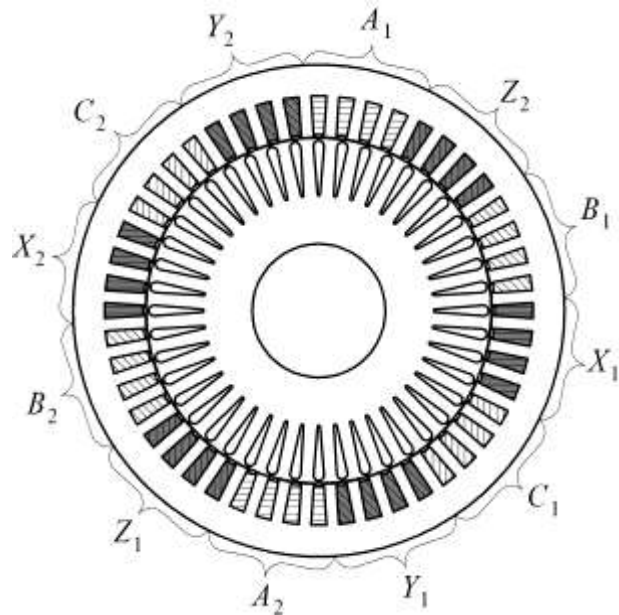


Рис. 2.77. Розташування обмоток трифазної АМ з кількістю полюсів $2p = 4$

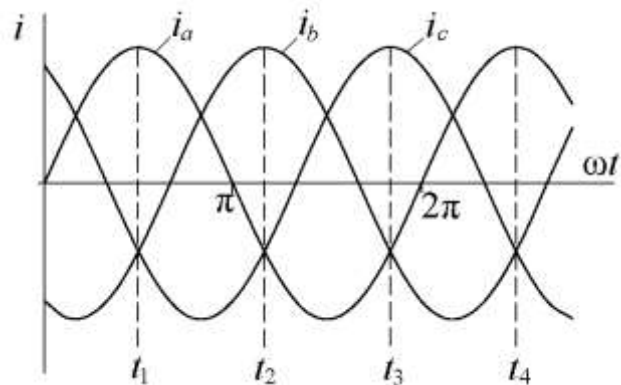


Рис. 2.78. Графіки миттєвих значень струмів у фазних обмотках статора

струму, магнітне поле статора обертається на 180° геометричних градусів. Очевидно, як слідує з (2.100), частота обертання поля буде в цьому випадку в два рази меншою за частоту струму живлення.

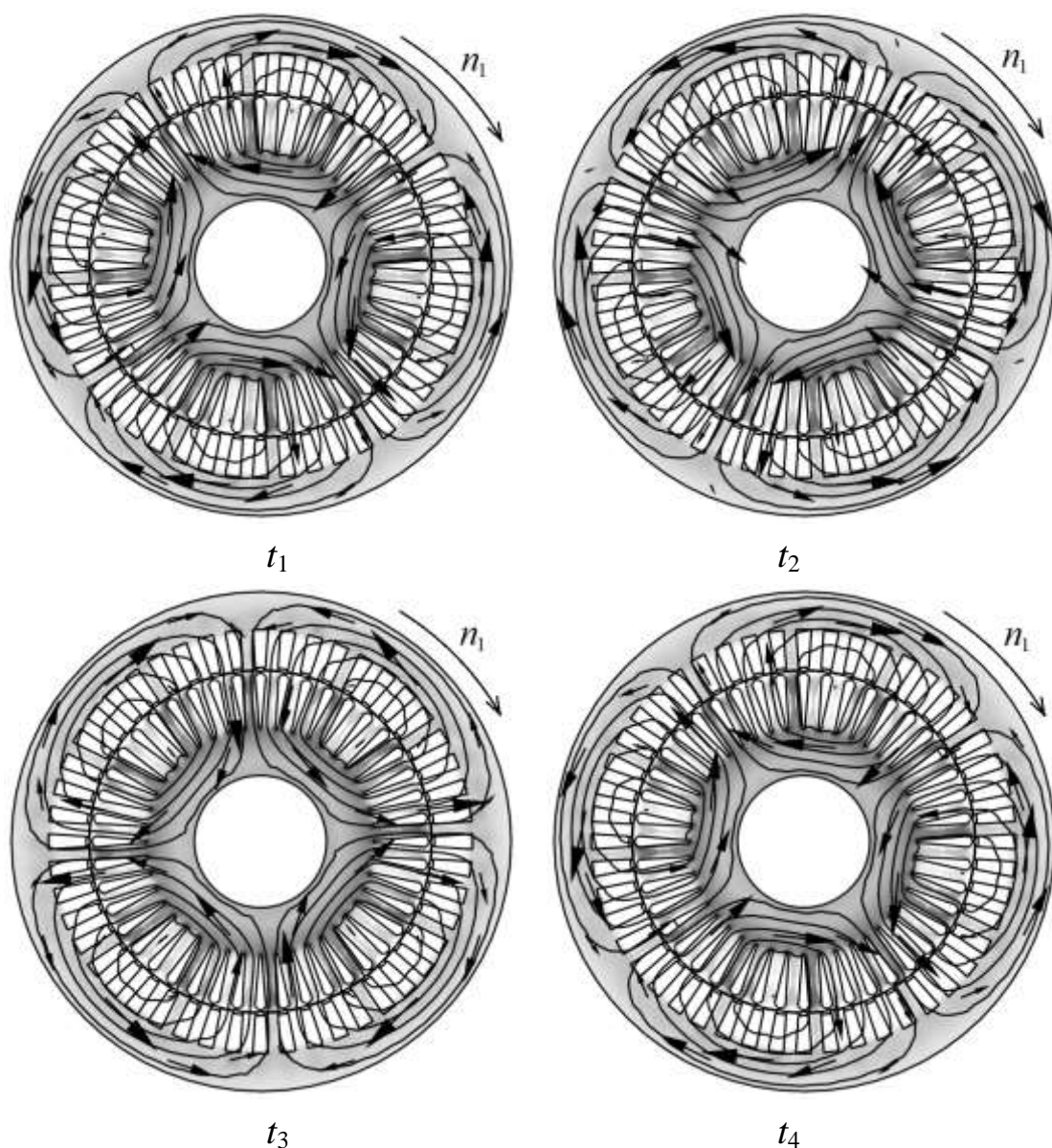


Рис. 2.79. Розподіл магнітного поля в перерізі чотирьохполюсного асинхронного двигуна в різні моменти часу: стрілками – вектор магнітної індукції; колір та ізолінії – векторний магнітний потенціал

Внаслідок обертання магнітного поля, у фазній обмотці статора, згідно закону електромагнітної індукції, наводиться ЕРС, діюче значення якої можна визначити аналогічно до ЕРС синхронної машини, тобто

$$E_s = 4,44 f_1 w_s \Phi_m K_{W_s}, \quad (2.101)$$

де w_s – кількість витків фазної обмотки статора; Φ_m – амплітудне значення потоку обертового магнітного поля; K_{W_s} – обмотковий коефіцієнт статорної обмотки, причому $K_{W_s} \leq 1$. Зазвичай значення обмоткового коефіцієнта для асинхронних машин лежить в межах $0,92 \div 0,96$.

Обертове магнітне поле статора індукує ЕРС також у обмотці ротора, яку можна визначити із наступних міркувань. При роботі АМ ротор обертається з частотою обертання, що відрізняється від частоти обертання магнітного поля. Відмінність частоти обертання ротора ω_r від частоти обертання магнітного поля статора ω_1 прийнято характеризувати *ковзанням*, яке визначається відношенням

$$s = \frac{\omega_1 - \omega_r}{\omega_1}. \quad (2.102)$$

Тоді частоту ковзання можна визначити за формулою

$$f_2 = f_1 s, \quad (2.103)$$

а діюче значення ЕРС ротора дорівнюватиме

$$E_r = 4,44 f_2 w_r \Phi_m K_{W_r}, \quad (2.104)$$

де f_2 – частота ЕРС, що індукується у роторі (частота ковзання); w_r – кількість витків фазної обмотки ротора; K_{W_r} – обмотковий коефіцієнт обмотки ротора.

У випадку короткозамкненого ротора приймають, що число фаз ротора m_2 дорівнює числу стрижнів N , тоді $w_r = \frac{1}{2}$, а $K_{W_r} = 1$.

Під дією індукованих ЕРС, в фазних обмотках ротора протікають струми, взаємодія яких з обертовим магнітним полем статора, спричиняє виникнення обертового моменту, що приводить ротор у рух.

З формул (2.102-2.104) видно, що чим швидше обертається ротор, тим менша індукується ЕРС, а отже і менші струми протікають в його фазних обмотках. З цієї причини ротор не може обертатися синхронно з полем, оскільки в такому випадку ЕРС обмотки буде рівною нулю. Ковзання при роботі АМ в режимі

двигуна знаходиться в межах $0 < s < 1$. При номінальному навантаженні для двигунів нормального виконання цей показник знаходиться в межах $0,01 \div 0,06$.

Якщо за допомогою іншого двигуна частоту обертання ротора збільшити до частоти вище частоти обертання поля, $n_2 > n_1$, то АМ перейде до *генераторного режиму* роботи. В цьому режимі знак обертового моменту T змінюється на протилежний і він стає гальмівним. Таким чином машина, отримуючи механічну енергію від первинного двигуна, перетворює її в електричну. Для генераторного режиму, як слідує з (2.102) $s < 0$.

У випадку коли ротор АМ обертається протилежно до напрямку обертання магнітного поля ($s > 1$), обертовий момент машини буде спрямований проти руху ротора і гальмуватиме його. Тому, даний режим роботи називається режимом *електромагнітного гальма*. В цьому випадку в машині розсіюється значна кількість енергії, що спричиняє швидке її нагрівання.

2.4.4. Аналіз усталених режимів роботи АМ

Під час роботи АМ частота струмів ротора, яка залежить від ковзання, відрізняється від частоти струмів статора. Для спрощення математичного опису електромагнітних процесів, реальну машину з обертовим ротором замінюють на еквівалентну, з точки зору електромагнітних та енергетичних співвідношень, машину з нерухомим ротором. В такому випадку АМ можна розглядати як трансформатор з обертовим магнітним полем.

Для здійснення такої заміни реальну обмотку ротора з числом фаз m_2 і кількістю витків w_2 замінюють *приведеною обмоткою* з числом фаз m_1 і кількістю витків w_1 статора. Параметри приведеної обмотки визначаються за умови незмінності магнітного поля та процесів перетворення енергії машини.

Формули для приведення вторинних величин до первинної обмотки, за аналогією з трансформатором, матимуть вигляд [32]:

приведений струм ротора

$$I'_r = K_I I_r, \quad (2.105)$$

де $K_I = \frac{m_2 w_r k_{Wr}}{m_1 w_s k_{Ws}}$ – коефіцієнт приведення струму;

приведена ЕРС ротора

$$E'_r = k_E E_r, \quad (2.106)$$

де $k_E = \frac{w_s k_{Ws}}{w_r k_{Wr}}$ – коефіцієнт приведення ЕРС;

приведені опори ротора

$$R'_r = K R_r; X'_{lr} = K X_{lr}; Z'_r = K Z_r, \quad (2.107)$$

де $K = K_E K_I$ – коефіцієнт приведення опорів; R_r , X_{lr} , Z_r – відповідно активний опір, опір розсіювання та повний опір обмотки ротора.

Подібність математичного опису асинхронної машини з трансформатором дає можливість використати схему заміщення останнього за умови, що механічна потужність асинхронної машини буде представлена рівною їй електричною потужністю. Для цього в коло обмотки ротора схеми заміщення вводять додатковий опір, значення якого визначають з наступних міркувань.

Струм ротора, для будь якого значення ковзання дорівнює

$$I_r = \frac{s E_r}{\sqrt{R_r^2 + (s X_{lr})^2}}. \quad (2.108)$$

У виразі (2.108) прийнято, що активний опір обмотки ротора не залежить від ефекту витіснення струму $R_r = \text{const}$, а індуктивний опір розсіювання є функцією ковзання

$$x_{lr} = 2\pi f_2 L_{lr} = 2\pi f_1 s L_{lr} = s X_{lr}. \quad (2.109)$$

Поділивши чисельник і знаменник правої частини виразу (2.108) на s , отримаємо

$$I_r = \frac{E_r}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + X_{lr}^2}}. \quad (2.110)$$

З врахуванням останнього виразу, схему заміщення кола ротора АМ можна представити у вигляді послідовно з'єднаних

індуктивного опору розсіювання X_{lr} , що не залежить від ковзання, та активного опору R_r/s , який залежить від ковзання, причому останній можна записати як суму двох складових

$$\frac{R_r}{s} = R_r + R_r \frac{1-s}{s}, \quad (2.111)$$

де перша складова R_r є дійсним опором ротора, а друга $R_r \frac{1-s}{s}$ – додатковий опір зумовлений відмінністю ЕРС рухомого та нерухомого ротора.

Якщо знехтувати втратами в магнітопроводах статора і ротора, то схема заміщення АМ матиме вигляд, показаний на рис. 2.80, а.

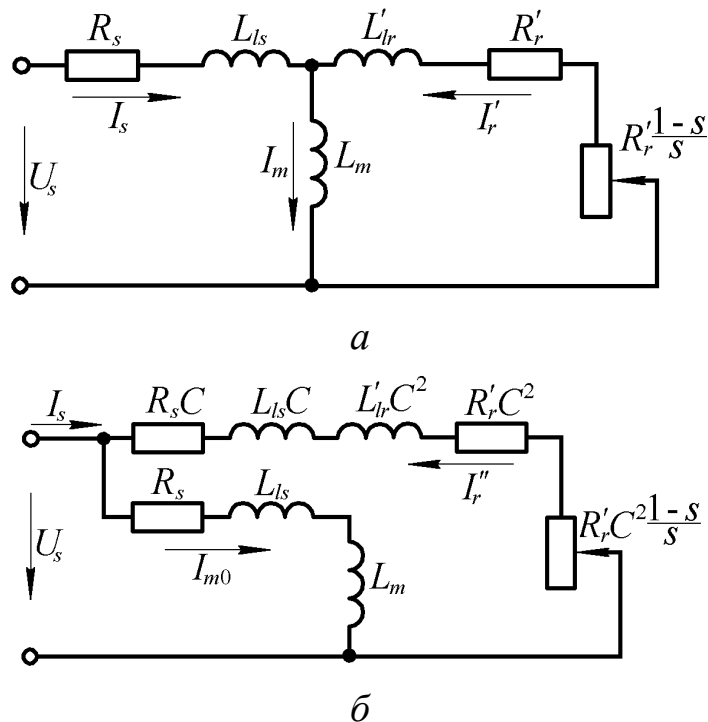


Рис. 2.80. Схеми заміщення асинхронної машини

Наявність трьох віток в приведеній Т-подібній схемі заміщення в деяких випадках ускладнює розрахунок та аналіз машини. Крім того, навіть за умови $U_s = \text{const}$, напруга вітки контуру намагнічування в такій схемі не є сталою. Більш зручною для розрахунку є Г-подібна схема заміщення, в якій контур намагнічування підключений до напруги живлення статора U_s .

Для того, щоб значення струму намагнічування I_m в новій схемі залишалось незмінним, в контур намагнічування вмикають послідовно з'єднані елементи R_s , L_{ls} . При цьому, в контурі намагнічування протікає фіктивний струм I_{m0} , який залишається сталим при зміні ковзання s .

Для Г-подібної схеми вираз (2.110) для струму ротора запишеться у вигляді

$$I_r'' = \frac{U_s}{\sqrt{\left(CR_s + C^2 \frac{R_r'}{s}\right)^2 + \left(CX_{ls} + C^2 X_{lr}'\right)^2}}, \quad (2.112)$$

причому $I_r' = CI_r''$.

Коефіцієнт C , який враховує заміну Т-подібної схеми заміщення Г-подібною, в загальному випадку комплексний, оскільки він повинен враховувати компенсацію струмів не тільки за величиною, але й за фазою. Проте для асинхронних двигунів загального призначення, уявною частиною (через її невелике значення), як правило нехтують. Практично прийнято враховувати тільки дійсну частину, яку наближено можна визначити з виразу

$$C \approx 1 + \frac{L_{ls}}{L_m}. \quad (2.113)$$

Значення цього коефіцієнту для машин загального призначення лежить в межах $C = 1,01 \div 1,08$.

2.4.5. Енергетичні діаграми асинхронної машини

При роботі АМ в режимі двигуна відбувається перетворення електричної енергії, що надходить з мережі, в механічну енергію обертання ротора разом з навантаженням.

Корисна потужність, що надходить до навантаження P_2 , менша за споживану P_1 на величину втрат, які поділяються на електричні, магнітні та механічні.

Електричні втрати мають місце в провідниках обмоток статора і ротора, на перехідному опорі між щітками та контактними кільцями, й спричиняють їх нагрівання.

Потужність механічних втрат складається з втрат на тертя у підшипниках і щітках, втрат на охолодження машини, тощо.

Активна потужність споживання енергії із мережі дорівнює

$$P_1 = 3U_s I_s \cos \varphi_1, \quad (2.114)$$

де U_s – фазна напруга статора; I_s – фазний струм статора; φ_1 – кут зсуву фаз між струмом та напругою статора. Частина цієї потужності витрачається на електричні втрати в обмотці статора P_{els} , інша частина утворює потужність обертового магнітного поля P_{fd} . Електромагнітна потужність P_e менша від потужності обертового магнітного поля на величину магнітних втрат (від вихрових струмів та гістерезису) P_{mag} : $P_e = P_{fd} - P_{mag}$. На практиці, прийнято враховувати тільки втрати в осерді статора, так як частота перемагнічування сталі в роторі, в номінальному режимі роботи, досить невелика (1-3 Гц) й магнітні втрати незначні.

Внаслідок протікання струмів у обмотці ротора, в ній виникають електричні втрати P_{elr} . Механічна потужність двигуна визначається наступним виразом $P_m = P_e - P_{elr}$. Нарешті, корисна потужність, що віддається двигуном P_2 менше механічної потужності на величину потужностей механічних P_{mec} та додаткових P_{ad} втрат $P_2 = P_m - P_{mec} - P_{ad}$.

Енергетична діаграма АД, що відповідає наведеним рівнянням показана на рис. 2.81, а.

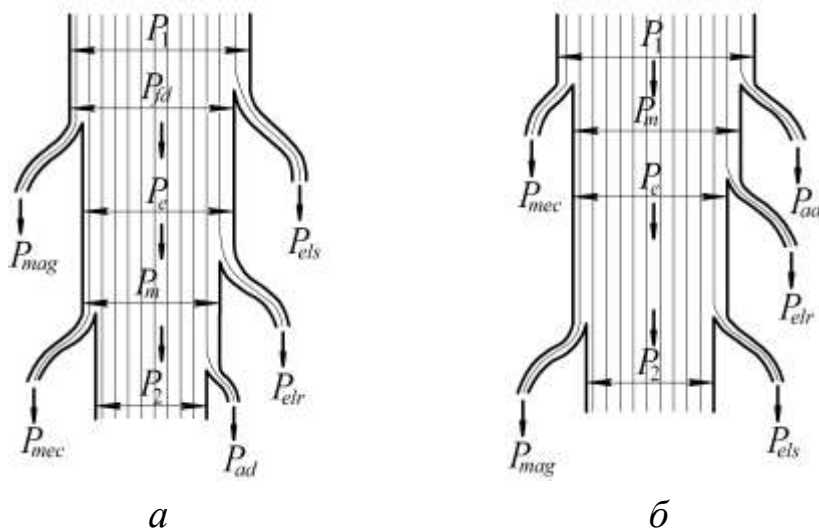


Рис. 2.81. Енергетичні діаграми асинхронної машини

Основною енергетичною характеристикою АД є ККД, який визначається відношенням корисної потужності на валу P_2 до активної потужності споживання P_1

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}. \quad (2.115)$$

В генераторному режимі роботи до валу АМ підводиться механічна потужність P_1 . Різниця підведеної механічної потужності та потужностей механічних P_{mec} та додаткових P_{ad} втрат становить механічну потужність генератора $P_m = P_1 - P_{mec} - P_{ad}$.

Електромагнітна потужність менша від механічної на величину електричних втрат в обмотці ротора P_{elr} . Корисна потужність, що віддається генератором у мережу P_2 дорівнює різниці електромагнітної потужності та потужностей магнітних P_{mag} та електричних P_{els} втрат в статорі, тобто $P_2 = P_e - P_{mag} - P_{els}$.

Відповідна енергетична діаграма генератора показана на рис. 2.81, б.

ККД генератора визначається виразом (2.115) в якому P_1 – підведена механічна потужність, а P_2 – електрична потужність, що віддається в мережу.

2.4.6. Обертний момент асинхронної машини

В усталеному режимі роботи (коли $\omega_r = \text{const}$) електромагнітний момент АД T_e врівноважується моментом холостого ходу T_o та моментом опору навантаження T_{load}

$$T_e = T_o + T_{load}, \quad (2.116)$$

де $T_e = \frac{P_e}{\omega_1}$; $T_{load} = \frac{P_2}{\omega_r}$; $\omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p}$ – кутова швидкість обертання

магнітного поля.

Кутові швидкості магнітного поля та ротора пов'язані між собою через ковзання. З виразу 2.102

$$\omega_r = \omega_1(1 - s). \quad (2.117)$$

З енергетичної діаграми двигуна (рис. 2.81, а) електричні втрати потужності в обмотці ротора дорівнюють

$$P_{elr} = P_e - P_m = T_e \omega_1 - T_e \omega_r. \quad (2.118)$$

Активну потужність ротора також можна визначити з виразу

$$P_{elr} = m_2 E_r I_r \cos \psi_2, \quad (2.119)$$

де I_r – струм ротора; ψ_2 – кут зсуву фаз між ЕРС та струмом ротора.

Визначивши з (2.118) електромагнітний момент T_e , і враховуючи (2.117, 2.119), отримаємо

$$T_e = \frac{m_2 E_r I_r \cos \psi_2}{\omega_1 - \omega_r} = \frac{m_2 E_r I_r \cos \psi_2}{\omega_1 s}. \quad (2.120)$$

Підставивши в (2.120) значення ЕРС ротора

$$E_r = \frac{2\pi f_1 s \Phi_m w_r K_{Wr}}{\sqrt{2}}, \text{ маємо}$$

$$T_e = \frac{m_2 2\pi f_1 s \Phi_m w_r K_{Wr} I_r \cos \psi_2}{\frac{2\pi f_1 s}{p}} = \frac{1}{\sqrt{2}} m_2 p w_r K_{Wr} \Phi_m I_r \cos \psi_2, \quad (2.121)$$

або

$$T_e = \text{const} \Phi_m I_r \cos \psi_2, \quad (2.122)$$

тобто, обертовий момент асинхронної машини пропорційний добутку потоку обертового магнітного поля і струму в обмотці ротора.

Згідно схеми заміщення, представленій на рис. 2.80, електромагнітній потужності відповідає потужність на активному опорі ротора $\frac{R'_r}{s}$

$$P_e = m_2 I_r^2 \frac{R_r}{s} = m_1 I_r'^2 \frac{R'_r}{s}. \quad (2.123)$$

З виразу 2.112 приведений струм ротора дорівнює

$$I_r' = C I_r'' = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + C \frac{R'_r}{s}\right)^2 + (X_{ls} + C X'_{lr})^2}}. \quad (2.124)$$

Підставивши в (2.123) значення струму з (2.124), отримаємо залежність електромагнітної потужності від напруги U_s , ковзання s та параметрів машини

$$P_e = \frac{m_1 U_s^2 \frac{R'_r}{s}}{\left(R_s + C \frac{R'_r}{s} \right)^2 + (X_{ls} + CX'_{lr})^2}. \quad (2.125)$$

З останнього виразу електромагнітний момент визначиться як

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_1} = \frac{P_e p}{2\pi f_1} = \frac{p m_1 U_s^2 \frac{R'_r}{s}}{2\pi f_1 \left(\left(R_s + C \frac{R'_r}{s} \right)^2 + (X_{ls} + CX'_{lr})^2 \right)}, \quad (2.126)$$

тобто обертовий момент АМ пропорційний до квадрату напруги, що підводиться до статора. Це означає, що асинхронні двигуни досить чутливі до зниження напруги мережі.

Вирази (2.121, 2.126) для моменту дійсні в усіх режимах роботи асинхронної машини: двигуна, генератора чи електромагнітного гальма. Характерний графік залежності електромагнітного моменту T_e від ковзання s показаний на рис. 2.82. При переході до генераторного режиму, ковзання змінює знак $s < 0$ і електромагнітний момент також стає від'ємним, тобто гальмівним. Крива моменту, при роботі в режимі електромагнітного гальма $s > 1$, являє собою продовження кривої моменту двигуна.

Як видно з рис. 2.82, крива моменту має максимуми, що відповідають певному значенню ковзання, яке називають *критичним ковзанням* s_{cr} . Для того, щоб визначити значення ковзання, що відповідає максимальному моменту T_{max} , необхідно прирівняти до нуля похідну від виразу (2.125) за ковзанням $\frac{dT_e}{ds} = 0$, і з отриманого рівняння визначити $s = s_{cr}$. Опустивши математичні викладки, з якими можна ознайомитись наприклад в [33], запишемо вираз для критичного ковзання

$$s_{cr} = \pm \frac{CR'_r}{\sqrt{R_s^2 + (X_{ls} + CX'_{lr})^2}}, \quad (2.127)$$

де знак "плюс" відповідає режиму роботи машини двигуном, "мінус" – генератором.

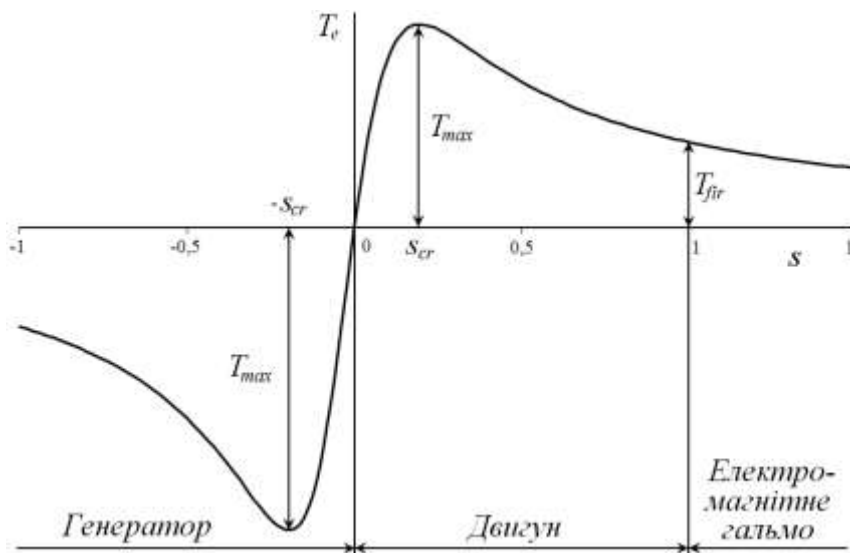


Рис. 2.82. Залежність $T_e(s)$ асинхронної машини

Підставивши (2.127) у вираз для електромагнітного моменту (2.126), отримаємо максимальний момент, який для режиму двигуна запишеться

$$T_{max} = \frac{pm_1 U_s^2}{4\pi f_1 C \left(R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_{ls} + CX'_{lr})^2} \right)}. \quad (2.128)$$

Максимальний момент визначає перевантажувальну здатність двигуна. Зазвичай для двигунів загального призначення $T_{max} = (1,6 \div 2,5) T_{nom}$, де T_{nom} – номінальний момент.

Поряд з максимальним моментом важливою характеристикою АД є пусковий момент T_{fir} , який можна визначити, підставивши в (2.126) значення ковзання $s = 1$:

$$T_{fir} = \frac{pm_1 U_s^2 R'_r}{2\pi f_1 \left((R_s + CR'_r)^2 + (X_{ls} + CX'_{lr})^2 \right)}. \quad (2.129)$$

Вирази (2.128, 2.129) свідчать, що максимальний момент АМ не залежить від активного опору ротора, а пусковий момент залежить. Із збільшенням активного опору ротора, максимальний

момент зміщується в область більших ковзань, що ілюструє рис. 2.83. При цьому спостерігається збільшення пускового моменту та, як слідує з схеми заміщення (рис. 2.80), зменшення пускового струму. Цю властивість застосовують в АД з фазним ротором для покращення їх пускових характеристик а також регулювання обертів.

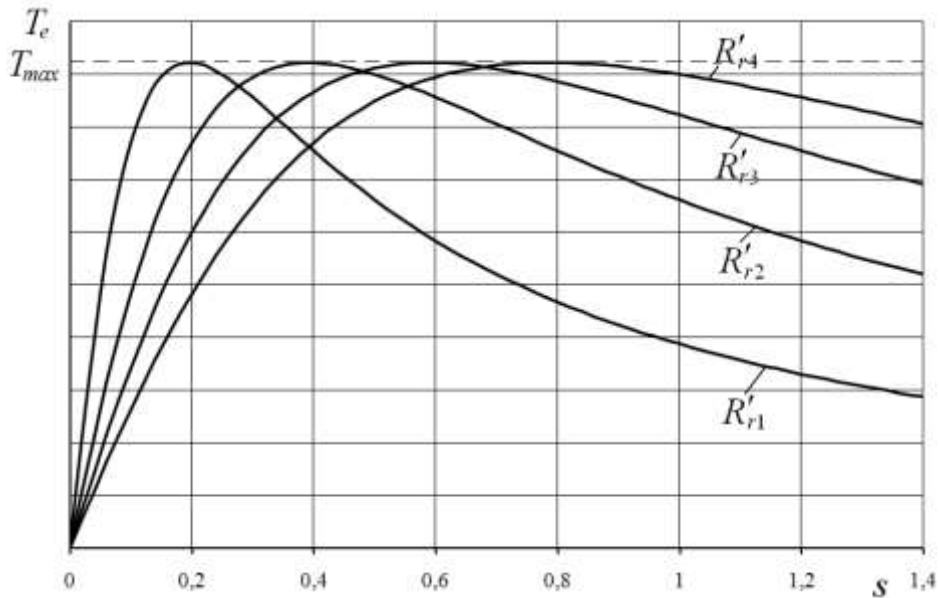


Рис. 2.83. Залежність $T_e(s)$ при різних значеннях опору R'_r

2.4.7. Рівняння перехідних процесів асинхронної машини

Система рівнянь, що описує перехідні процеси АМ, включає диференційні рівняння напруг усіх обмоток та рівняння руху ротора.

Для обмоток статора та ротора симетричної трифазної АМ, що приєднана до симетричного трифазного джерела, диференційні рівняння рівноваги напруг (в нерухомій системі координат) запишуться [34]:

для статора

$$\left. \begin{aligned} u_{sa} &= R_s i_{sa} + \frac{d\Psi_{sa}}{dt}; \\ u_{sb} &= R_s i_{sb} + \frac{d\Psi_{sb}}{dt}; \\ u_{sc} &= R_s i_{sc} + \frac{d\Psi_{sc}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (2.130)$$

для ротора

$$\left. \begin{aligned} u'_{ra} &= R'_r i'_{ra} + \frac{d\Psi'_{ra}}{dt}; \\ u'_{rb} &= R'_r i'_{rb} + \frac{d\Psi'_{rb}}{dt}; \\ u'_{rc} &= R'_r i'_{rc} + \frac{d\Psi'_{rc}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (2.131)$$

де u_{sa} , u_{sb} , u_{sc} – миттєві значення фазних напруг на виводах обмоток статора; R_s – активний опір фази статора; i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} – фазні струми статора; Ψ_{sa} , Ψ_{sb} , Ψ_{sc} – повні потокозчеплення фазних обмоток статора; u'_{ra} , u'_{rb} , u'_{rc} – миттєві значення фазних напруг обмоток ротора; R'_r – активний опір фази ротора; i'_{ra} , i'_{rb} , i'_{rc} – фазні струми ротора; Ψ'_{ra} , Ψ'_{rb} , Ψ'_{rc} – повні потокозчеплення фазних обмоток ротора.

Індекс " ' " позначає приведення роторних величин до обмотки статора.

Якщо не враховувати насичення магнітопроводу машини, то потокозчеплення обмоток запишуться у вигляді

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{sa} &= L_{AA}i_{sa} + L_{AB}i_{sb} + L_{AC}i_{sc} + l_{Aa}i'_{ra} + l_{Ab}i'_{rb} + l_{Ac}i'_{rc}; \\ \Psi_{sb} &= L_{BB}i_{sb} + L_{BA}i_{sa} + L_{BC}i_{sc} + l_{Ba}i'_{ra} + l_{Bb}i'_{rb} + l_{Bc}i'_{rc}; \\ \Psi_{sc} &= L_{CC}i_{sc} + L_{CA}i_{sa} + L_{CB}i_{sb} + l_{Ca}i'_{ra} + l_{Cb}i'_{rb} + l_{Cc}i'_{rc}; \\ \Psi'_{ra} &= L'_{aa}i'_{ra} + L'_{ab}i'_{rb} + L'_{ac}i'_{rc} + l'_{aA}i_{sa} + l'_{aB}i_{sb} + l'_{aC}i_{sc}; \\ \Psi'_{rb} &= L'_{bb}i'_{rb} + L'_{ba}i'_{ra} + L'_{bc}i'_{rc} + l'_{bA}i_{sa} + l'_{bB}i_{sb} + l'_{bC}i_{sc}; \\ \Psi'_{rc} &= L'_{cc}i'_{rc} + L'_{ca}i'_{ra} + L'_{cb}i'_{rb} + l'_{cA}i_{sa} + l'_{cB}i_{sb} + l'_{cC}i_{sc}, \end{aligned} \right\} \quad (2.132)$$

де L_{AA} , L_{BB} , L_{CC} – власні індуктивності фазних обмоток статора; L_{AB} , L_{BA} , L_{AC} , L_{CA} , L_{BC} , L_{CB} – взаємні індуктивності фазних обмоток статора; L'_{aa} , L'_{bb} , L'_{cc} – власні індуктивності фазних обмоток

ротора; $L'_{ab}, L'_{ba}, L'_{ac}, L'_{ca}, L'_{bc}, L'_{cb}$ – взаємні індуктивності фазних обмоток ротора; $l_{AA}, l_{Ab}, l_{Ac}, l_{Ba}, l_{Bb}, l_{Bc}, l_{Ca}, l_{Cb}, l_{Cc}, l'_{aA}, l'_{aB}, l'_{aC}, l'_{bA}, l'_{bB}, l'_{bC}, l'_{cA}, l'_{cB}, l'_{cC}$ – взаємні індуктивності обмоток статора та ротора.

Після приведення роторних величин до обмотки статора, власні та взаємні індуктивності фаз статора і ротора виявляються рівними:

$$\begin{aligned} L_{AA} &= L_{BB} = L_{CC} = L'_{aa} = L'_{bb} = L'_{cc}; \\ L_{AB} &= L_{AC} = L_{BC} = L'_{ab} = L'_{ac} = L'_{bc}. \end{aligned}$$

Зазначені індуктивності мають постійне значення, на відміну від взаємних індуктивностей між фазами статора та ротора, значення яких залежать від кутового положення ротора.

Рівняння рівноваги моментів, при змінній швидкості обертання ротора, для режиму двигуна запишеться у вигляді

$$T_e = T_{load} + B_m \omega_r + T_f + J \frac{d\omega_r}{dt}, \quad (2.133)$$

де T_{load} – момент навантаження; $B_m \omega_r$ – момент в'язкого тертя T_f – момент сухого тертя; J – момент інерції.

В режимі роботи генератором, знаки моментів T_e, T_{load} у рівнянні (2.133) змінюються на протилежні, а момент навантаження стає рушійним.

Для того, щоб зменшити кількість рівнянь, які необхідно вирішувати сумісно, фазні напруги, струми та потокозчеплення, представляють узагальненими векторами (поняття узагальненого вектора було подано в підрозділі 2.3.4).

Рівняння рівноваги напруг обмоток АМ в системі координат, що обертається з довільною швидкістю ω , в скалярній формі, можна записати через проекції відповідних узагальнених векторів на осі d та q (тут на відміну від СМ осі d, q – осі системи координат, що обертається з довільною швидкістю і в загальному випадку не пов'язана з ротором):

$$\left. \begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \Psi_{qs} \omega; \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \Psi_{ds} \omega; \\ u'_{dr} &= R'_r i'_{dr} + \frac{d\Psi'_{dr}}{dt} - \Psi'_{qr} (\omega - \omega_{er}); \\ u'_{qr} &= R'_r i'_{qr} + \frac{d\Psi'_{qr}}{dt} + \Psi'_{dr} (\omega - \omega_{er}), \end{aligned} \right\} \quad (2.134)$$

де $u_{ds}, u_{qs}, \Psi_{ds}, \Psi_{qs}$ – напруги та потокозчеплення статора в осях d і q ; i_{ds}, i_{qs} – струми статора по поздовжній та поперечній осях відповідно; $u'_{dr}, u'_{qr}, \Psi'_{dr}, \Psi'_{qr}$ – приведені напруги та потокозчеплення обмотки ротора по поздовжній та поперечній осях; i'_{dr}, i'_{qr} – приведені струми обмотки ротора в осях d і q ; $\omega_{er} = p\omega_r$ – електрична кутова швидкість обертання ротора; ω_r – кутова швидкість обертання ротора.

При вирішенні рівнянь рівноваги напруг (2.134), як правило, застосовуються наступні системи координат:

нерухома система координат пов'язана із статором ($\omega = 0$);

рухома система координат, що пов'язана з ротором ($\omega = \omega_r$);

система координат, що обертається з синхронною кутовою швидкістю магнітного поля ($\omega = \omega_1$).

Потокозчеплення обмоток АМ, що входять до складу рівнянь (2.134) визначаються виразами:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{ds} &= L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i'_{dr}); \\ \Psi_{qs} &= L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i'_{qr}); \\ \Psi'_{dr} &= L'_{lr} i'_{dr} + L_m (i_{ds} + i'_{dr}); \\ \Psi'_{qr} &= L'_{lr} i'_{qr} + L_m (i_{qs} + i'_{qr}), \end{aligned} \right\} \quad (2.135)$$

де L_{ls} – індуктивність розсіювання обмотки статора; L_m – індуктивність контуру намагнічування; L'_{lr} – приведена індуктивність розсіювання обмотки ротора.

Наведеним рівнянням (2.134-2.135) відповідає схема заміщення представлена на рис. 2. 84.

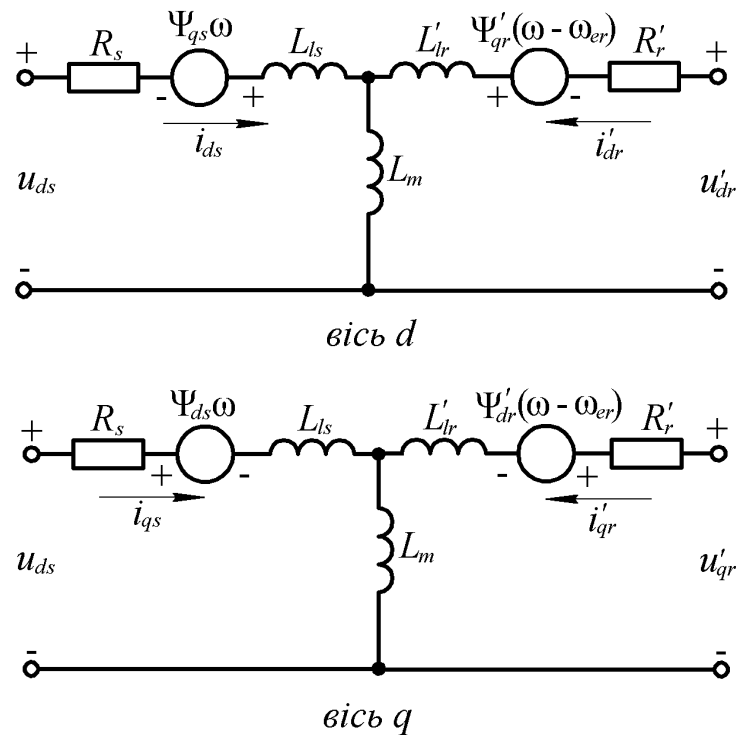


Рис. 2.84. Схема заміщення асинхронної машини в рухомій системі координат

Рівняння електромагнітного моменту в системі координат d і q запишеться

$$T_e = 1,5p(\Psi_{ds}i_{qs} - \Psi_{qs}i_{ds}), \quad (2.136)$$

де p – кількість пар полюсів.

2.4.8. Характеристики асинхронних двигунів

Для оцінки властивостей двигуна, як елемента електроприводу, використовують *механічну характеристику*, що являє собою залежність кутової швидкості обертання ротора від навантаження на валу $\omega_r(T_{load})$ (рис. 2.85). Внаслідок лінійної залежності між ковзанням s і швидкістю обертання ротора ω_r (див. вираз 2.102), а також через те, що при навантаженні момент холостого ходу $T_o \ll T_e$, вигляд цієї характеристики відрізняється від наведеної на рис. 2.82 характеристики $T_e(s)$, тільки положенням по відношенню до координатних осей.

Як видно з рис. 2.85, зі збільшенням моменту навантаження T_{load} від нуля до максимального значення T_{max} , кутова швидкість

ротора зменшується до критичної $\omega_{cr} = \omega_1(1 - s_{cr})$, і механічна характеристика досить жорстка. При перевантаженні більше максимального моменту, характеристика має ділянку, що відповідає нестійкому режиму роботи двигуна (розгін або гальмування).

Механічна характеристика, що відноситься до нормальних умов роботи двигуна, називається *природною* на відміну від *штучної* механічної характеристики, яка матиме місце у випадку, наприклад, вмикання в коло фазного ротора реостата.

Залежності частоти обертання ротора n_r , обертового моменту T , коефіцієнту потужності $\cos\phi$, ККД η , потужності споживання P_1 , струму статора I_s , ковзання s від корисної потужності на валу P_2 , прийнято називати *робочими характеристиками* двигуна. Всі робочі характеристики знімаються при номінальній частоті та напрузі живлення. Типові робочі характеристики АД показані на рис. 2.86.

Як видно з рисунка, зі збільшенням навантаження частота обертання незначно зменшується (в межах кількох відсотків), тобто АД має досить жорстку характеристику $n_r(P_2)$.

Обертовий момент T зростає пропорційно до навантаження практично лінійно, оскільки $T = \frac{P_2}{\omega_r}$. Деякий вигин спричинений зміною швидкості обертання ротора.

Крива коефіцієнту потужності починається із значення холостому ходу. Вигляд характеристики залежить від співвідношення активної та реактивної потужностей двигуна. Остання практично не залежить від навантаження, тому при

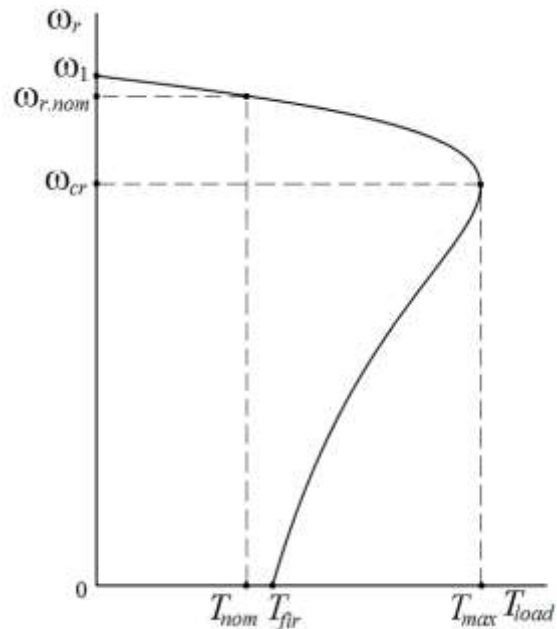


Рис. 2.85. Механічна характеристика АД

холостому ході $\cos \varphi$ АД досить низький. Активна потужність зростає разом з навантаженням, зумовлюючи збільшення коефіцієнту потужності.

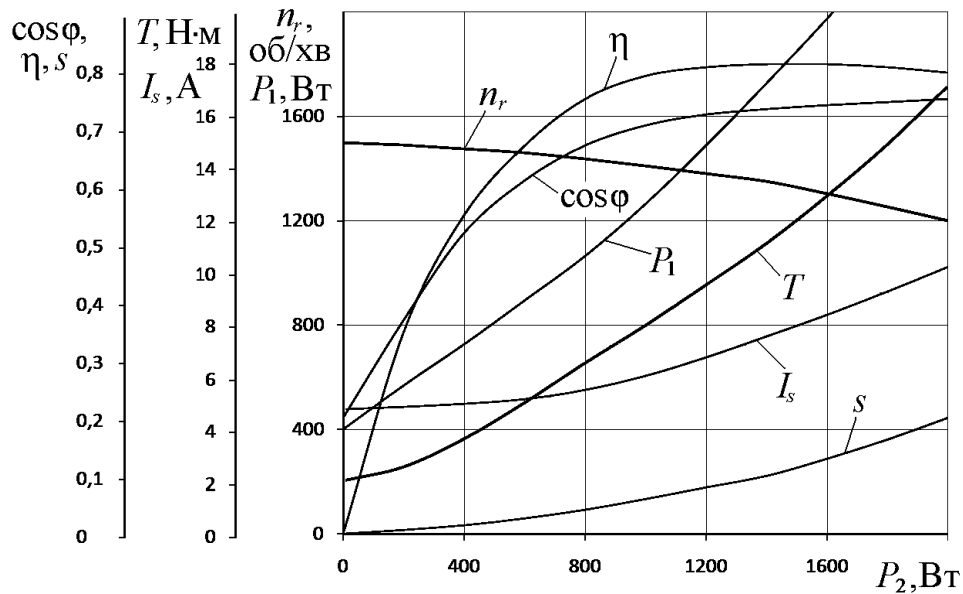


Рис. 2.86. Робочі характеристики асинхронного двигуна

Максимальне значення ККД має місце, коли постійні втрати (P_{mag} , P_{mec}) дорівнюють змінним втратам (P_{el}). Оскільки в більшості випадків АД працюють недовантаженими, то їх проектують таким чином, що характеристика має максимум при навантаженні біля 75% від номінального.

2.4.9. Розрахунок асинхронної машини

Блок [Asynchronous Machine] бібліотеки Machines пакету розширення Simscape/SimPowerSystems призначений для моделювання трифазної асинхронної машини, що працює в режимі двигуна або генератора.

Вхідні порти моделі А, В і С є виводами статорної обмотки, порти а, b, с – роторної обмотки. Порт механічного входу P_m або w призначений для подачі моменту опору навантаження або кутової швидкості обертання. Додатні значення P_m (w) відповідають режиму роботи двигуна, від’ємні – генератора. Також може задаватись режим механічного входу (Mechanical rotational port) в

якому до валу машини можуть бути приєднані блоки бібліотеки Simscape. Вибір режиму роботи порту задається у вікні параметрів. На вихідному порту m формується комплексний вимірювальний сигнал, який містить наступні елементи: приведені струми ротора i'_{ra} , i'_{rb} , i'_{rc} ; струми, потокозчеплення, напруги ротора по поздовжній i'_{dr} , Ψ'_{dr} , u'_{dr} та поперечній i'_{qr} , Ψ'_{qr} , u'_{qr} осях відповідно; приведені струми другої клітки ротора i'_{ra2} , i'_{rb2} , i'_{rc2} (у випадку моделювання машини з подвійною білячою кліткою); струми та потокозчеплення другої клітки ротора по поздовжній i'_{dr2} , Ψ'_{dr2} і поперечній i'_{qr2} , Ψ'_{qr2} осях відповідно; струми статора i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} ; струми, потокозчеплення, напруги статора по поздовжній i_{ds} , Ψ_{ds} , u_{ds} та поперечній i_{qs} , Ψ_{qs} , u_{qs} осях; кутова швидкість обертання ротора ω_r ; електромагнітний момент T_e ; кут ротора θ_r .

Параметри машини можуть вводитись в абсолютних (блок [Asynchronous Machine SI Units]) або умовних (блок [Asynchronous Machine pu Units]) значеннях.

Електрична частина моделі ґрунтується на рівняннях (2.134), записаних в системі координат dq , що обертається з довільною швидкістю ω , відповідно до схеми заміщення показаної на рис. 2.84. Всі параметри ротора приведені до обмотки статора.

У вікні параметрів блоку задається наступне.

Вкладка Configuration вікна параметрів містить чотири доступних для редагування поля. Поле Preset model дозволяє обрати для моделювання АМ з бібліотеки Simulink, де наявні машини різної потужності, напруги, швидкості обертів (бібліотека містить тільки машини з короткозамкненим ротором і доступна при виборі відповідного типу ротора – Squirrel-cage). Поле Mechanical input призначене для вибору типу механічного входу – момент навантаження Torque T_m , швидкість Speed w або Mechanical rotational port (порт призначений для приєднання до валу машини блоків бібліотеки Simscape). В полі Rotor type задається тип ротора – фазний (Wound), короткозамкнений (Squirrel-cage) або короткозамкнений з подвійною білячою кліткою (Double squirrel-

cage). Четверте поле Reference frame дозволяє обрати систему координат в якій проводиться моделювання: система координат, що пов'язана з ротором (Rotor); нерухома система координат пов'язана із статором (Stationary); система координат, що обертається з синхронною кутовою швидкістю магнітного поля (Synchronous).

На вкладці Parameters (рис. 2.87) вікна параметрів задаються (в абсолютних значеннях):

- номінальна потужність (ВА), діюче значення лінійної напруги (В), частота (Гц);
- параметри статора – активний опір R_s (Ом), індуктивність розсіювання L_{ls} (Гн);
- приведені параметри обмотки ротора – активний опір R'_r (Ом), індуктивність розсіювання L'_{lr} (Гн). У випадку моделювання ротора з подвійною білячою кліткою, відповідні параметри задаються окремо для кожної клітки;
- індуктивність контуру намагнічування L_m (Гн);
- момент інерції J (кг·м²), коефіцієнт в'язкого тертя B_m (Н·м·с), кількість пар полюсів p ;
- початкові умови: ковзання s , електричний кут θ_e (град), початкові значення струмів статора i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} (А), та їх фази (град), струми ротора i'_{ra} , i'_{rb} , i'_{rc} та їх фази (для машини з фазним ротором).

Врахування насичення машини можливе, якщо встановити позначку Simulate saturation. В цьому випадку стає доступним додаткове поле в якому можна задати криву насичення у вигляді двовимірної матриці. В перший рядок матриці вводиться значення струму статора (А), а в другий відповідні значення напруги статора (В). Перше значення (перша колонка матриці) повинно відповідати точці в якій починає проявлятися ефект насичення.

Якщо насичення не враховується, залежність між струмом та напругою статора є лінійною.

Наближений розрахунок параметрів асинхронної машини може бути виконаний на підставі її паспортних даних [13].

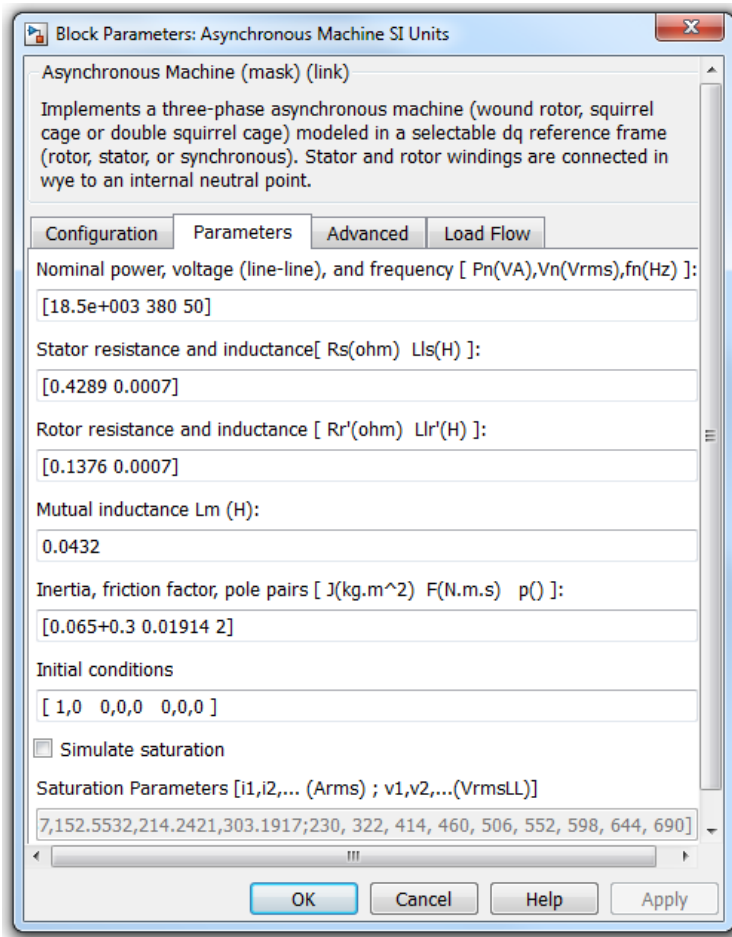


Рис. 2.87. Вікно параметрів асинхронної машини

Вихідними даними для розрахунку є: P_{nom} – номінальна потужність машини (Вт); U_{nom} – номінальна лінійна напруга (В); $I_{s.nom}$ – номінальний струм статора (А); f_1 – номінальна частота; p – кількість пар полюсів; $n_{r.nom}$ – номінальна частота обертання ротора;

$\cos \varphi$ – коефіцієнт потужності; η – ККД (в. о.); $k_{Ifir} = \frac{I_{s.fir}}{I_{s.nom}}$ –

кратність пускового струму; $k_{Tmax} = \frac{T_{max}}{T_{nom}}$ – кратність

максимального моменту.

На підставі зазначених даних визначаються:

номінальна фазна напруга (В) при схемі з'єднання обмоток зіркою

$$U_{\varphi} = \frac{U_{nom}}{\sqrt{3}};$$

номінальна кутова частота напруги живлення (рад/с)

$$\omega_e = 2\pi f_1;$$

кутова швидкість обертання магнітного поля статора (рад/с)

$$\omega_1 = \frac{\omega_e}{p};$$

номінальна кутова частота обертання ротора (рад/с)

$$\omega_{r.nom} = \frac{\pi n_{r.nom}}{30};$$

номінальне ковзання

$$s_{nom} = \frac{\omega_1 - \omega_{r.nom}}{\omega_1};$$

критичне ковзання

$$s_{cr} = s_{nom} (k_{Tmax} + \sqrt{k_{Tmax}^2 - 1});$$

номінальний момент (Н·м)

$$T_{nom} = \frac{P_{nom}}{\omega_{r.nom}};$$

максимальний момент (Н·м)

$$T_{max} = k_{Tmax} T_{nom};$$

механічні втрати

$$P_{mec} = \sqrt{3} I_{s.nom} U_{nom} \cos \varphi \eta - P_{nom};$$

приведений активний опір ротора (Ом)

$$R'_r = \frac{1}{3} \frac{P_{nom} + P_{mec}}{I_{s.nom}^2 \frac{1 - s_{nom}}{s_{nom}}};$$

активний опір статора (Ом)

$$R_s = \frac{U_\varphi \cos \varphi (1 - \eta)}{I_{s.nom}} - C^{*2} R'_r - \frac{P_{mec}}{3 I_{s.nom}^2},$$

де C^* коефіцієнт приведення приймається рівним 1,01÷1,05 (менші значення для машин більшої потужності);

індуктивність розсіювання статора та приведена індуктивність розсіювання ротора (Гн)

$$L_{ls} = L'_{lr} = \frac{U_{\phi}}{2\omega_e(1+C^{*2})k_{Ifir}I_{s.nom}};$$

індуктивність статора (Гн)

$$L_s = \frac{U_{\phi}}{\omega_e I_{s.nom} \sqrt{1 - \cos^2(\phi)} - \frac{2}{3} \frac{\omega_1 T_{max} S_{nom}}{p U_{\phi} S_{cr}}};$$

індуктивність контуру намагнічування (Гн)

$$L_m = L_s - L_{ls};$$

коефіцієнт приведення Т-подібної схеми до Г-подібної

$$C = 1 + \frac{L_{ls}}{L_m}.$$

Отримане значення коефіцієнту приведення потрібно порівняти з прийнятим коефіцієнтом C^* й за необхідності повторити розрахунок.

Програма для розрахунку параметрів АМ в середовищі Matlab показана на рис. 2.88. В ній реалізовано циклічний розрахунок параметрів для різних значень C^* . З розрахованих даних слід обрати ті, де заданий C^* та розрахований C найбільш близькі за значенням.

```

Editor - G:\Book_AEMK\Part2\4_AM\Models\AM_Calculation_Parameters.m
EDITOR PUBLISH VIEW
AM_Calculation_Paramete... x
1  %Паспортні дані
2  - Pnom=18.5e3; Unom=380; f1=50; nrnom=1460; eff=0.9; cosfi=0.89;
3  - Isnom=35.0; kifir=7.0; kTmax=2.9; p=2;
4  %Розрахунок параметрів
5  - Uph=Unom/sqrt(3); we=2*pi*f1; w1=we/p; wrnom=(pi*nrnom)/30;
6  - snom=(w1-wrnom)/w1; Tnom=Pnom/wrnom; Tmax=kTmax*Tnom;
7  - scr=snom*(kTmax+sqrt(kTmax^2-1)); Pmec=sqrt(3)*Unom*Isnom*cosfi*eff-Pnom;
8  - Ls=Uph/(we*Isnom*sqrt(1-cosfi^2)-(2*w1*Tmax*snom)/(3*p*Uph*scr));
9  - for cr=1:0.002:1.08;
10 -   Rr=(Pnom+Pmec)/(3*Isnom^2*((1-snom)/snom));
11 -   Rs=(Uph*cosfi*(1-eff))/Isnom-Rr*cr^2-Pmec/(3*Isnom^2);
12 -   Lls=Uph/(2*we*(1+cr^2)*kifir*Isnom);
13 -   Lm=Ls-Lls;
14 -   c=1+Lls/Lm;
15 -   [Rs Rr Lls Lm cr c] %#ok<NOPTS>
16 - end
script Ln 16 Col 4 OVR

```

Рис. 2.88. Програма для розрахунку параметрів асинхронної машини

Для проведення моделювання, виконаємо розрахунок параметрів асинхронного двигуна АИР160М4 за паспортними даними, що приведені в таблиці 2.3.

Таблиця 2.3

Тип	$P_{ном}$ кВт	$U_{ном}$ В	$n_{r.ном}$ об/хв	ККД, %	$\cos \varphi$	$I_{s.ном}$ А	$I_{fir}/$ $I_{ном}$	$T_{fir}/$ $T_{ном}$	$T_{max}/$ $T_{ном}$	$J,$ кг·м ²
АИР160М4	18,5	380	1460	90	0,89	35	7,0	1,9	2,9	0,0650

За допомогою наведеної вище програми, розраховані наступні значення параметрів АМ: $R_s = 0,4289$ Ом; $R_r' = 0,1376$ Ом; $L_{ls} = 0,0007$ Гн; $L_m = 0,0432$ Гн.

Модель для дослідження пускових та механічних характеристик трифазного АД (рис. 2.89) містить:

модель асинхронної машини [Asynchronous Machine SI Units];
джерело трифазної напруги [Three-Phase Programmable Voltage Source];

блоки [Constant], [Constant1], [Product] для встановлення моменту навантаження (задається як константа або як в'язке тертя – момент залежить від швидкості обертання);

осцилограф [Scope] для візуалізації перехідних процесів;

блок [XY Graph] для побудови динамічної механічної характеристики;

блок [Display] для контролю електромагнітного моменту та кутової швидкості обертання ротора двигуна;

блок [To Workspace] для передачі даних в робочу область Matlab.

Залежність швидкості обертання ротора ω_r від електромагнітного моменту T_e в усталеному режимі, отримана за допомогою представленої моделі, показана на рис. 2.90 (крива 1).

Для скорочення часу моделювання в початкових умовах (Initial conditions) перший параметр – ковзання s , на вкладці Parameters, може задаватись 1 (пуск з нерухомим ротором – коли $\omega < \omega_{cr}$), або 0 (ротор обертається з синхронною швидкістю – $\omega > \omega_{cr}$).

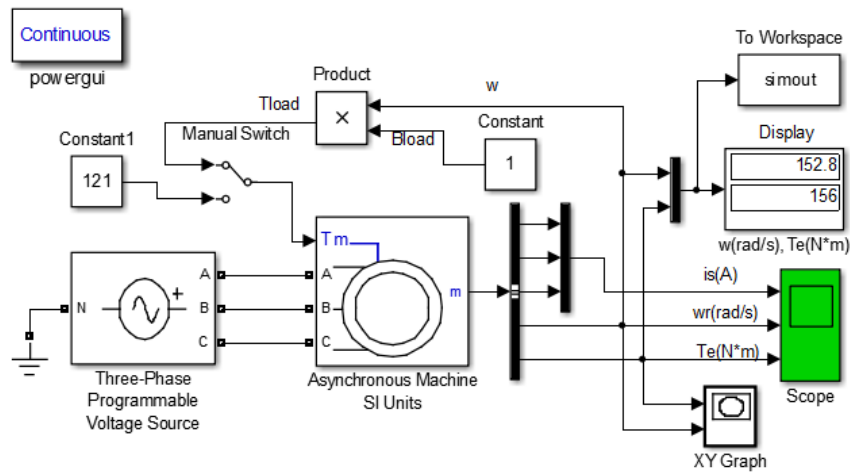


Рис. 2.89. Simulink-модель для дослідження асинхронного двигуна

При вмиканні АД в мережу, під час пуску, реверсу чи гальмування, виникають різноманітні електромагнітні та механічні перехідні процеси. Значення струмів та моментів при цьому можуть суттєво відрізнятись від усталених.

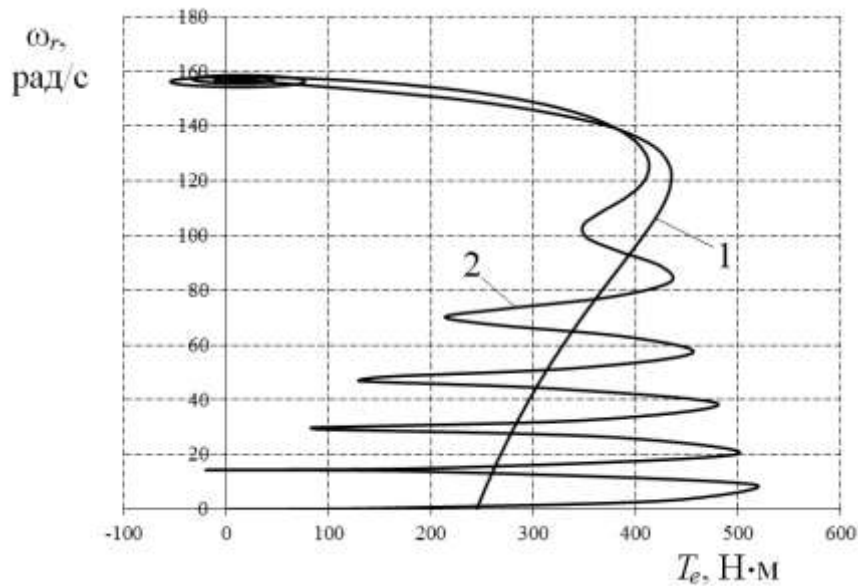


Рис. 2.90. Залежність кутової швидкості ротора ω_r від електромагнітного моменту T_e

Залежність електромагнітного моменту від швидкості обертання ротора під час пуску двигуна без навантаження ілюструє рис. 2.90 (крива 2).

З рисунка видно, що динамічна механічна характеристика АД значно відрізняється від статичної, що зумовлено наявністю

значного пускового струму та моментом інерції ротора. Внаслідок різної швидкості протікання електромагнітних та механічних процесів, при досягненні ротором синхронної швидкості, струми, а отже і момент, не рівні нулю і ротор двигуна розганяється до швидкості більше синхронної. Після закінчення перехідного процесу коливання швидкості і моменту затухають.

В більшості випадків застосовують прямий пуск АД з короткозамкненим ротором, коли обмотка статора безпосередньо приєднується до мережі живлення. Значення пускового струму при цьому в декілька разів перевищує номінальний (для досліджуваного двигуна, згідно паспортних даних, кратність пускового струму $k_{I_{fir}} = 7,0$). На рис. 2.91 показано осцилограми фазних струмів статора i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , електромагнітного моменту T_e та швидкості обертання ротора ω_r при пуску з номінальним навантаженням $T_{load} = 121 \text{ Н}\cdot\text{м}$.

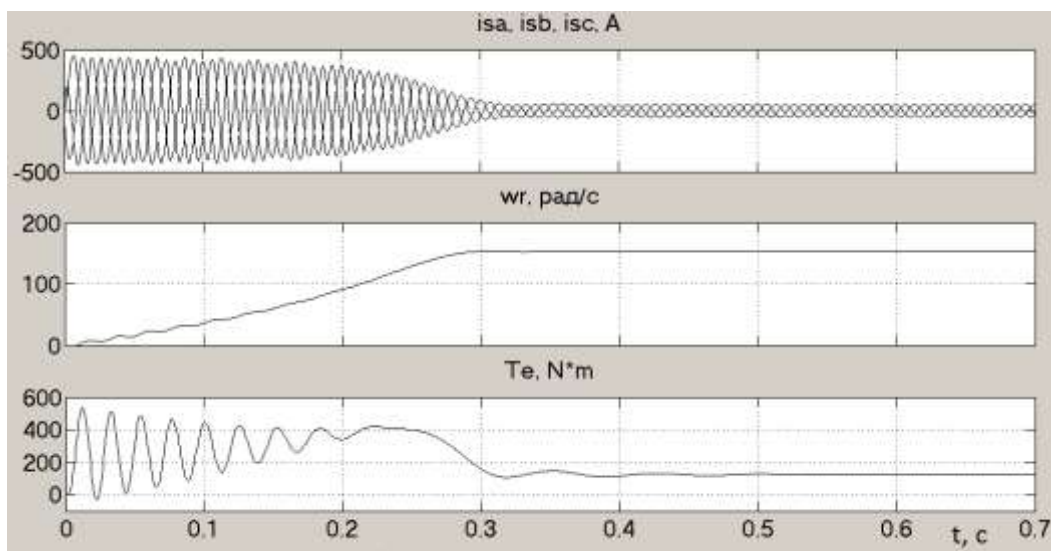


Рис. 2.91. Пускові характеристики АД

Модель для розрахунку робочих характеристик АД показана на рис. 2.92. Вимірювання фазних струмів та напруг статора здійснюється за допомогою блоку [Three-Phase V-I Measurement]. На підставі вимірян активної та реактивної потужностей, розраховується коефіцієнт потужності згідно з виразом

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (\text{блок [Fcp]}). \quad \text{В блоці [RMS] визначається}$$

діюче значення фазного струму статора (в даному випадку i_{sa}), обране блоком [Selector1].

Корисна потужність за виразом $P_2 = T_{load} \omega_r$, ККД за (2.115) та ковзання за (2.102) обчислюються окремо.

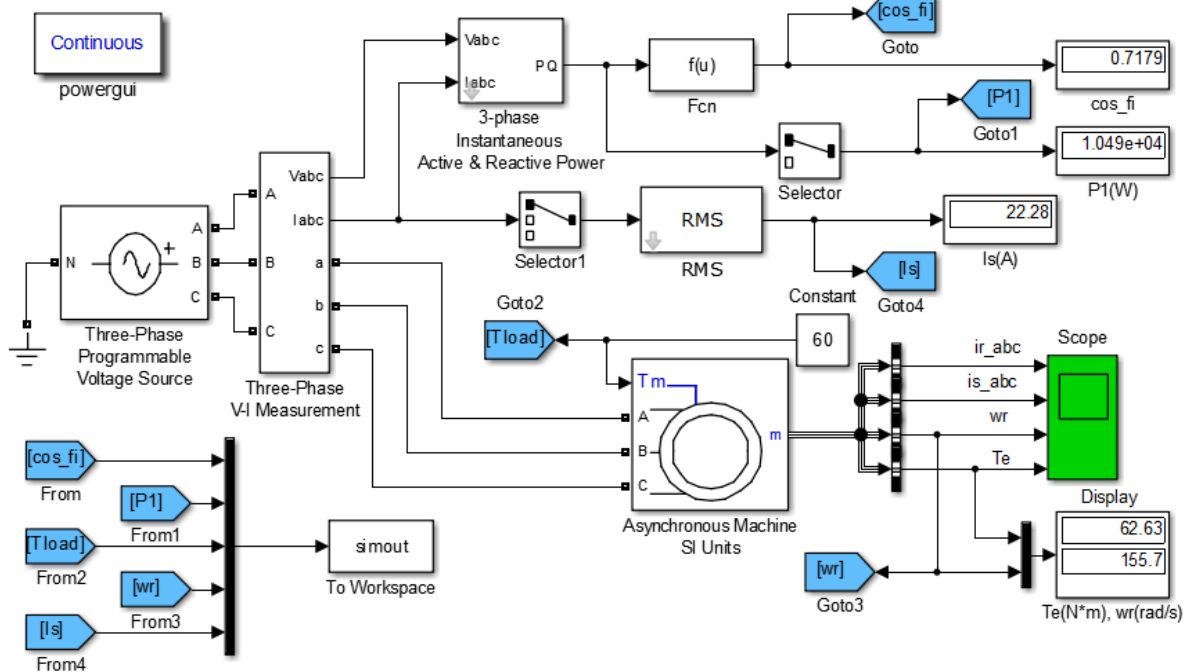


Рис. 2.92. Simulink-модель для отримання робочих характеристик АД

Змінюючи значення механічної потужності навантаження, вимірюють потужність споживання P_1 , струм статора I_s , обертовий момент навантаження T_{load} , кутову швидкість обертання ротора ω_r та коефіцієнт потужності $\cos \phi$. Виміряні значення передаються в робочу область Matlab і в подальшому використовуються для побудови робочих характеристик.

Робочі характеристики дослідного двигуна показані на рис. 2.93.

Для реалізації режиму генератора, ротор асинхронної машини має обертатись з кутовою швидкістю більшою ніж швидкість обертання магнітного поля $\omega_r > \omega_1$. Для утворення останнього також необхідна наявність джерела реактивної енергії. В якості такого джерела можуть застосовуватись напівпровідникові джерела

реактивної потужності, конденсатори (в автономному режимі) або існуюча мережа змінного струму.

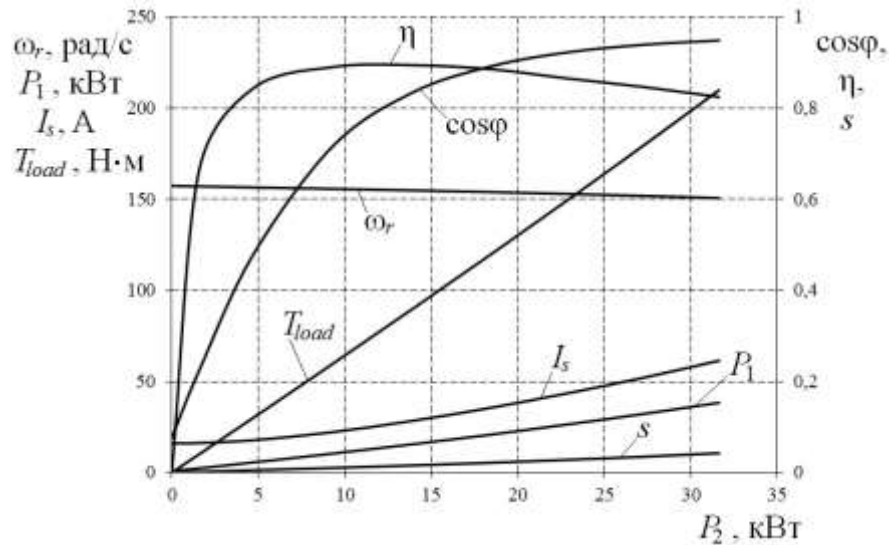


Рис. 2.93. Робочі характеристики асинхронного двигуна

Модель для дослідження АМ в режимі генератора показана на рис. 2.94. На механічний вхід w подається значення кутової швидкості (від'ємне для режиму генератора).

Самозбудження генератора, при роботі в автономному режимі, може виконуватись за рахунок залишкового намагнічування магнітопроводу. В представленій моделі для забезпечення самозбудження початкові значення та фази струмів статора i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} (поле Initial conditions на вкладці Parameters) задаються не нульовими. Також при моделюванні генератора необхідно враховувати насичення магнітопроводу (параметр Simulate saturation).

Обчислення діючих значень вихідної напруги та струму генератора здійснюється за допомогою блоку [Subsystem], який реалізує обчислення середньоквадратичного значення вхідної величини. Оскільки частота генерованої напруги залежить від навантаження, то в процесі моделювання вона змінюється. Структура блоку показана на рис. 2.95 і відрізняється від бібліотечного блоку [RMS] наявністю окремого входу для частоти.

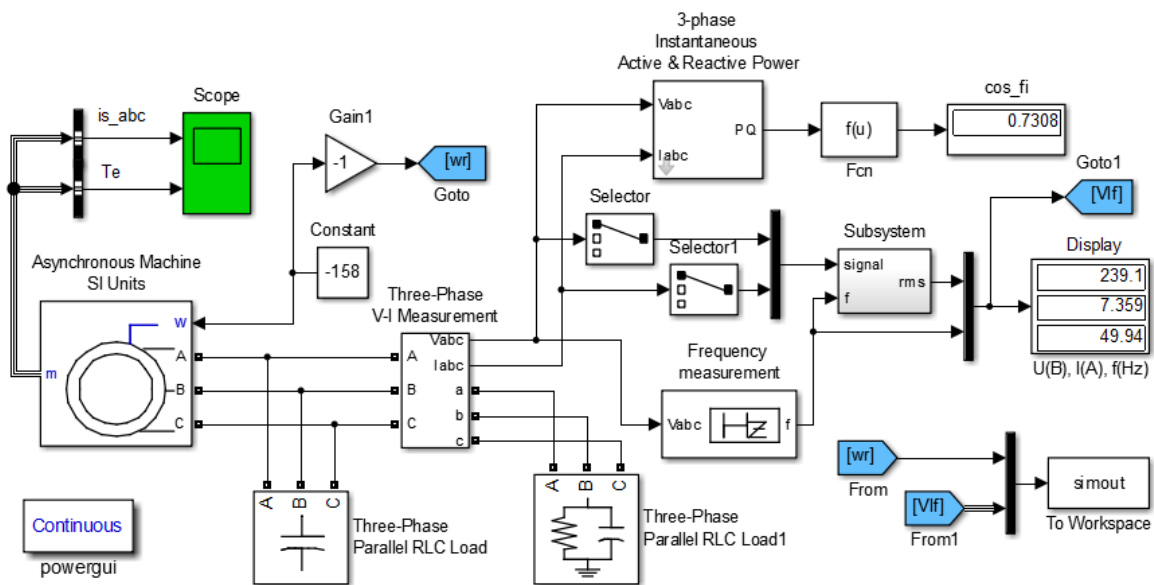


Рис. 2.94. Simulink-модель для дослідження АМ в режимі генератора

В якості джерела реактивної потужності використовується блок [Three-Phase Parallel RLC Load] з'єднаний трикутником. Потужність блоку (ємнісна) встановлена рівною потужності (електричній) АМ.

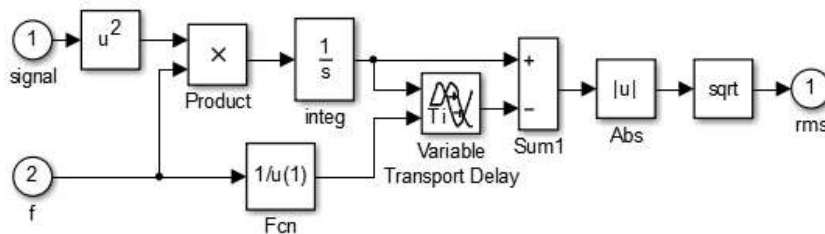


Рис. 2.95. Структура блоку [Subsystem]

Для обчислення необхідної для збудження генератора ємності конденсаторів (з'єднаних зіркою) також можна скористатися формулою $C = \frac{I_{s0}}{2\pi f_1 U_\phi}$, де I_{s0} – струм холостого ходу в режимі двигуна; f_1 – номінальна частота; U_ϕ – номінальна фазна напруга генератора. При з'єднанні трикутником значення ємності зменшується в три рази.

Вимірювання частоти генерованої напруги здійснюється блоком [Frequency measurement] (рис. 2.96). З вхідного трифазного

сигналу блоком [Selector] обирається сигнал фази A . Далі синусоїдний сигнал перетворюється в прямокутні імпульси з одиничною амплітудою. Вимірювання періоду вхідного сигналу здійснюється блоком [Integrator]. Потім період перераховується у частоту й подається на вхід блоку [Unit Delay Enabled]. Останній зберігає поточне значення вимірної частоти до наступного циклу вимірювання, який відбувається кожний період.

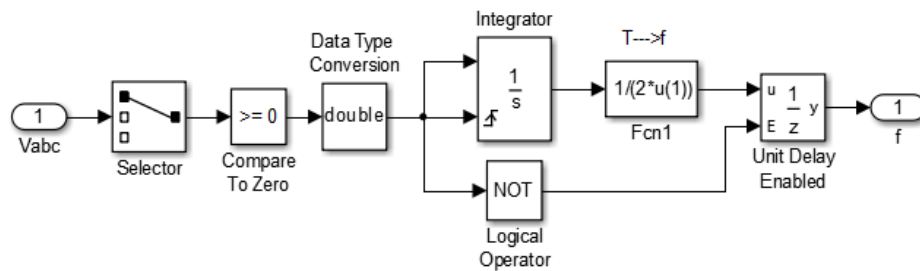


Рис. 2.96. Структура блоку [Frequency measurement]

Оскільки в даній моделі вимірювання здійснюється тільки за додатною півхвилею вхідного сигналу, то умовою правильного вимірювання частоти блоком, є однакова тривалість додатних та від'ємних півхвиль напруги (ця умова виконується в усталеному режимі роботи).

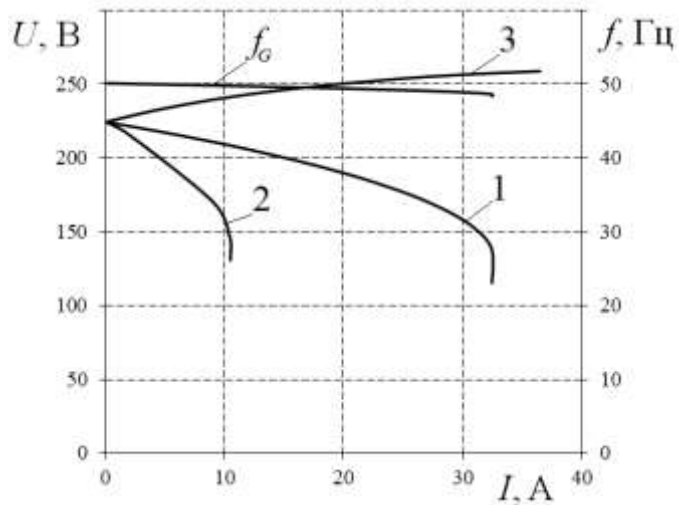


Рис. 2.97. Зовнішні характеристики асинхронного генератора

Зовнішні характеристики генератора $U(I)$ знімаються при сталих значеннях коефіцієнту потужності та обертів ротора. Змінюючи потужність навантаження (блок [Three-Phase Parallel RLC Load1]) таким чином, щоб $\cos \varphi = \text{const}$, розраховують відповідні значення напруги та струму генератора (рис. 2.97).

Крива 1 відповідає суто активному навантаженню, крива 2 – активно-індуктивному, крива 3 – активно-ємнісному.

ДОДАТКИ

ДОДАТОК 1

ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНСФОРМАТОРІВ

Номінальна повна потужність S_{nom} ; номінальні напруги первинної U_{1nom} і вторинної U_{2o} обмоток; напруга короткого замикання U_{1k} ; потужність короткого замикання P_k ; потужність холостого ходу P_o ; струм холостого ходу I_{1o} .

Трансформатори трифазні серії ТМ

Тип трансформатора	S_{nom} , кВ·А	U_{1nom} , кВ	U_{2o} , кВ	U_{1k} , %	P_k , Вт	P_o , Вт	I_{1o} , %	Група з'єднання
ТМ(Г)(Ф)-25/10	25	6;10	0,4	4,5	600	110	2,7	Y/Y _n -0, Δ/Y _n -11
ТМ(Г)(Ф)-40/10	40	6;10	0,4	4,5	880	150	2,6	Y/Y _n -0, Δ/Y _n -11
ТМ(Г)(Ф)-63/10	63	6;10	0,4	4,5	1280	220	2,4	Y/Y _n -0, Δ/Y _n -11
ТМ(Г)(Ф)-100/10	100	6;10	0,4	4,5	1980	290	2,2	Y/Y _n -0, Δ/Y _n -11
ТМ(Г)(Ф)-160/10	160	6;10	0,4	4,5	2650	4100	2,0	Y/Y _n -0, Δ/Y _n -11
ТМ(Г)(Ф)-250/10	250	6;10	0,4	4,5	3700	550	1,9	Y/Y _n -0, Δ/Y _n -11
ТМ(Г)(Ф)-400/10	100	6;10	0,4	4,5	5500	830	1,8	Y/Y _n -0, Δ/Y _n -11
ТМ(Г)(Ф)-630/10	630	6;10	0,4	5,5	7600	940	1,6	Y/Y _n -0, Δ/Y _n -11
ТМ(Г)(Ф)-1000/10	1000	6;10	0,4	5,5	10800	1550	1,2	Y/Y _n -0, Δ/Y _n -11
ТМ(Г)(Ф)-1250/10	1250	6;10	0,4	6,0	15000	1800	1,2	Y/Y _n -0, Δ/Y _n -11
ТМ(Г)(Ф)-1600/10	1600	6;10	0,4	6,0	16500	1950	1,0	Y/Y _n -0, Δ/Y _n -11
ТМ(Г)(Ф)-2500/10	2500	6;10	0,4	6,0	25000	3400	0,8	Y/Y _n -0, Δ/Y _n -11

Трансформатори однофазні масляні двохобмоткові серії ОМЖ

Тип трансформатора	S_{nom} , кВ·А	U_{1nom} , кВ	U_{2o} , кВ	U_{1k} , %	P_k , Вт	P_o , Вт	I_{1o} , %	Група з'єднання
ОМЖ-2,5/27	2,5	27,5	0,23	3,6	132	55	14,3	1/1-0
ОМЖ-4,0/27	4,0	27,5	0,23	4,3	176	55	10,66	1/1-0
ОМЖ-10,0/27	10,0	27,5	0,23	5,6	330	64	3,705	1/1-0

Трансформатори однофазні серії ОМЖ

Тип трансформатора	$S_{ном}$, кВ·А	$U_{1ном}$, кВ	$U_{2о}$, кВ	$U_{1к}$, %	P_k , Вт	P_o , Вт	$I_{1о}$, %	Група з'єднання
ОМП-1,25	1,25	6; 10	0,23	5	60	20	30	I/I-0
ОМП-4,0	4	6; 10	0,23	3,8	130	52	13,2	I/I-0
ОМП-6,0	6	6; 10	0,23	3,5	275	52	8,9	I/I-0
ОМП-10	10	6; 10	0,23	3,8	327	60	4,2	I/I-0

ДОДАТОК 2

ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГУНІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ НЕЗАЛЕЖНОГО ЗБУДЖЕННЯ

Номінальна потужність $P_{ном}$; номінальна напруга якоря $U_{a.ном}$; номінальна частота обертання $n_{ном}$; максимальна частота обертання n_{max} ; ККД; опір обмотки якоря R_a ; опір обмотки додаткових полюсів $R_{адр}$; опір обмотки збудження R_f ; момент інерції якоря J ; індуктивність кола якоря L_a . Номінальна напруга обмотки збудження $U_{f.ном} = 220$ В.

Двигуни постійного струму незалежного збудження

Тип двигуна	$P_{ном}$, кВт	$U_{a.ном}$, В	$n_{ном}$, об/хв	n_{max} , об/хв	ККД, %	R_a , Ом	$R_{адр}$, Ом	R_f , Ом	J , кг·м ²	L_a , мГн
2ПН112L	3,4	220	2200	4000	78	0,413	0,411	33,5	0,018	6,2
2ПН132М	4	440	1500	3750	79	2,28	1,44	35	0,038	42
2ПН112L	5,3	220	3000	4000	80	0,242	0,195	25,3	0,018	3,5
2ПН132М	10,5	220	3000	4000	84	0,14	0,094	111	0,038	2,8
2ПН160L	11	440	1600	3750	85,5	0,385	0,364	17,7	0,1	12,5
2ПН160М	13	440	2360	4000	86,5	0,279	0,175	16,4	0,083	7,5
2ПН160L	16	220	2360	4000	86,5	0,044	0,031	49,4	0,1	1,4
2ПН160М	18	220	3150	4000	87	0,037	0,024	53,1	0,083	1
2ПН180М	26	440	2240	3500	89	0,15	0,092	12,8	0,2	4,9
2ПН180М	37	440	3150	3500	79,5	0,084	0,056	64	0,2	2,7

ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З ЯВНОПОЛЮСНИМ РОТОРОМ

Номінальна лінійна напруга $U_{nom} = 380$ В; номінальна потужність P_{nom} ; номінальна частота обертання n_{nom} ; ККД; коефіцієнт потужності $\cos \varphi$; струм статора I ; кратність максимального моменту T_{max}/T_{nom} ; J – момент інерції ротора.

Синхронні двигуни з явнополіусним ротором

Тип двигуна	P_{nom} , кВт	n_{nom} , об/хв	ККД, %	$\cos \varphi$	I , А	T_{max}/T_{nom}	J , кг·м ²
СД2 (380) 85/22-10О4	180	600	92,5	0,9	329	2,2	0,018
СД2 (380) 74/25-6О4	225	1000	93,8	0,9	405	2,2	0,038
СД2 (380) 74/33-8О4	225	750	93,8	0,9	405	2,2	0,018
СД2 (380) 74/25-6У3	250	1000	93,7	0,9	450	2,2	0,038
СД2 (380) 85/29-12О4	180	500	92,6	0,9	328	2,2	0,1
СД2 (380) 74/33-6О4	280	1000	94,3	0,9	501	2,2	0,083
СД2 (380) 74/33-6У3	315	1000	94,2	0,9	565	2,2	0,1
СД2 (380) 74/40-8У3	315	750	94	0,9	566	2,2	0,083
СД2 (380) 85/18-10О4	140	600	92,1	0,9	257	2,2	0,2
СД2 (380) 85/22-12У3	160	500	91,5	0,9	295	2,2	0,2

ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

Номінальна лінійна напруга $U_{nom} = 380$ В; номінальна частота $f_1 = 50$ Гц; номінальна потужність P_{nom} ; номінальна частота обертання n_{nom} ; ККД; коефіцієнт потужності $\cos \varphi$; кратність пускового струму I_{fir}/I_{nom} ; кратність пускового моменту T_{fir}/T_{nom} ; кратність максимального моменту T_{max}/T_{nom} ; кількість пар полюсів p . Момент інерції ротора J .

Асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором $2p = 2$

Тип	$P_{ном}$, кВт	$n_{ном}$, об/хв	ККД, %	$\cos \varphi$	$I_{s,ном}$, А	$I_{fjr}/I_{ном}$	$T_{fjr}/T_{ном}$	$T_{max}/T_{ном}$	J , кг·м ²
5А80МА2	1,5	2850	80,0	0,84	3,4	6,5	2,4	2,5	0,0018
5А80МВ2	2,2	2850	81,0	0,85	4,9	6,5	2,7	2,8	0,0021
АИР90L2	3,0	2860	84,5	0,88	6,1	7,0	2,3	2,6	0,0035
АИР100S2	4,0	2850	87,0	0,88	7,9	7,5	2,0	2,4	0,0059
АИР100L2	5,5	2850	88,0	0,88	10,7	7,5	2,1	2,4	0,0075
5АМ112М2	7,5	2895	87,5	0,89	14,6	7,5	2,9	3,3	0,0131
АИРМ132М2	11,0	2915	88,5	0,90	21,0	8,0	2,5	3,3	0,024
5АМХ160S2	15,0	2920	90,0	0,89	28,5	6,8	2,2	3,0	0,039
5А160М2	18,5	2920	90,5	0,89	34,9	7,0	2,2	3,0	0,045
5АМХ180S2	22	2930	90,5	0,89	41,5	6,8	2,0	2,9	0,063
5АМХ180М2	30	2940	91,5	0,89	56,0	8,0	2,4	3,3	0,076
5А200М2	37	2940	93,0	0,90	67,2	7,4	2,3	3,0	0,13
5А200L2	45	2940	93,4	0,90	81,3	7,4	2,4	3,0	0,15
5А225М2	55	2950	93,4	0,91	98,3	7,5	2,3	2,8	0,21
5АМ250S2	75	2960	93,6	0,92	132	7,5	2,0	3,0	0,47
5АМ250М2	90	2955	93,5	0,93	157	7,0	1,8	2,7	0,52
5АМ280S2	110	2965	93,5	0,92	194	6,5	1,6	2,3	0,85
5АМ280М2	132	2965	94,5	0,92	231	7,2	1,8	2,5	1,02
5АМ315S2	160	2970	94,0	0,93	278	7,0	1,7	2,5	1,42
5АМ315МА2	200	2970	95,0	0,93	344	8,0	1,8	2,7	1,78

Асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором $2p = 4$

Тип	$P_{ном}$, кВт	$n_{ном}$, об/хв	ККД, %	$\cos \varphi$	$I_{s,ном}$, А	$I_{fjr}/I_{ном}$	$T_{fjr}/T_{ном}$	$T_{max}/T_{ном}$	J , кг·м ²
5А80МА4	1,1	1410	73,0	0,79	2,9	4,8	2,0	2,3	0,0034
5А80МВ4	1,5	1410	75,0	0,81	3,8	5,5	1,9	2,2	0,0036
АИР 90 L4	2,2	1420	81,0	0,83	5,0	6,0	2,0	2,6	0,0056
АИР 100 S4	3	1410	82,0	0,82	6,7	7,0	2,0	2,2	0,0087
АИР 100 L4	4	1410	85,0	0,84	8,5	7,0	2,1	2,4	0,011
5АМ112М4	5,5	1440	86,0	0,83	11,7	6,7	2,6	2,9	0,02
5АМХ132S4	7,5	1450	87,5	0,85	15,3	7,0	2,1	2,8	0,032
5АМХ132М4	11	1455	89,0	0,85	22,1	7,3	2,2	3,0	0,045
5АМХ160S4	15	1450	89,5	0,86	29,6	6,1	2,2	2,6	0,075
5АМХ160М4	18,5	1450	90,0	0,86	36,3	6,5	2,2	2,6	0,087
5АМХ180S4	22	1465	90,5	0,84	44,0	6,8	1,7	2,6	0,16
5АМХ180М4	30	1470	91,5	0,87	57,3	7,0	1,7	2,6	0,20
5А200М4	37	1470	92,0	0,85	71,9	6,7	2,4	2,5	0,27
5А200L4	45	1470	92,5	0,85	87,0	7,1	2,8	2,8	0,32
5А225М4	55	1475	93,0	0,86	105	6,5	2,2	2,2	0,50
5АМ250S4	75	1485	94,3	0,85	142	7,2	2,2	2,3	1,0
5АМ250М4	90	1485	95,0	0,88	164	7,3	2,2	2,3	1,20
5АМ280S4e	110	1485	95,1	0,87	202	6,4	2,1	2,0	2,19
5АМ280М4e	132	1485	95,8	0,88	238	7,5	2,3	2,2	2,70
5АМ315S4e	160	1485	95,3	0,89	287	6,2	1,9	2,2	3,57
5АМ315М4e	200	1485	95,6	0,89	357	6,5	1,9	2,0	3,97

Асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором $2p = 6$

Тип	$P_{ном},$ кВт	$n_{ном},$ об/хв	ККД, %	\cos φ	$I_{s.ном},$ А	$I_{fir}/$ $I_{ном}$	$T_{fir}/$ $T_{ном}$	$T_{max}/$ $T_{ном}$	$J,$ кг·м ²
5A80MA6	0,75	930	70,0	0,68	2,4	4,5	2,0	2,3	0,0033
5A80MB6	1,1	930	71,0	0,69	3,4	4,5	2,0	2,3	0,0048
5AM112MA6	3,0	950	81,0	0,80	7,0	5,5	2,3	2,6	0,024
5AM112MB6	4,0	955	82,0	0,81	9,1	5,5	2,3	2,6	0,029
5AMX132S6	5,5	960	84,5	0,80	12,4	5,8	2,0	2,5	0,048
5AMX132M6	7,5	960	85,5	0,80	16,7	6,3	2,2	2,8	0,067
5AMX160S6	11	970	87,0	0,82	23,4	6,5	1,9	2,5	0,11
5AMX160M6	15	970	88,5	0,83	31,0	6,8	2,0	2,7	0,15
5AMX180M6	18,5	980	89,5	0,84	37,4	6,5	1,9	2,7	0,27
5A200M6	22	975	90,5	0,83	44,5	6,0	2,2	2,2	0,41
5A200L6	30	975	90,5	0,84	60,0	6,0	2,4	2,2	0,46
5A225M6	37	980	91,5	0,84	73,1	6,2	2,3	2,5	0,65
5AM250S6	45	985	93,0	0,84	87,5	6,2	2,0	2,0	1,20
5AM250M6	55	985	92,5	0,84	108	6,2	2,0	2,0	1,30
5AM280S6e	75	990	94,5	0,85	142	6,2	1,9	2,0	3,04
5AM280M6e	90	990	94,5	0,85	170	6,2	1,9	2,2	3,25
5AM315S6e	110	990	94,8	0,88	200	6,9	1,8	2,6	4,54
5AM315MA6e	132	990	95,0	0,90	235	6,6	1,6	2,4	5,13
5AM315MB6e	160	990	95,1	0,89	287	7,5	2,0	2,4	5,88

Асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором $2p = 8$

Тип	$P_{ном},$ кВт	$n_{ном},$ об/хв	ККД, %	\cos φ	$I_{s.ном},$ А	$I_{fir}/$ $I_{ном}$	$T_{fir}/$ $T_{ном}$	$T_{max}/$ $T_{ном}$	$J,$ кг·м ²
5A80MA8	0,37	695	56,0	0,62	1,6	3,5	2,0	2,2	0,0036
5A80MB8	0,55	700	58,0	0,60	2,4	3,5	2,0	2,2	0,0047
5AM112MA8	2,2	710	79,0	0,70	6,0	4,8	2,0	2,5	0,024
5AM112MB8	3,0	710	79,0	0,70	8,2	4,6	2,2	2,5	0,029
5AMX132S8	4,0	715	82,0	0,70	10,6	4,8	2,0	2,5	0,053
5AMX132M8	5,5	715	83,0	0,73	13,8	5,3	2,0	2,5	0,074
5A160S8	7,5	725	86,0	0,72	18,4	5,0	1,6	2,2	0,11
5A160M8	11	725	87,0	0,74	26,0	5,0	1,6	2,2	0,15
АИР180M8	15	730	88,0	0,78	33,2	5,3	1,6	2,2	0,27
5A200M8	18,5	735	90,0	0,76	41,1	6,4	2,0	2,7	0,41
5A200L8	22	735	90,0	0,77	48,2	6,2	2,0	2,6	0,46
5A225M8	30	735	91,0	0,78	64,2	5,5	2,1	2,2	0,70
5AM250S8	37	740	92,0	0,73	83,7	6,5	1,8	2,6	1,20
5AM250M8	45	740	93,0	0,75	98,0	6,8	1,8	2,6	1,40
5AM280S8e	55	740	93,6	0,83	108	5,9	1,9	2,0	3,29
5AM280M8e	75	740	94,0	0,82	148	6,0	2,0	2,1	4,00
5AM315S8e	90	740	94,5	0,85	170	6,0	1,4	2,1	5,21
5AM315MA8e	110	740	94,5	0,86	206	5,9	1,4	2,1	6,03
5AM315MB8e	132	740	94,5	0,84	253	6,5	1,7	2,3	6,50

Асинхронні двигуни з фазним ротором (380 В, ПВ=40%)

Тип двигуна	$P_{ном}$, кВт	$n_{ном}$, об/хв	$I_{s.ном}$, А	$\cos \varphi$	ККД, %	$I_{r.ном}$, А	$U_{гф}$, В	T_{max} , Н·м	J , кг·м ²
МТН111-6	3	895	10,5	0,67	65	13,2	176	83	0,049
МТН112-6	4,5	910	13,9	0,71	69	15,6	203	118	0,068
МТФ211-6	7,5	930	21	0,7	77	19,8	256	191	0,115
МТФ(Н)311-6	11	945	30,5	0,69	78	42	172	314	0,225
МТФ(Н)312-6	15	955	38	0,73	81	46	219	471	0,313
МТФ(Н)412-8	22	720	65	0,63	82	57	248	883	0,75
МТФ(Н)412-6	30	970	75	0,71	85,5	73	255	932	0,675
МТН611-10	45	570	112	0,72	84	154	185	2320	4,25
МТН512-6	55	960	120	0,79	88	105	340	1630	1,03
МТН611-6	75	950	154	0,85	87	180	270	2610	3,28

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. [http:// www.cadence.com](http://www.cadence.com)
2. <http://www.ni.com/multisim>
3. <http://www.spectrum-soft.com>
4. <http://www.comsol.com>
5. <http://www.ansys.com>
6. <http://elcut.ru>
7. <http://cobham.vectorfields.com/>
8. <http://www.vissim.com>
9. <http://www.mathworks.com>
10. Електротехніка. Літерні позначення основних величин: ДСТУ 3120–95. – [Чинний від 1996-07-01]. – К.: Держстандарт України, 1996.– 40 с.
11. Машины електричні обертові. Позначення літерні та одиниці виміру: ДСТУ 2818–94 (ГОСТ 30149–95). – [Чинний від 1996-07-01]. – К.: Держстандарт України, 1995.– 15 с.
12. *Черных И.В.* Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 288 с.
13. *Герман-Галкин С.Г., Кардонов Г.А.* Электрические машины: Лабораторные работы на ПК. – СПб.: Корона принт, 2003. – 256 с.
14. <https://drive.google.com/file/d/0By97p7sXs8lueldZS09ocWUwZ2s/edit?usp=sharing>
15. *William Shepherd, Li Zhang.* Power Converter Circuits. Marcel Dekker, Inc. 2004. 538 p.
16. *Зиновьев Г.С.* Основы силовой электроники: Учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – Ч. 2 – 197 с.
17. *Семенов Б.Ю.* Силовая электроника для любителей и профессионалов. –М: СОЛОН-Р, 2001. – 327 с.
18. *Ned Mohan, Tore M. Underland, William P. Robbins.* Power electronics: converters, applications, and design. – 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc, 1995. – 802 p.

19. *Розанов Ю.К.* Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.
20. *Справочник по преобразовательной технике.* Под ред. И.М. Чиженко. – К., Техніка, 1978, 447 с.
21. *Веселовский О.Н., Шнейберг Я.А.* Очерки по истории электротехники. – М.: Издательство МЭИ, 1993. – 252 с.
22. *Касаткин А.С., Немцов М.В.* Электротехника: Учеб. пособие для вузов. – 4-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 440 с.
23. *Иванов-Смоленский А.В.* Электрические машины: Учеб. для вузов, в 2 т. Т. 1, 3-е изд. – М.: Издательский дом МЭИ, 2006. – 652 с.
24. *Сергеенков Б.Н., Киселев В.М., Акимова Н.А.* Электрические машины: Трансформаторы: Учеб. пособ. для электромех. спец. вузов. / Под ред. Копылова И.П. – М.: Высш. школа, 1989. – 352 с.
25. *Китаев В.Е., Корхов Ю.М., Свиринов В.А.* Электрические машины. В 2-х ч. Ч. 1. Машины постоянного тока. Трансформаторы: Учеб. пособие для техникумов / Под ред. Китаева В.Е. – М.: Высш. школа, 1987. – 184 с.
26. *Кононенко Е.В., Сипайлов Г.А., Хорьков К.А.* Электрические машины (спец. курс). Учеб. пособие для вузов. М.: Высш. школа, 1975. – 279 с.
27. *P.C. Krause, O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff.* Analysis of electric machinery and drive systems. Second Edition. IEEE Press. Wiley Interscience, 2002. – 613 p.
28. *Герман-Галкин С.Г., Кардонов Г.А.* Электрические машины: Лабораторные работы на ПК. – СПб.: Корона принт, 2003. – 256 с.
29. *Костенко М.П., Пиотровский Л.М.* Электрические машины. В 2-х ч. Ч. 2. Машины переменного тока. Учеб. пособие для студентов высш. учебных заведений. Изд. – 3-е, перераб. – Л.: Энергия, 1973. – 648 с.

30. *R.H. Park. Two-Reaction Theory of Synchronous Machines – Generalized Method of Analysis, Part 1, AIEE Transactions, Vol. 48, July 1929, pp. 716-727.*

31. *Мазуренко Л.И., Лищенко А.И. Асинхронные генераторы с вентильным и вентильно-емкостным возбуждением для автономных энергоустановок. – К.: Наукова думка, 2011. – 272 с.*

32. *Китаев В.Е., Корхов Ю.М., Свирин В.А. Электрические машины. В 2-х ч. Ч. 2. Машины переменного тока. Учеб. пособие для техникумов / Под ред. Китаева В.Е. – М.: Высш. школа, 1987. – 184 с.*

33. *Вольдек А.И. Электрические машины. Учеб. для студентов высш. техн. учебных заведений. Изд. – 3-е, перераб. – Л.: Энергия, 1978. – 832 с.*

34. *Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: Учеб. для вузов, в 2 т. Т. 2, 3-е изд. – М.: Издательский дом МЭИ, 2006. – 532 с.*

ЛІТЕРНІ ПОЗНАЧЕННЯ ВЕЛИЧИН

Величина		Одиниці виміру	
Позн.	Найменування	Познач.	Найменування
1	2	3	4
a	Кількість паралельних віток	–	–
B	Магнітна індукція	Тл	тесла
b	коефіцієнт в'язкого демпфування	кг/с	кілограм на секунду
B_{av}	Середнє значення магнітної індукції	Тл	тесла
B_m	Коефіцієнт моменту в'язкого тертя	Н·м·с	ньютон-метр-секунда
b_b	Ширина щітки	м	метр
c_E	Коефіцієнт ЕРС	–	–
c_T	Коефіцієнт моменту	–	–
d_a	Зовнішній діаметр якоря	м	метр
d_r	Зовнішній діаметр ротора	м	метр
E	Електрорушійна сила (ЕРС)	В	вольт
E_a	ЕРС якоря	В	вольт
E_c	ЕРС витка	В	вольт
E_d	ЕРС розсіювання	В	вольт
E_i	ЕРС самоіндукції	В	вольт
E_{mut}	ЕРС взаємної індукції	В	вольт
E_r	ЕРС ротора АМ	В	вольт
E_s	ЕРС статора АМ	В	вольт
F	Магніторушійна сила (МРС)	А·виток	ампер-виток
F_e	Електромагнітна сила	Н	ньютон
f	Частота коливань	Гц	герц
I	Струм, сила струму	А	ампер
I_a	Струм якоря	А	ампер
I_{act}	Активна складова струму	А	ампер
I_f	Струм обмотки збудження МПС	А	ампер
I_{fd}	Струм обмотки збудження СМ	А	ампер
I_{fir}	Пусковий струм	А	ампер
I_{load}	Струм навантаження	А	ампер
I_{nom}	Номінальний струм	А	ампер
I_o	Струм холостого ходу	А	ампер

1	2	3	4
I_r	Струм ротора	А	ампер
I_{reac}	Реактивна складова струму	А	ампер
I_k	Струм короткого замикання	А	ампер
I_o	Струм холостого ходу	А	ампер
I_s	Струм статора	А	ампер
J	Момент інерції	кг·м ²	кілограм-метр-квадратний
K_I	Коефіцієнт трансформації струму	–	–
K_U	Коефіцієнт трансформації напруги	–	–
K_W	Обмотковий коефіцієнт	–	–
L_{aa}	Власна індуктивність обмотки якоря	Гн	генрі
L_{af}	Взаємна індуктивність обмотки якоря і обмотки збудження	Гн	генрі
L_{fa}	Взаємна індуктивність обмотки збудження і обмотки якоря	Гн	генрі
L_{ff}	Повна власна індуктивність обмотки збудження	Гн	генрі
N	Кількість провідників	–	–
n	Коефіцієнт трансформації	–	–
n	Швидкість обертів	об/хв	оберти на хвилину
p	Кількість пар полюсів	–	–
P_{ad}	Потужність додаткових втрат	Вт	ват
P_e	Електромагнітна потужність	Вт	ват
P_{el}	Потужність електричних втрат	Вт	ват
P_F	Потужність втрат через вихрові струми	Вт	ват
P_f	Потужність втрат на збудження	Вт	ват
P_h	Потужність втрат внаслідок гістерезису	Вт	ват
P_k	Потужність втрат короткого замикання	Вт	ват
P_m	Механічна потужність	Вт	ват
P_{mec}	Потужність механічних втрат	Вт	ват

1	2	3	4
P_{mag}	Потужність магнітних втрат	Вт	ват
P_o	Потужність втрат холостого ходу	Вт	ват
R_a	Активний опір обмотки якоря	Ом	ом
R_f	Активний опір обмотки збудження	Ом	ом
R_k	Активний опір в режимі короткого замикання	Ом	ом
R_o	Активний опір в режимі холостого ходу	Ом	ом
R_m	Активний опір контуру намагнічування	Ом	ом
R_s	Активний опір контуру намагнічування	Ом	ом
s_{cr}	Критичне ковзання	–	–
T_{comm}	Період комутації	с	секунда
T_e	Момент електромагнітний	Н·м	ньютон-метр
T_f	Момент сухого тертя	Н·м	ньютон-метр
T_{fir}	Пусковий момент	Н·м	ньютон-метр
T_{load}	Момент навантаження	Н·м	ньютон-метр
U	Напруга електрична	В	вольт
U_k	Напруга короткого замикання	В	вольт
U_{nom}	Номинальна	В	вольт
U_o	Напруга холостого ходу	В	вольт
w	Кількість витків	–	–
X	Реактивний опір	Ом	ом
X_m	Реактивний опір контуру намагнічування	Ом	ом
X_k	Реактивний опір трансформатора в режимі короткого замикання	Ом	ом
δ	Повітряний проміжок (значення робочого зазору в ЕМ)	м	метр
η	Коефіцієнт корисної дії	–	–
θ_l	Кут навантаження синхронної машини	рад	радіан
θ_w	Температура обмотки	°С	градус (Цельсія)
Λ	Провідність магнітна		
μ	Проникність магнітна	Гн/м	генрі на метр

1	2	3	4
τ	Полюсна поділка	м	метр
Φ	Магнітний потік	Вб	вебер
Φ_d	Магнітний потік розсіювання	Вб	вебер
Ψ	Потокозчеплення	Вб	вебер
Ψ_a	Потокозчеплення обмотки якоря	Вб	вебер
Ψ_f	Потокозчеплення обмотки збудження	Вб	вебер
ω	Кутова швидкість, кутова частота	рад/с	радіан на секунду

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АД	– асинхронний двигун
АН	– автономний інвертор напруги
АМ	– асинхронна машина
БТ	– біполярний транзистор
ВАХ	– вольт-амперна характеристика
ГПС	– генератор постійного струму
ДПС	– двигун постійного струму
ЕМ	– електромагніт
ЕРС	– електрорушійна сила
ККД	– коефіцієнт корисної дії
КЛД	– коаксіально-лінійний двигун
ЛАД	– лінійний асинхронний двигун
ЛД	– лінійний двигун
ЛМ	– лінійна машина
МПС	– машина постійного струму
МРС	– магніторушійна сила
ПМ	– постійні магніти
ПТ	– польовий транзистор
СГ	– синхронний генератор
СД	– синхронний двигун
СК	– силовий ключ
СМ	– синхронна машина
ХХ	– холостий хід
ШП	– широтно-імпульсний перетворювач
ШІМ	– широтно-імпульсна модуляція