

621.3

Міністерство освіти і науки України
Запорізька державна інженерна академія



АКТУАЛЬНІ ПРОБЛЕМИ ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

Коллективна монографія

**Міністерство освіти і науки України
Запорізька державна інженерна академія**

Затверджено до друку
рішенням науково-методичної ради ЗДІА
протокол № від

АКТУАЛЬНІ ПРОБЛЕМИ ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

Колективна монографія

Рекомендовано до видання
на засіданні кафедри ЕС,
протокол № від

Запоріжжя
ЗДІА
2018

Критська Тетяна Володимирівна, професор; Оселечник Юрій Семенович, професор, Алексієвський Дмитро Геннадієвич, доцент; Алексєєв Олександр Геннадієвич, доцент; Бондар Вадим Юрійович, доцент; Шмалій Сергій Леонідович, доцент; Кісельов Єгор Миколайович, доцент; Таранець Андрій Вікторович, старший викладач; Строїтелева Ніна Іванівна, доцент, Луценко Вадим Юрієвич, доцент, Туришев Костянтин Олегович, асистент; Панкова Ольга Олегівна, аспірант.

Відповідальний за випуск: зав. кафедри ЕС

професор Критська Т.В.

Рецензенти:

А.В.Переверзєв, д.т.н., професор, проректор з наукової роботи ЗІЕІТ,

В.І. Пожуєв, професор, доктор фіз.-мат. наук, ЗНТУ

В.М. Матюшін, фіз.-мат. наук, професор ЗНТУ

Критська Т.В., Оселечник Ю.С., Алексієвський Д.Г., Алексєєв О.Г., Бондар В.Ю., Шмалій С.Л., Кісельов Є.М., Строїтелева Н.І., Луценко В.Ю., Таранець А.В., Туришев К.О., Панкова О.О.

Актуальні проблеми промислової електроніки. Колективна монографія /під ред. Критської Т.В. Запоріж. держ. інж. акад. - Запоріжжя; ЗДІА, -2018р.- 196 с.

ЗМІСТ

ВСТУП	6
1 АСПЕКТИ ЗАСТОСУВАННЯ КРИСТАЛІЧНОГО КРЕМНІЮ ДЛЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ, СИЛОВОЇ І СОНЯЧНОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ. Т.В.Критська	7
1.1 Світовий рівень розвитку мікро- наноелектроніки	7
1.2 Вимоги до монокристалів кремнію	16
2 ДОСЛІДЖЕННЯ ФІЗИКО-ЕЛЕКТРИЧНИХ ПРОЦЕСІВ У ФОТОПРИЛАДОВИХ СТРУКТУРАХ НА ОСНОВІ КОМБІНОВАНОГО P–I–N ДІОДУ. Є.М. Кісельов; А.В. Таранець	34
2.1 Розробка узагальненої методики досліджень функціонально – інтегрованих структур	34
2.2 Дослідження комбінованого p–i–n діоду	36
2.2.1 Синтез сіткової моделі p–i–n діоду	36
2.2.2 Результати моделювання p–i–n діоду	37
2.2.3 Дослідження статичних характеристик p–i–n діоду	40
2.2.4 Дослідження динамічних характеристик p–i–n діоду	42
3 СТАН ТА ПЕРСПЕКТИВИ ЗАСТОСУВАННЯ ВІТРОЕЛЕКТРОГЕНЕРУЮЧИХ СИСТЕМ З АЕРОДИНАМІЧНИМ МУЛЬТИПЛІКУВАННЯМ. Д.Г. Алексієвський	45
4 УПРАВЛІННЯ ВІТРОУСТАНОВКОЮ ЗІ ЗМІННОЮ ШВИДКІСТЮ. О.О.Панкова	59
5 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ПЕРЕТВОРЕННЯ НЕВИКОРИСТОВУЄМОЇ ЕНЕРГІЇ НА ОСНОВІ ПРОЕЛЕКТРИЧНОГО ЕЛЕМЕНТУ. Є.М. Кісельов, А.В. Таранець	71
6 ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ПРИСТРОЇВ ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ ЩЛЯХОМ ЗАСТОСУВАННЯ СУПЕРКОНДЕНСАТОРІВ. В.Ю. Бондар	81
6.1 Використання суперконденсаторів в вітроелектричних станціях (ВЕС)	82

6.2 Аналіз впливу суперконденсаторів на підвищення ефективності роботи ВЕС при наявності турбулентності набігаючого вітрового потоку	87
6.3 Розрахунки впливу застосування суперконденсаторів	92
7 МІКРОКОНТРОЛЕРИ STM32. С.Л. Шмалій	97
7.1 Загальні відомості про STM32 мікроконтролери	97
7.2 Історія створення мікроконтролерів STM32	98
7.3 Огляд лінійок мікропроцесорів STM32	104
7.4 Базові характеристики серії STM32F4	105
7.5 Архітектура мікропроцесорів STM32	109
7.6 Периферійні модулі STM32	112
7.7 Cortex-M4	114
8 РОЗРОБКА ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ НА ПЛАТФОРМІ ARDUINO. Н.І. Строїтелева	117
8.1 Основні функціональні елементи платформи Arduino	117
8.2 Різновиди повнофункціональних пристроїв Arduino	119
8.3 Основні відомості про Arduino Mega 2560	122
8.4 Принципи практичної роботи з платформою Arduino	125
8.5 Мова програмування в програмному забезпеченні Arduino	128
9 ПРАКТИЧНІ АСПЕКТИ ПРОГРАМУВАННЯ МІКРОКОНТРОЛЕРІВ AVR. О.Г. Алексєєв	133
9.1 Операції з регістрами	133
9.1.1 Форма запису констант	133
9.1.2 Команди зсувів	134
9.1.3 Арифметичні інструкції	135
9.1.4 Логічні інструкції	135
9.1.5 Бітові операції з регістрами	136
9.2 Команди розгалуження	137
9.2.1 Інструкції безумовних переходів	137
9.2.2 Переходи по стану бітів регістрів	138
9.2.3 Статусний регістр SREG	139

9.2.4 Команди умовного переходу та розгалуження	141
9.2.4.1 По рівності вмісту двох регістрів	141
9.2.4.2 По рівності вмісту регістра з константами	142
9.2.4.3 Біт C регістру SREG	144
9.2.4.4 Розгалуження за умовами виду « $R16 < R17$ »	145
9.2.4.5 Розгалуження за умовами виду « $R16 \leq R17$ »	146
9.2.4.6 Розгалуження за умовами виду « $R16 < R17 < R18$ »	147
9.2.4.7 Узагальнення умов розгалуження по одному біту	148
9.2.4.8 Розгалуження по рівності «1» декількох бітів	148
9.2.4.9 Розгалуження по рівності «0» декількох бітів	150
9.2.4.10 Розгалуження по рівності «0» и «1» декількох бітів	151
9.2.4.11 Розгалуження за станом окремих бітів портів	152
10 ВІЗУАЛЬНЕ МОДЕЛЮВАННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ Д.Г. Алексієвський, К.О. Туришев	153
10.1 Побудова математичної моделі однофазного керованого мостового випрямляча	154
10.2 Побудова математичної моделі трифазного мостового випрямляча	157
11 ОСНОВИ РОЗРАХУНКУ КОМУТАЦІЙНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ СИГНАЛІВ ТЕРМОПАР В.Ю. Луценко, Ю. С. Оселедчик	165
11.1 Аналіз електромагнітних процесів перетворення сигналів термо-ЕРС	167
11.2 Рекомендації щодо використання комутаційних перетворювачів для роботи з датчиками з низьким опором	178
СПИСОК ПОСИЛАНЬ	180

ВСТУП

Сучасна електроніка, що базується на знанні фізичних законів, явищ і закономірностей, має на меті створення різноманітних приладів, інтегральних схем і електронних систем, що працюють на їх основі. На сьогоднішній день електронні пристрої виконують найрізноманітніші функції. Сюди відносяться функції генерації і посилення сигналів, перетворення їх спектру, комутаційні, електрооптичні і фотооптичні перетворення.

Оптимальне насичення енергетики засобами силової електроніки дозволить заощадити не менше 10...15% виробленої енергії, що приблизно дорівнює внеску всієї атомної енергетики. Близько половини електроенергії, що виробляється в світі на теплових, гідро- і атомних електростанціях, піддається перетворенню для потреб споживачів за допомогою засобів силової напівпровідникової електроніки. З ростом частки вітроенергетики в загальному обсязі електрогенерації найважливішими проблемами будуть її акумулювання та інкорпорування в загальну енергосистему.

Величезне різноманіття типів і класів приладів електронної, обчислювальної техніки, сілової-, радіо- і оптоелектроніки, використовуваних при конструюванні пристроїв промислової електроніки, ускладнює побудову єдиного курсу в рамках годин, передбачених навчальними планами. Тому оптимальним, на наш погляд, є використання індуктивного підходу (від часткового до загального) у викладі матеріалу даної монографії, що дасть можливість самостійно сформулювати уявлення про розмаїття підходів у вирішенні завдань конструювання і експлуатації електронних систем.

1 АСПЕКТИ ЗАСТОСУВАННЯ КРИСТАЛІЧНОГО КРЕМНІЮ ДЛЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ, СИЛОВОЇ І СОНЯЧНОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

Т.В.Критська, професор, д.т.н.

1.1 Світовий рівень розвитку мікро- наноелектроніки.

Великих успіхів напівпровідникової промисловості за 60-річну історію її існування, в основному, пов'язані з кремнієм. Найбільш наукомісткою сферою його споживання є мікроелектроніка. Ринок мікросхем і елементів, що виготовляються з кремнію із застосуванням мікроелектронних технологій, в даний час поступається виробництву ФЕП і знизив темпи свого зростання, що спостерігалися в 70...90 рр. Однак освоєння нових технологій триває і продукція мікроелектроніки охоплює все нові сфери використання в промисловості, транспорті, авіакосмічній техніці, споживчих товарах і пристроях. Наприклад, в телевізійних приймачах 80-х років частка ІС становила ~ 10%, в даний час - перевищує 70%, а до 2040 р. досягне 100%. Завдяки розвитку полімерної електроніки в недалекому майбутньому в єдиному технологічному циклі може бути виготовлений весь телевізійний приймач, включаючи екран [1].

Якщо в 60-х роках при отриманні монокристалів кремнію за методом Чохральського використовували завантаження масою ~ 1 кг, то до 2000 р. промисловістю були освоєні процеси вирощування 200-мм монокристалів з завантажень ~ 100...150 кг, а потім і 300-мм з завантажень до 300 кг (діаметр тигля 823 мм). У 1995 р. отримані перші монокристали діаметром 400 мм (рис. 1.1, 1.2), а в 2013р. п'ять провідних світових компаній, серед яких Intel, TSMC і Samsung, оголосили про свою готовність використовувати в своєму виробництві пластини діаметром 450 мм [2]. Для серійного вирощування таких монокристалів потрібні установки з завантаженням кремнію масою ~ 450 кг і тиглі діаметром 1100 мм. До кінця поточного десятиліття прогнозують

освоєння процесів вирощування монокристалів і виготовлення пластин діаметром до 675 мм [3,4]. Розробку типових теплових вузлів і режимів вирощування для отримання монокристалів із заданими структурою і якістю в даний час ведуть з використанням суперкомп'ютерів і спеціалізованого програмного забезпечення



Рисунок 1.1 – Вид бездислокаційних монокристалів кремнію діаметром 400 мм і поліровані пластини кремнію діаметром 200 і 400 мм (GADEST 1995)



Рисунок 1.2 – Монокристал кремнію діаметром 200 мм, висотою 3,05 м [2]

Сьогодні необхідна розробка єдиної ідеології рішення науково-технічних проблем по всьому технологічному циклу: монокристал-пластина-інтегральна схема (ІС), тобто найтісніша взаємодія виробників і споживачів кремнію.

В якості вихідного матеріалу для виготовлення ІС використовують кремнієві поліровані пластини і пластини Si з нарощеним епітаксіальним шаром. Деякі з основних параметрів кремнієвих пластин представлені в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Основні параметри кремнієвих пластин* [7]

Параметр	Значення
Метод вирощування	Чохральського, безтигельне зонне плавлення
Легуючий елемент	P, B, As, Sb
Питомий електричний (об'ємний) опір, Ом·см	0,001...12000
Кристаліграфічна орієнтація	(100); (110); (111)
Відхилення орієнтації поверхні від заданої кристаліграфічної площини, град	0,1...1
Товщина пластини:	
2 дюйма (50,8 мм).	275 мкм.
3 дюйма (76,2 мм).	375 мкм.
4 дюйма (100 мм).	525 мкм
5 дюймів (127 мм) и 125 мм (4.9 дюйм).	625 мкм
5,9 дюйма (150 мм, «6 дюймів»)	675 мкм.
7,9 дюйма (200 мм, «8 дюймів»).	725 мкм.
11,8 дюйма (300 мм, «12 дюймів»)	775 мкм.
18 дюймів (450 мм). (очікується)	925 мкм)
Загальна зміна товщини по пластині (TTV), мкм	< 1
Полірування	14 клас

• параметри, які не вказані в таблиці, відповідають міжнародним стандартам SEMI

Ринок виробників пластин фрагментований і містить групу основних постачальників і більш дрібних компаній, які виробляють продукцію менш значимого рівня. Серед виробників пластин в числі лідерів знаходиться

Тайванська компанія Taiwan Semiconductor Manufacturing Corp. (TSMC, виручка TSMC ~ 14 млрд дол. США), на другому місці компанія UMC - 3,6 млрд дол.), на третьому місці компанія Globalfoundries мала (3,5 млрд дол.), На четвертому - Semiconductor Manufacturing International Corp. (SMIC, 3 млрд дол.). На 5 місці загального списку і на першій позиції в списку компаній другого ешелону знаходиться Компанія Tower Semiconductor Ltd. (613,0 млн дол. США), яка для збільшення своєї пропускної здатності протягом тривалого часу активно поглинала підприємства, що займаються виробництвом пластин. Подібна практика, яка передбачає експертну оцінку, придбання фабрики, наступну реконструкцію і будівництво, найбільш ефективна для задоволення попиту на напівпровідниковому ринку і виправдала себе на багатьох виробничих компаній другого рівня в Китаї і Європі [5].

Перехід на пластини великих діаметрів дуже скрутний для окремо взятого підприємства, внаслідок його масштабності і значущості капітальних вкладень, навіть якщо це підприємство займає лідируючі позиції в індустрії. Перехід з 300мм на 450мм підкладки в перспективі дозволять знизити собівартість виготовлення однієї мікросхеми. Однак переоснащення виробничих потужностей, крім істотних інвестицій, потребують також підтримки нових промислових стандартів з боку партнерів по індустрії Intel, Samsung і TSMC відзначають, що підвищення окупності вкладених інвестицій та істотне зниження витрат на наукові дослідження і розробку технології 450-мм підкладок можливо за рахунок застосування узгоджених стандартів, оптимізації змін інфраструктури, автоматизації виробництва, а також виконання загального графіка робіт. Компанії вважають також, що підхід з позицій співпраці допоможе звести до мінімуму ризик і витрати, пов'язані з переходом на нову технологію і мають намір продовжувати співпрацю з Міжнародним консорціумом Sematech (ISMI), що грає найважливішу роль в координації зусиль галузі в питанні поставок 450-мм пластин, визначення стандартів, а також розробки випробувальних стендів для обладнання [6].

Загальна площа поверхні 450-мм підкладки і кількість друкованих кристалів ІС більш, ніж в 2 рази перевищують відповідні показники для 300-мм підкладок, і за розрахунками дасть економію близько 30%, приблизно аналогічну переходу з 200 на 300-мм пластини. Витрати на інвестиції за оцінками можуть дійти до 60 мільярдів доларів. Окупність таких великих інвестицій може скласти близько 8 років (за аналогією з переходом з 200 на 300 мм пластини). Вартість 1 см² 450-мм підкладки зрівняється з поточною ціною 1 см² 300-мм для очистки підкладки раніше 2025 р., а на початок використання буде в 4...5 разів дорожче (рис. 1.3, [2]).

Загальні тенденції переходу:

- 30...100% збільшення вартості виробничих площ, технічного обслуговування і устаткування для автоматизації;
- 20...50% збільшення вартості літографічного обладнання;
- 10...30% зниження пропускної здатності обладнання, що проєцирує;
- 15% зниження трудовитрат;
- 70% збільшення витрат на реактиви;
- скорочення викидів шкідливих речовин і води, які використовуються в процесі виробництва (поліпшення екологічної обстановки, зниження шкоди, що завдається навколишньому середовищу заводами з виготовлення напівпровідникової продукції) [8].

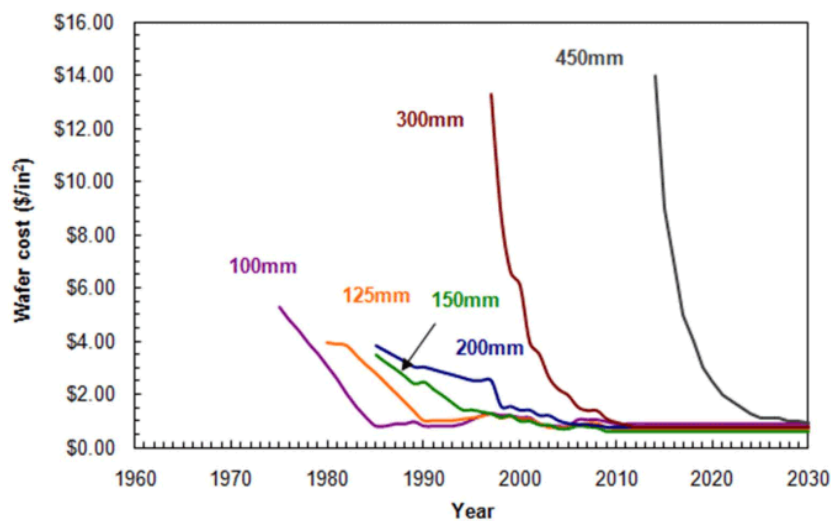


Рисунок 1.3 – Зміна вартості квадратного дюйма кремнієвої пластини з часом [2]



Рисунок 1.4 – Поліровані пластини кремнію діаметром 450 і 300 мм [2]

У той же час ефективність переходу очевидна. За рахунок збільшення площі підкладки в 2,25 рази, на ній можна розмістити більшу кількість прямокутних чипів. Наприклад, на 300-мм підкладці вдається розмістити близько 160 ядер мікропроцесора Tahiti XT, що мають площу 352 мм^2 , а на 450-мм підкладці вже 386 (рис. 1.4, 1.5), що в 2,41 рази більше. З цього випливає, що фабрика виробничою потужністю 40...45 тис. пластин здатна випустити стільки ж чипів, що і 300-мм фабрика потужністю 100 тис. пластин. Фабрика 450-мм пластин продуктивністю 40 тис. шт. обійдеться на 25% дешевше, ніж 300-мм фабрика на 100 тис. пластин. Економія відбувається багато в чому за рахунок літографічного обладнання, вартість якого не збільшується порівняно потужності. Для кожного досконалішого технологічного процесу унікальність і продуктивність нового обладнання компенсує збільшення його вартості, що в загальні, призводить до зростання вигоди від переходу на більший діаметр пластин [8].

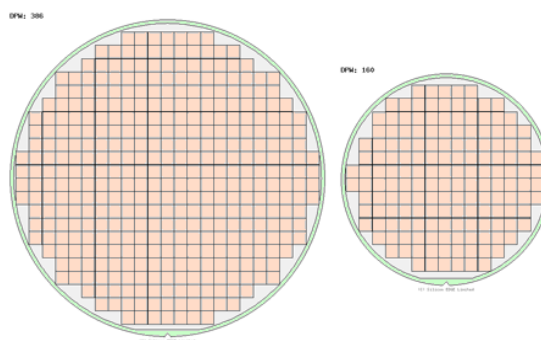


Рисунок 1.5 – Розміщення ядер мікропроцесора Tahiti XT площею 352 мм^2 на пластинах діаметром 300 і 450 мм [2]

Технологія виробництва напівпровідникової продукції з субмікронними розмірами елементів заснована на широкому колі складних фізико-хімічних процесів. Це механічна обробка пластин (по 14-го класу чистоти з відхиленням від площинності не більше 1 мкм), отримання тонких плівок термічним й іонно-плазмовим розпиленням у вакуумі, застосування ультразвуку, лазерного випромінювання, небезпечних хімічних елементів і сполук (концентровані кислоти, луги, білий фосфор і ін.), отжиг у кисні і водні, високі робочі температури виробничих операцій та їх прецизійну підтримку. Наприклад, в робочій зоні дифузійних печей відхилення температури від заданого номіналу не повинно перевищувати $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$. Все це обумовлює особливі вимоги до виробничої гігієни (так звана вакуумна або електронна гігієна). Електронна гігієна передбачає розміщення кристалів виробництв в герметичних робочих зонах (повітряні щлюзи, герметичні стелі, ламінарний повітрообмін, антистатичні підлоги), використання спеціального одягу (по визначенню Intel спецодяг працівників отримав назву bunny suit - «костюм кролика»). В повітрі робочих зон найбільш відповідальних виробничих операцій (обробка пластин, літографія, дифузія, збірка) число зважених в літрі повітря частц розміром 0,1...5 мкм не повинно перевищувати визначену для даної категорії приміщення величину, що контролюється спеціальними лічильниками частинок.

У 1960-і роки Гордон Мур, згодом один із засновників корпорації Intel, встановив закономірність у розвитку комп'ютерів: обсяг комп'ютерної пам'яті подвоюється приблизно кожні два роки. Це емпіричне правило в комп'ютерній індустрії незабаром поширилося і на кожен показник продуктивності комп'ютера - розмір мікросхем, швидкою процесора і т. д. (рис. 1.6). Слідство закону Мура - кількість МДН транзисторів в чипі зростає експоненціально. Закон Мура визначає фантастичні, недоступні жодній іншій галузі економіки темпи розвитку напівпровідникової індустрії.

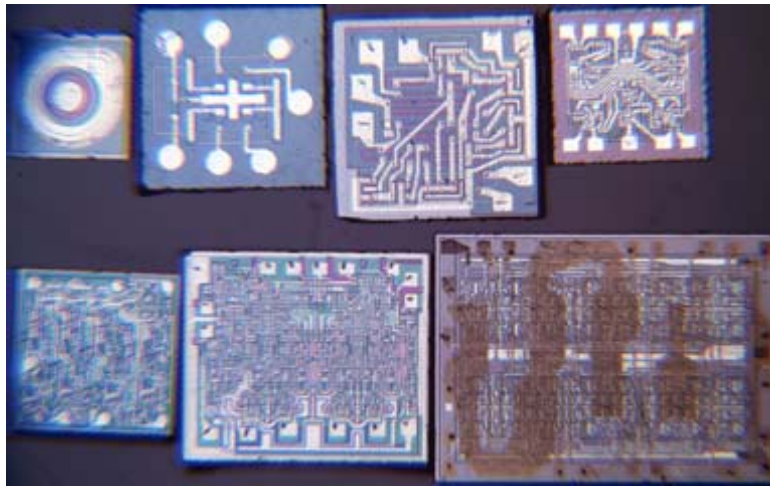


Рисунок 1.6 – Чипи, які Гордон Мур використовував як доказ геометричній прогресії в мікроелектроніці

Згідно ринкової стратегії, окупність мікросхем можлива, якщо їх виробництво і збут обчислюється мільйонами, інакше пристрої, які їх використовують, ніхто не купить через ціни. Для розробки, адаптації до масового виробництва і побудови самого виробництва нових виробів мікроелектроніки потрібна величезна кількість грошей - куди більше ціни сучасної фабрики. Мікроелектронні компанії інвестували в НДДКР для переходу до 32...28 нм технології 1,2 млрд. Доларів і 2...3 млрд. для 22...20 нм. На рис. 1.7 представлений характер зміни розміру транзистора і щільності їх упаковки на одному квадратному міліметрі ІС у різних виробників в період з 1965 по 2015 рр.

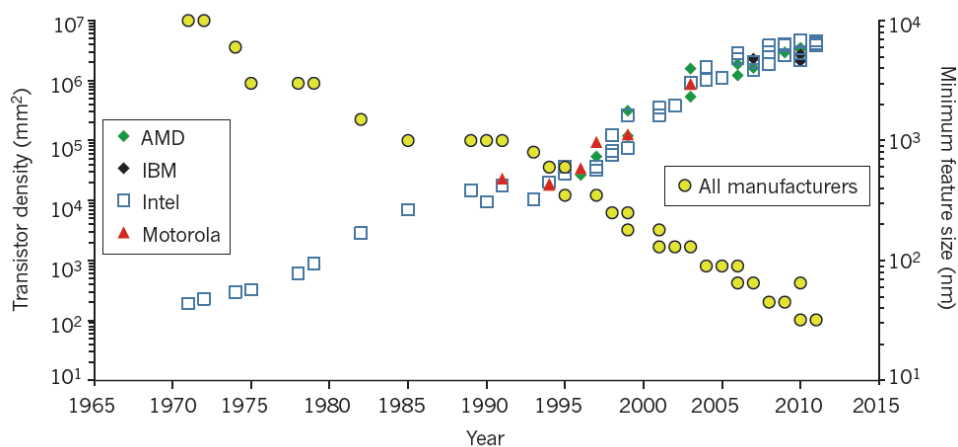


Рисунок 1.7 – Тенденції зміни характерного розміру транзистора і їх кількості на одному мм² кристала ІС [9]

Проектування чипа для 32 нм коштує 50...90 млн. доларів і 120...200млн. доларів для 22 нм. Компенсація витрат на розробку і виробництво зажадає продати 30...40 млн. 32-нанометрових кристалів і 60...100 млн. на 20-нм. Дотримуючись закону Мура, світова мікроелектроніка спростовує побоювання про непереборних фізичних обмеженнях, після яких галузь або назавжди зупинить свій розвиток, або буде змушена перейти на принципово нові матеріали і ефекти (рис.1.8) [10].

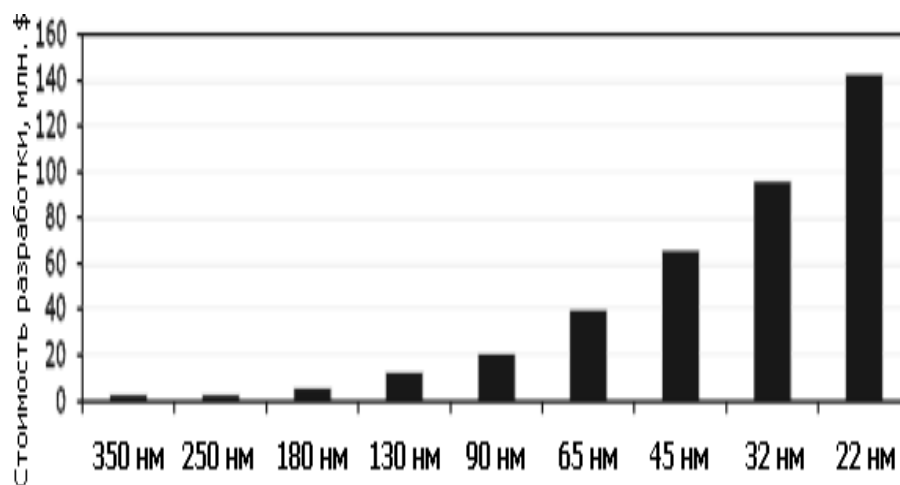


Рисунок 1.8 – Вартість розробки мікросхеми в залежності від технологічної норми (дані IBS, GlobalFoundries) [10]

До 45-нм ціна щороку подвоювалася, починаючи з 45-нм - збільшується приблизно в 1,5 рази. Різке зростання абсолютних цін витісняє бесфабричні дрібні компанії ринку цифрових процесорів.

До 2060 року розміри елементів мікросхеми відповідно до закону Мура повинні будуть стати розміром з одиночний атом, що неможливо, з точки зору квантової механіки, і може покласти край його панування. Але реальним гальмом може бути ефект глобального насичення ринку - внаслідок високої якості і довговічності виробів міняти процесори і пам'ять кожні рік-два на нові вже не буде потрібно. Можливо, років через 10 не кожна держава чи приватна фірма захочуть фінансувати технології мікроелектроніки, пов'язані з надвисокими ризиками.

1.2 Вимоги до монокристалів кремнію

Перехід на 450-мм пластини дозволить зберігати колишні темпи і прибутковість мікроелектронних виробництв і до 2020 р. почати виробництво чипів з трільйоном транзисторів. Перехід дозволить вирішити проблему зростаючого числа масок і кроків виробництва, розподілити витрати на більше число чипів, скоротивши при цьому час на створення окремого кристала.

Для переходу до 28-нм чипів Тайванська фірма TSMC, починаючи з 1994р., розширила штат проектувальників топології мікросхем в тридцять разів. Якщо зберегти дану пропорцію в наступних поколіннях чипів, доведеться найняти всіх фахівців з дизайну мікросхем на планеті. Фірма Molecular Imprints, розробила технологію імпринт-літографії (J-FIL- електронна літографія і анізотропне плазмохімічне травлення), що дозволяє формувати нанорельєф і виготовляти 10-нм структури за один крок.

Постійні зміни відбуваються не тільки в напівпровідникових технологіях, але і в архітектурі мікропроцесорів (в їх логічних структурах, наборах команд і регістрів, зовнішніх інтерфейсах, ємності вбудованої пам'яті).

Розробники мікропроцесорів прагнуть розмістити швидкодіючу пам'ять максимально великої місткості якомога ближче до процесора і скоротити затримки доступу до пристроїв введення-виведення. Цифрові процесори майбутнього повинні оснащуватися шинами зі значно більш швидким доступом до основної пам'яті, графічної підсистеми і пристроїв буферизованного доступу з вузькою смугою пропускання, що визначається тенденцією до об'єднання всіх основних вузлів ПК на одному кристалі. У наступному десятилітті широке поширення отримають саме багатопроцесорні кристали (Chip Multi-processors - CMP), у яких міститься кілька процесорних ядер в одній мікросхемі, що зможе відстрочити настання «кінця кремнієвої ери», який прогнозувався до 2017р. [11].

Прагнення підвищити ступінь інтеграції в 1970-х роках зіткнулося з проблемою зниження ціни ІС на 1 біт пам'яті динамічного оперативного

пристрою запам'ятання (ДОЗП). Зниження собівартості мікросхем відбулося за рахунок зростання діаметрів пластин, який з 1970 по 1996 рр. виріс в 8 разів - з 38 до 300 мм. Проблема підвищення ступеня інтеграції була вирішена завдяки зменшенню розмірів транзисторів, що особливо добре себе зарекомендувало в технології МОН структур. Прогрес мікроелектронних технологій забезпечив кардинальне удосконалення технологічного обладнання (для механічної обробки пластин, процесів фотолітографії), розробку ряду технологічних прийомів щодо зниження опору між з'єднаннями, підвищенню ефективності ізоляції між елементами ІС (рис.1.9). Вирішенню цих проблем багато в чому сприяли створені технології «напруженого кремнію» (strained silicon), пошарового атомного осадження (Atomic Layer Deposition, ALD) і НКМГ - High-k [dielectric and] Metal Gate (ізолятор з високою діелектричною проникністю і металевий затвор) [11, 12].

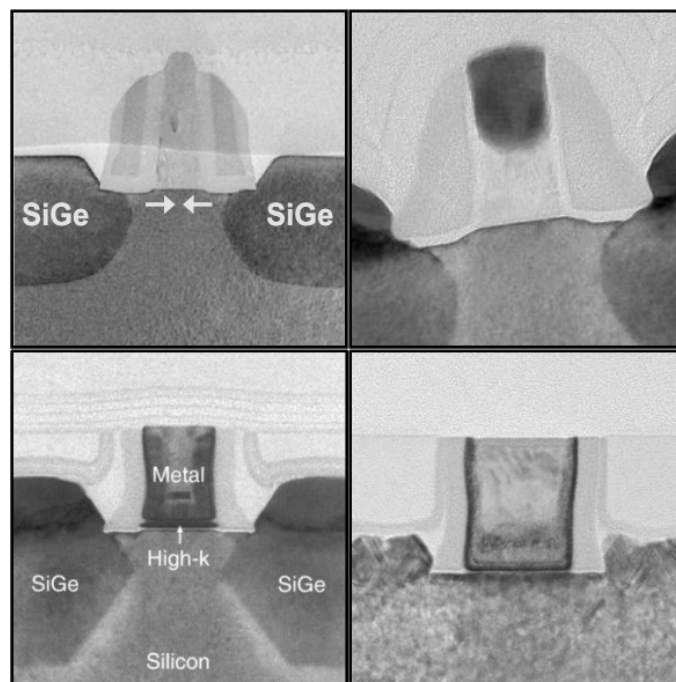


Рисунок 1.9 – Останні чотири покоління транзисторів Intel (зліва направо, зверху вниз) - 90 (2003 р. перше застосування напруженого кремнію), 65 (2005), 45 (2007, перше застосування комбінації НКМГ) і 32 нм (2009) [13]

Ці технології дозволили збільшити рухливість носіїв в каналі і поліпшити ефективність ізоляції металевих доріжок з'єднання, уникаючи діелектричного

пробою через дуже тонкий шар діелектрика між ними. Приклад сучасного технологічного процесу виготовлення р-канального транзистора наведено на рис. 1.10 [13].

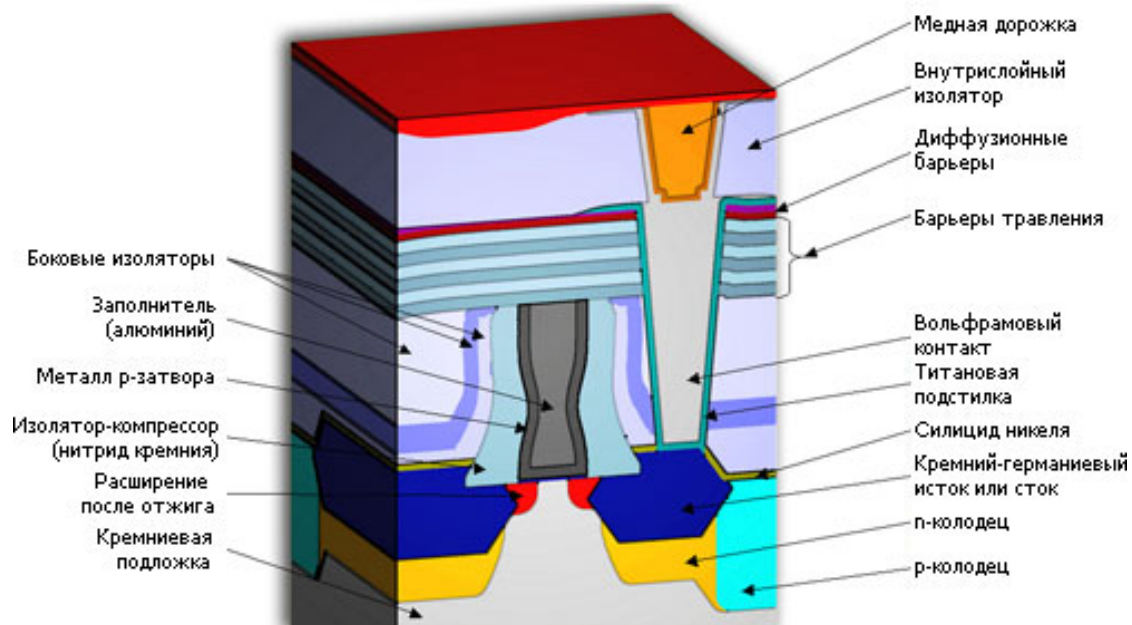


Рисунок 1.10 – Пристрій 45-нанометрового р-канального транзистора в мікросхемах Intel [13]

Основними особливостями такого процесу є:

- використання пластини з монокристалічного кремнію (НЕ КНІ), «суха» літографія на 193 нм (ексимерний лазер ArF) з подвійним структуруванням;
- довжина затвора - 35 нм (як і в 65-нанометровому процесі);
- крок затвора - 160 нм без ізоляторів (на 27% менше, ніж в 65-нанометровому) і 200 нм з ними (на 9% менше);
- осадження металевого «затвору останнім»;
- випрямлення кутів затвору за допомогою покриття другим видом фоторезисту;
- еквівалентна товщина високо проникного підзатворного ізолятора - 1 нм;

- для поліпшення рухливості дірок у р- канальних транзисторів легування германієм витоку і стоку збільшено з 23 до 30%, що в сукупності збільшило частоту на 51%;
- зіспрямовані по всьому чипу канали;
- 10-шарові між з'єднання (починаючи з 2-го шару - мідні) з ізолятором з легованого вуглецем діоксиду кремнію, включаючи розміщений на витоках і стоках «нульовий» шар вольфраму, що також служить дифузійним бар'єром;
- майже всюди парні шари металу паралельні каналам, непарні - перпендикулярні;
- останній, найбільш товстий шар металу працює як термо- і енерго-розподільувач для всього кристалу;
- широке використання фіктивних структур (доріжок і затворів) для вирівнювання локальної щільності і теплопровідності;
- без свинцева пайка кристала в корпус.

Компанії Intel належить 83,7% світового ринку мікропроцесорів, компанії AMD - 10,22%. У компанії Intel знайшли спосіб продовжити дію закону Мура. У 2011 р. були створені перші в світі процесори по 22-нм технології Ivy Bridge для ноутбуків, настільних комп'ютерів і серверів. Використано транзистори з новою об'ємною структурою - Tri-Gate. До цього моменту в масовій електроніці використовувалися виключно планарні структури. Технологія Tri-Gate, створена фахівцями Intel у 2002 році, передбачає тривимірну структуру затвора транзистора. Процесори на транзисторах Intel 3-D Tri-Gate працюють на менших напругах і з меншими струмами витоку, що підвищує їх енергетичну ефективність і дає значний приріст швидкодії. У порівнянні зі звичайними 32-нм транзисторами, 22-нм Tri-Gate мають ряд переваг: підвищення продуктивності на 37%, зниження споживаної потужності на 50%, що дозволяє різко підвищити час автономної роботи мобільних пристроїв (рис. 1.11) [14], при чому канал поставлений вертикально, оточений затвором з трьох сторін через прошарок у вигляді тонкого ізолятора.

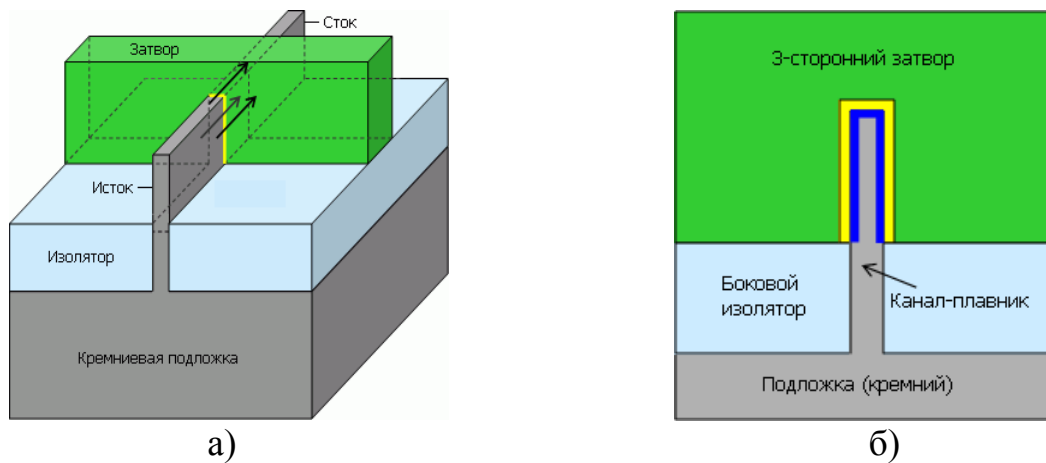


Рисунок 1.11 – Трьох затворний транзистор компанії Intel
а) перетин уздовж каналу; б) вид збоку

У планарному транзисторі поверхню сполучення являє собою одну площину. Поверхня зверненого шару більше, витоку струму з каналу немає [15].

У порівнянні з 10-мкм техпроцесом Intel i4004 22-нм транзистор працює в 4000 разів швидше, споживаючи в 5000 менше енергії і коштує в 50000 менше. Промисловий випуск 22-нм процесорів здійснюється Intel з 2012 р. тривимірних транзисторах (FinFET - польові транзистори з плаваючим затвором) число затворів може бути збільшено за рахунок стоншення і вертикального розміщення каналу. Для багатозатворних транзисторів (multigate FET, MuGFET) напруга перемикачання і струми витоку будуть менше, а швидкість перемикачання більше. Сучасні транзистори виробництва Intel відкриваються і закриваються зі швидкістю 1,5 трильйона разів в секунду. Щоб включити і вимкнути електричний вимикач 1,5 трил. разів, людині знадобиться 25 тис. років. Світовий рекорд частоти процесора, зафіксований в 2011 р. (процесор AMD FX), продемонстрував можливість його розгонки до 8,429 ГГц. Вироби, розраховані на частоти до 4,2 ГГц, можуть бути розігнані до 6,5 ГГц із застосуванням систем охолодження на рідкому азоті.

Компанія Intel освоїла випуск процесорів Atom (умовне позначення Valley View 2). В силу високого ступеню інтеграції, ці вироби вже правильніше називати не процесорами, а однокристальними системами. Виготовлені на базі

Intel Atom Z2760 планшети будуть мати товщину 8,5 мм і масу 700 гр. Час їх автономної роботи перевищить 10 годин у режимі перегляду відео високої чіткості з локальної пам'яті. У режимі очікування пристрій зможе підтримуватися на одній зарядці до трьох тижнів. Максимальна швидкість включення пам'яті об'ємом 2 ГБ становить 800 МТ/с. Можливе підключення приймача GPS, акселерометра, компаса та інших датчиків. Характер вдосконалення технології цифрових процесорів компанії Intel представлений на рис. 1.12.

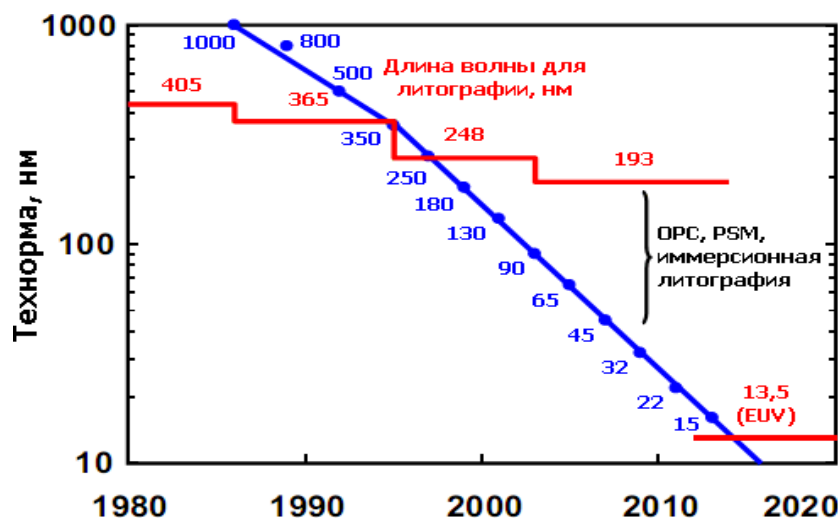


Рисунок 1.12 – Технологічні норми для цифрових процесорів Intel [13]

За останні 30 років продуктивність суперкомп'ютерів зросла в мільйон разів. За свідченням Intel, в 2013 році в найбільших суперкомп'ютерах встановлювався один мільйон процесорів, в 2015 році це число подвоїлося, а до 2020 року досягне 8 млн. До 2015 року продуктивність суперкомп'ютера досягла 100 петафлопс (10¹⁵ операцій з плаваючою комою в секунду), а в 2018 році взята відмітка 1 ексафлопс (10¹⁸ операцій в сек.) [14].

Обсяг ринку твердотільних накопичувачів SSD (solid-state drive) в 2012 р. експертами IHS iSuppli оцінювався в 7,5 млрд. дол. В даний час SSD застосовуються в компактних пристроях (ноутбуки, нетбуки, комунікатори, смартфони) і здатні істотно підвищити швидкодію персональних комп'ютерів (до 56% в порівнянні з жорсткими дисками). Завдяки відсутності рухомих

компонентів вони більш надійні, прискорюють завантаження системи, можуть довше працювати в автономному режимі, ніж традиційні жорсткі диски, мають високу міцність, витримують удари і падіння без втрати накопичених даних, економлять енергію.

Твердотільний накопичувач (на базі контролера і флеш-пам'яті) Intel SSD 330 об'ємом 240 ГБ виконаний в корпусі типорозміру 2,5 дюймів товщиною 9,5 мм, інтерфейс SATA 6 Гбіт/с, укомплектований контролером LSI-SandForce і пам'яттю MLC NAND, вироблених за технологічним процесом 25 нм. Максимальні швидкості читання і запису складають 500 і 420 МБ/с, відповідно, продуктивність при читанні і запису з довільним доступом блоками розміром 4 КБ - 42 000 і 52 000 операцій в секунду, відповідно. Samsung приступила до масового виробництва «ультрашвидких» модулів пам'яті eMMC Pro Class 1500. Обсяг 16, 32 і 64 ГБ, швидкості послідовного читання і запису складають 140 і 50 МБ/с, відповідно. Продуктивність при читанні з довільним доступом - 3500 операцій в секунду, при записі - 1500 операцій в секунду; фізичні розміри: модель об'ємом 64 ГБ має товщину 1,2 мм, масу 0,6 г. може зберігати ~ 16 000 файлів у форматі MP3 [15,17].

Компанією HP створений мемристор, четвертий базовий елемент електронних схем з універсальною пам'яттю, яка одночасно замінює динамічну пам'ять з довільним доступом і флеш-пам'ять. Мемристори можуть кардинально змінити технології зберігання інформації [18]. Фірмою IBM розроблено технологію «трекової пам'яті» (racetrack memory). Заснований на цій розробці новий клас запам'ятовуючих пристроїв дозволить багаторазово, не менше ніж в 100 разів, збільшити обсяг пам'яті і використовувати при цьому набагато менше електроенергії. Трекова пам'ять об'єднує в собі кращі сторони флеш-пам'яті і жорстких магнітних дисків. У ній дані зберігаються у вигляді магнітних областей (треків) шириною в кілька десятків нанометрів. Вперше вдалося з високою точністю контролювати розміщення доменних стінок на треках під впливом імпульсів електричного струму, тобто визначити характеристики фізичного ефекту переміщення і обробки цифрової інформації.

Таким чином вдалося довести, що магнітні домени можуть виступати в ролі нанорозмірних «хранителів» даних, здатних зберігати, щонайменше, в 100 разів більше інформації в порівнянні з сьогоdnішніми технологіями. Доступ до збережених у вигляді магнітних доменів даних може здійснюватися набагато швидше. Контролюючи параметри електричних імпульсів в пристрої, що запам'ятовує, можна переміщати ці доменні стінки по треках з величезною швидкістю, зупиняти їх і розміщувати точно на необхідних позиціях, що дозволяє забезпечити доступ до великих масивів інформації, що зберігається, менш ніж за 1 нс [19].

Пам'ять з довільним доступом, побудована на переході речовини з одного фазового стану в інше (Phase-change Random Access Memory, PRAM) може стати альтернативою оперативної пам'яті (DRAM) і флеш-пам'яті. У PRAM для запису інформації використовуються різні фазові стани матеріалу - кристалічний і аморфний. Зміна стану відбувається під дією електричних імпульсів. За швидкодією PRAM приблизно в 100000 разів перевершує флеш-пам'ять. Швидкість запису становить приблизно 10 нс. У порівнянні з флеш-пам'яттю істотно підвищується і надійність. Якщо флеш-пам'ять витрачає свій ресурс при кожній операції запису, і її чипи витримують 10000...100000 операцій, то у PRAM це значення становить 100000000. Компанії Samsung і Micron Technologies впритул підійшли до серійного випуску PRAM щільністю 8 Гбіт по 20-нанометровому техпроцесу [20 -22].

IBM і Micron Technology намір серійно випускати нову пам'ять Hybrid Memory Cube (HMC) за технологією CMOS з міжшаровими сполуками для електричного зв'язку між зібраними в стопку кристалами DRAM і кристалом зі схемою високошвидкісного введення-виведення. Буде використаний 32-нм техпроцес. Така компоновка забезпечує істотний приріст продуктивності при одночасному зниженні габаритів і енергоспоживання підсистеми пам'яті в порівнянні з існуючими рішеннями: пропускна здатність збільшується в 10 разів, а енергоспоживання скорочується на 70%. При цьому HMC займає всього

10% площі друкованої плати, займаної звичайними мікросхемами DRAM того ж об'єму [23].

Фахівці інституту IMEC (Бельгія) створили осередок резистивної пам'яті з довільним доступом (RRAM) площею $10 \times 10 \text{ nm}^2$. Флеш-пам'ять в її нинішньому вигляді вже впритул наблизилася до межі, що визначається принципом зберігання заряду. У пам'яті RRAM використовується інший принцип - перемикання ділянки матеріалу між двома стабільними станами. В якості такого матеріалу фахівці IMEC використовували шари гафнію і оксиду гафнію, розташували їх між електродами з нітриду титану. Комірka витримує понад мільярд циклів перезапису, працює при напрузі менше 3 В, перемикається протягом наносекунд, витрачаючи на перемикання 0,1 пДж енергії. При температурі 100°C вона може зберігати інформацію протягом 10 років (рис. 1.13).

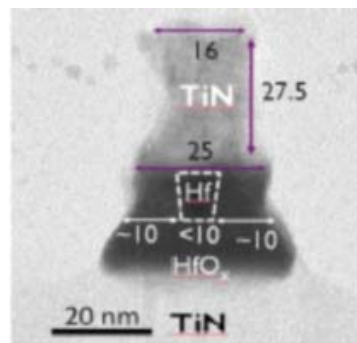


Рисунок 1.13 – Комірka резистивної пам'яті типу RRAM розмірами $10 \times 10 \text{ nm}$ [21]

Зменшення норм техпроцесу дозволяє збільшити обсяг пам'яті, яка встановлюється в мобільний пристрій. Нова пам'ять SanDisk, що випускається компанією SanDisk за нормами 19 нм, призначена для смартфонів, планшетів та інших мобільних пристроїв. Швидкість послідовного запису досягає 20 МБ/с, послідовного читання - до 80 МБ/с [24]. Твердотільні накопичувачі SanDisk Extreme SSD об'ємом 120, 240 і 480 ГБ характеризуються високою продуктивністю. Максимальна швидкість передачі даних в режимі послідовного читання досягає 550, 550 і 540 МБ/с, а в режимі послідовного запису - 510, 520 і 460 МБ/с для моделей з перерахованих об'ємом пам'яті,

відповідно. Компанія RunCore, випустила SSD з інтерфейсом SATA 3 Гбіт/с, оголосила про випуск першого в світі SSD, зібраного на одній мікросхемі. Швидкість передачі даних в режимі читання досягає 113 МБ/с, а в режимі запису - до 50 МБ/с. Доступні моделі об'ємом від 8 до 64 ГБ. Накопичувач розрахований на експлуатацію в діапазоні температур від -55°C до $+95^{\circ}\text{C}$ [25].

Однією з важливих характеристик мобільних електронних пристроїв є час автономної роботи від батарей. Цим пояснюється прагнення розробників елементної бази зменшити енергоспоживання компонентів, що використовуються в переносних електронних пристроях. Компанія Micron Technology за технологією 30-нм випускає мікросхеми пам'яті DDR3Lm щільністю 2 і 4 Гбіт зі зниженим енергоспоживанням для ультратонких нотбуків і планшетів. Максимальна швидкість становить 1600 млн. передач в секунду. Енергоспоживання не перевищує 3,7 мА [26].

Яскравим прикладом можливостей новітніх технологій 21-го століття є створений вченими Кембриджського університету новий 3D мікрочип (spintronic chip), який вперше дозволяє інформації переміщатися в трьох вимірах. В майбутньому 3D мікрочип додасть мікросхемам додаткову ємність зберігання. Spintronic chip використовує магнітний момент (спін) електрона. Мікрочип виготовлений з експериментальної «sputtering» - технології, Це «сендвіч» на кремнієвій мікросхемі з атомів кобальту, платини і рутенію. Атоми кобальту і платини зберігають цифрову інформацію, рутенієві атоми діють як засоби розсилки, передаючи інформацію між сусідніми рівнями кобальту і платини. Кожен з рівнів - найтонший шар з декількох атомів. За допомогою нанотехнології «sputtering» буде можливим не тільки створювати структури з високою точністю, але також, використовуючи вдосконалені лазерні інструменти, фактично бачити, як дані піднімаються на цю папосходину крок за кроком [27].

Компанія Micron Technology, що спеціалізується на випуску пам'яті, ввела нову категорію продукції - пам'ять DDR3Lm зі зниженим енергоспоживанням для ультратонких нотбуків і планшетів. Першими представниками нової

категорії стали мікросхеми щільністю 2 і 4 Гбіт. DDR3Lm відрізняється від пам'яті типу DDR3L зниженим споживанням в режимі регенерації. У разі мікросхем щільністю 2 Гбіт вииграш досягає 50% в порівнянні з пам'яттю DDR3L. Максимальна швидкість становить 1600 млн. передач в секунду. Пам'ять DDR3Lm щільністю 4 Гбіт характеризується таким же показником енергетичної ефективності, але дає можливість зменшити кількість мікросхем у складі пристрою. Якщо перейти до абсолютних значень, струм I_{DD6} не перевищує 3,7 мА. Мікросхеми DDR3Lm щільністю 2 і 4 Гбіт розраховані на випуск за технологією 30-нм класу [26].

Вчені американського університету Райса розробили новий вид незалежної пам'яті на основі оксиду кремнію. Сильний електричний розряд пробиває в оксиді кремнію канали 5-нм ширини, що складаються з чистих кристалів кремнію. Прикладаючи слабку електричну напругу до утвореного каналу, можна домогтися руйнування і відновлення електричних зв'язків в каналі, що дає можливість енергонезалежного зберігання інформації. Чинний зразок плоского чипу на прозорій підкладці можна згинати без шкоди працездатності та з'єднувати в пачки, отримуючи тривимірні блоки пам'яті. Прозорість їх декілька умовна, оскільки кремній не прозорий у видимому світлі, при збільшенні щільності запису до більш-менш розумної величини, елементи чипа будуть видні неозброєним оком (рис. 1.14).

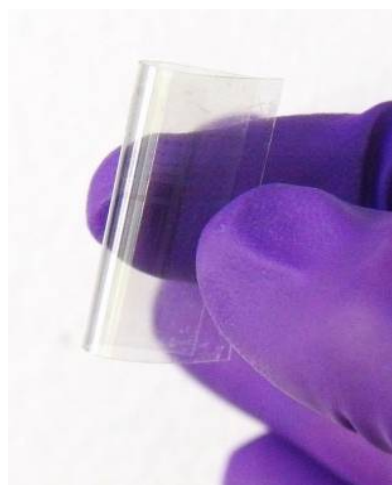


Рисунок 1.14 – Прозорий гнучкий чип пам'яті розроблений в університеті Райса (США) [28]

У перспективі основу для мобільних пристроїв складуть гнучкі і прозорі рішення. Ряд компаній випустили свої модифікації прозорих телефонів: Lenovo (Тайвань) - Glass Phone, NEC (Японія) - Future Phone, LG (Корея) - GD900 Glass Phone, Nokia (Фінляндія) - HumaForm і Nokia 888. І ті, та інші поєднуються в новому концепті мобільного телефону. Особливість моделі HumaForm - це гнучкість, можливість вигинання корпусу. Сам корпус і сенсорний екран є абсолютно прозорими, навіть внутрішня начинка прозора. Але і це ще не все. Екран телефону має зворотний тактильний зв'язк, що дозволяє промацати рельєфну структуру зображень (рис. 1.15).



Рисунок 1.15 – Прозорі і гнучкий телефони [29]

Число підприємств, що виробляють мікросхеми за найсучаснішими технологіями, неухильно знижується, однак досить високий рівень технології виробництва характерний для великого числа компаній, що допомагає їм з упевненістю перебувати на ринку (табл. 1.2). Перехід на більший діаметр означає заміну майже всього обладнання в чистій кімнаті та збільшення потоку надчистих технологічних матеріалів (особливо води). При цьому, поки процес недостатньо налагоджений, знижується вихід придатної продукції.

Таблиця 1.2 – Провідні компанії-виробники інтегральних схем

Компанія	Місцезнаходження	Початок виробництва	Діаметр пластин, мм	Техпроцес, нм	Випуск пластин, шт
1	2	3	4	5	6
<u>Intel</u>	Hillsboro, Орегон, США	2003	300	<u>22</u>	
<u>Intel</u>	Hillsboro, Орегон, США	2001	300	<u>32</u>	
6) <u>Intel</u>	Hillsboro, Орегон, США	2013	300	<u>22</u>	
2) <u>Intel</u>	Leixlip, Ірландія	2006	300	<u>65</u>	
<u>Intel</u>	Rio Rancho, New Mexico, США	2002	300	<u>45</u>	
5) <u>Intel</u>	Chandler, Аризона, США	2013	300	<u>14</u>	
3) <u>Intel</u>		2002	300	<u>45/32</u>	
1) <u>Intel</u>	Leixlip, Ірландія	1994	200	<u>90/65</u>	
5 <u>Intel</u>	Leixlip, Ірландія	2006	300	<u>90</u>	
4) <u>Intel</u>		2008	300	<u>65/45</u> 22	
<u>GlobalFoundries</u>	Дрезден, Німеччина	2005	300	45 и менше	80,000
<u>GlobalFoundries</u>	Сінгапур		300	<u>130-40</u>	50,000
<u>GlobalFoundries</u>	Malta, New York, США	2012	300	<u>28</u>	60,000
<u>GlobalFoundries</u>	Сінгапур		200	<u>600-350</u>	50,000
<u>GlobalFoundries</u>	Сінгапур		200	<u>350-180</u>	54,000
<u>GlobalFoundries</u>	Сінгапур		200	<u>180</u>	34,000
<u>GlobalFoundries</u>	Abu Dhabi, ОАЕ	2015			
<u>TSMC</u>	Hsinchu, Тайвань	1998	150		
<u>TSMC</u>	Hsinchu, Тайвань	2004	200		
<u>TSMC</u>	Hsinchu, Тайвань	2006	300	<u>28</u>	
<u>TSMC</u>	Hsinchu, Тайвань	2012	300	<u>22</u>	
<u>TSMC</u>		2011	300	<u>28</u>	
<u>UMC</u>	Tainan, Тайвань		300		
<u>IM Flash</u>	Сінгапур	2011	300	<u>25</u>	
<u>IM Flash</u>	Lehi, Utah, США		300	<u>20</u>	
<u>IBM</u>	East Fishkill, N.Y., США	2002	300		
<u>STMicroelectronics</u>		2003	300	<u>90</u>	
<u>STMicroelectronics</u>			300	<u>65</u>	
<u>STMicroelectronics</u>			300	<u>45</u>	
<u>CNSE</u>	Albany, NY, США	2005	300	<u>65</u>	
<u>CNSE</u>	Albany, NY, США		300	<u>45</u>	
<u>CNSE</u>	Albany, NY, США		300	<u>32</u>	
<u>CNSE</u>	Albany, NY, США	2009	300	<u>22</u>	
<u>Freescale Semiconductor</u>	Остин, Техас, США	1991	200	<u>250</u>	
<u>Freescale Semiconductor</u>	Sendai, Японія	1987	150	<u>500</u>	

Продовж. табл. 1.2

1	2	3	4	5	6
6) <u>Intel</u>	Hillsboro, Орегон, США	2013	300	<u>22</u>	
2) <u>Intel</u>	Leixlip, Ірландія	2006	300	<u>65</u>	
<u>Freescale Semiconductor</u>	Toulouse, Франція	1969	150	<u>650</u>	
<u>SMIC</u>	Shanghai, Китай	1998	200	<u>90</u>	
<u>SMIC</u>	Beijing, Китай		300	<u>45/40</u>	
<u>SMIC</u>		2004	300	<u>130</u>	
<u>SMIC</u>	Beijing, Китай	2004	300	<u>65/55</u>	
<u>SMIC</u>	Tianjin, Китай	2004	200	<u>350</u>	
<u>Telefunken Semiconductors</u>	Heilbronn, Німеччина	1997	150		10,000
<u>Telefunken Semiconductors</u>		2000	200		
<u>Hynix</u>		2000	200		
<u>Fujitsu</u>	Mie Prefecture, Японія	2005	300	<u>65</u>	15,000
<u>Fujitsu</u>	Mie Prefecture, Японія	2005	300	<u>90</u>	15,000
<u>Fujitsu</u>	Mie Prefecture, Японія	2007	300	<u>65</u>	25,000
<u>Fujitsu</u>	Mie Prefecture, Японія	2007	300	<u>90</u>	25,000
Samsun	Hwaseong, Південна Корея	2011	300	<u>20</u>	12,000
<u>Samsung</u>	USA, TX, Остін	2011	300	<u>32</u>	40,000
<u>TowerJazz Semiconductor</u>	Ізраїль, Migdal Haemek	1989			
<u>TowerJazz Semiconductor</u>	Ізраїль, Migdal Haemek	2003			
<u>Ангстрем</u>	США, Каліфорнія, Newport Beach	1967	200 [8]	130-500	17,000
<u>Ангстрем</u>	<u>Росія</u> Зеленоград				200 мм
<u>НИИМЭ и Мікрон</u>	<u>Росія</u> Зеленоград				150 мм
<u>НИИМЭ и Мікрон</u>	<u>Росія</u> Зеленоград				200 мм

Для подолання негативних наслідків такого переходу, Intel та її конкуренти застосовують на своїх фабриках по всьому світу методику точного копіювання (Copy Exactly): як тільки техпроцес доведений до масового виробництва на одному з експериментальних підприємств, він повністю переноситься на нові виробництва, з повним копіюванням всіх типів верстатів, параметрів і програм процесів, дій персоналу, аж до монтажних, пуско-налагоджувальних робіт та інструменту. Такий похід Intel дозволяє перенести

техпроцес з однієї фабрики на іншу, практично без шкоди для собівартості, всього за кілька місяців. Більшість сучасних компаній, з метою прискорення проектування та освоєння нових видів продукції перейшли на модель «fabless + foundry», тобто без фабричного розробника і контрактного заводу-виробника. Вартість споруди сучасного заводу (також вартість його реконструкції) за останні 30 років зростає в 70 разів, а ціна кожного виробленого ними транзистора впала в 2000 разів (рис. 1.16). Випуск пластин подвоюється приблизно кожні 5 років, крім збільшення їх діаметру, подвоєння вартості фабрики - кожні 4 роки, що відповідає тенденції закону Мура (інакше - закон Рока, - Rock's law, - який з кінця 90-х демонструє зростання кожні 5 років). Найбільш дорогий вид обладнання - фотолітографічний сканер-дорожчає з такою ж швидкістю: перший комерційний проєкційний степпер (1973 р.) коштував 210 тис. дол., а сучасний сканер – 40...50 млн.дол.

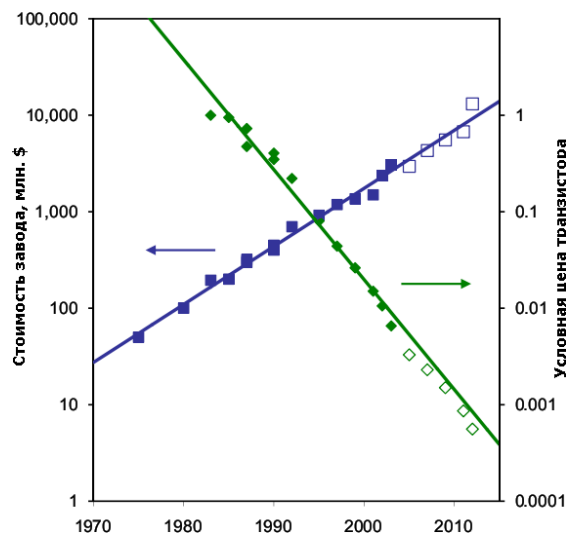


Рисунок 1.16 – Вартісні тенденції в мікроелектроніці [13]

Успіхи мікроелектроніки стали можливими завдяки вдосконаленню технологій кремнієвих пластин, що є основою розгортання нових високоефективних виробництв. Однак інформація про якість кремнієвих пластин, використовуваних у виробництві сучасних ІС, практично відсутня (рис. 1.17).



Рисунок 1.17 – Пластина монокристалічного кремнію діаметром 450 мм

Товщина 925 мкм, маса 340 г. Чинний на даний момент «робочий стандарт» в 825 мкм, призводить до неприпустимого рівня прогинів пластини під час її обробки. (Товщина підкладки діаметром 300-мм складає 725 мкм).

Деякі особливості властивостей пластин і динаміка зміни вимог до якісних характеристик пластин для виготовлення над- і ультра великих інтегральних схем представлена в таблиці 1.3 [30-33]. Як видно з таблиці, об'ємний вміст швидко дифундуючих і рекомбінаційно активних домішок, зокрема, заліза жорстко нормується. Зміст преціпітуємих домішок і мікродефектів визначається результатами тестів по формуванню окисних дефектів упаковки, на які перейшли виробники НВІС і УВІС (рис. 1.18).

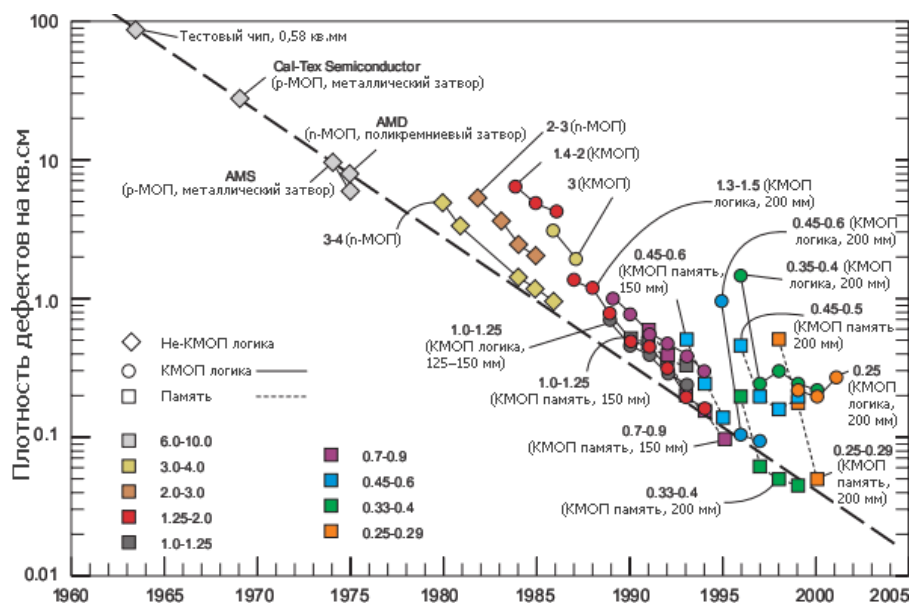


Рисунок 1.18 – Щільність дефектів на 1 см² площі кристала за оцінкою деяких виробників ІС. (Фінальне тестування) [13]. Жирний шрифт - технорма в мкм, в дужках - діаметр пластин

Таблиця 1.3 – Справжні і прогнозовані вимоги до кремнієвим пластин для НВІС і УВІС динамічної пам'яті [30-33]

Характеристики	Роки									
	1999	2000	2001	2002	2003	2004	2005	2008	2011	2014
Діаметр пластини, мм	200	300 ^x	300	300	300	300	300 ^{xx}	300	300 ^{xxx}	450
Ємність пам'яті, біт	256 М		1 G			4 G		163 G	64 G	256 G
Норма проектування, (мінімальний розмір), нм	180	165	150	130	120	110	100	70	50	35
Об'ємна концентрація Fe, ат.см ⁻³	$\leq 1 \cdot 10^{10}$	$\leq 1 \cdot 10^{10}$	$\leq 10^{10}$	$\leq 1 \cdot 10^{10}$	$\leq 1 \cdot 10^{10}$	$\leq 1 \cdot 10^{10}$	$\leq 1 \cdot 10^{10}$	$\leq 1 \cdot 10^{10}$	$\leq 1 \cdot 10^{10}$	$\leq 1 \cdot 10^{10}$
Кисень в обсязі (ASTM'79"), ррта (Центральна точка ± 2 ррта)	19...31	18...31	18...31	18...31	18...31	18...31	18...31	18...31	18...31	18...31
Критичний рівень поверхневих забруднень, ат.см ⁻²	$\leq 18 \cdot 10^{10}$	$\leq 1,4 \cdot 10^{10}$	$\leq 1,2 \cdot 10^{10}$	$\leq 9,8 \cdot 10^{10}$	$\leq 6,8 \cdot 10^{10}$	$\leq 5,8 \cdot 10^{10}$	$\leq 4,9 \cdot 10^{10}$	$\leq 4,2 \cdot 10^{10}$	$\leq 3,6 \cdot 10^9$	$\leq 3,4 \cdot 10^9$
Поверхнева органіка (атоми С), ат/см ⁻²	$3 \cdot 10^{14}$	$1,53 \cdot 10^{14}$	$1 \cdot 10^{14}$	$8 \cdot 10^{14}$	$3 \cdot 10^{14}$	$3 \cdot 10^{14}$	$3 \cdot 10^{14}$	$3 \cdot 10^{14}$	$3 \cdot 10^{14}$	$3 \cdot 10^{14}$
Окислювальні дефекти упаковки (р-тип), см ⁻²	≤ 20	≤ 10	≤ 5	≤ 5	≤ 3	≤ 1	≤ 1	≤ 1	$\leq 0,7$	$\leq 0,4$
Об'ємні мікродефекти (в поперечному перерізі), см ⁻²	≤ 1000	≤ 1000	≤ 500	≤ 500	≤ 500	≤ 100	≤ 100	≤ 100	≤ 100	≤ 100
Локальна неплоскість, (SFQD), мкм	0,17	0,15	0,12	0,1	0,1	0,08	0,08	0,08	0,08	0,08
Площа вимірювань локальної неплоскості, мм · мм	22 x 22	26 x 32	26 x 32	26 x 32	26 x 32	26 x 32	26 x 32	26 x 44	28 x 50	28x50
Частинки на одиницю поверхні, м ⁻²	1300	1000	750	750	750	550	550	275	150	150
Контрольований розмір часток, мкм	$\geq 0,08$	0,07	$\geq 0,06$	$\geq 0,06$	$\geq 0,05$	$\geq 0,04$	$\geq 0,04$	$\geq 0,03$	$\geq 0,02$	$\geq 0,01$
Виключення крайової області, мм	3	3	2	2	2	2	2	1	1	1
Мікросорсткість фронтальної поверхні (RMS), нм	0,15	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,08	0,08	0,08
Рекомбінаційні часи життя, мкс	≥ 305	≥ 350	≥ 350	≥ 350	≥ 350	≥ 350	≥ 350	≥ 350	≥ 350	≥ 400

Примітки: x - домінування 200 мм, початок використання 300 мм, дослідження по отриманню 450 мм

xx - початок використання 450 мм

xxx - домінування 300 мм, розширення використання 450мм, дослідження по отриманню 675мм.

Залишається істотною роль кисню як інструменту процесів гетерування. Однак вимоги по потужності гетера знижуються, що помітно по щільності мікрodefektів, що вводяться. Вимоги до рівня поверхневих забруднень пластин також посилюються, оскільки їх величини впливають на формування затвора МОН- транзистора. Об'ємна концентрація вуглецю знижується до рівня $\leq 1 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ [32], а також лімітується його зміст на поверхні пластин $\leq 1 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$ з метою недопущення утворення органічних або полімерних плівок [30]. Допустима величина локальної неплоскості поверхні обумовлена співвідношеннями мінімального розміру елемента, площі зображення схеми, що переноситься, і глибини різкості пристроїв, що експонують в процесах літографії. Чужорідні частинки на поверхні пластин після механічної обробки повинні виявлятися не більше, ніж у 45% виробленої продукції, а їх розмір не повинен перевищувати 1/3 мінімального розміру елемента. Вимоги по мікрошорсткості обумовлені товщиною шарів формуються НВІС, а також товщиною підзатворного діелектрика МОН транзистора.

Проблемами електронних пристроїв найближчого майбутнього стануть тепловідвід і зниження енергоспоживання. Способами вирішення цих проблем можуть бути як схемотехнічні рішення (застосування резонансної синхронізації на ядрах мікропроцесорів, зниження товщини ізолюючих окислів в затворах транзисторів та ін.), так і використання моноізотопного кремнію, теплопровідність якого значно вище, ніж у звичайного кремнію, що складається з трьох стійких ізотопів.

Якісний стрибок (замість чергового подвоєння регістрів, векторів, кешей і ядер) може відбутися при переході на новий вид елементної бази - графенової, фотонної, спінтронної або ін. Однак, навіть якщо нові матеріали істотно перевершать за своїми характеристиками кремній, нові підходи до приладових технологій успадкують передові досягнення кремнієвої мікро- і нанoeлектроніки.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ФІЗИКО-ЕЛЕКТРИЧНИХ ПРОЦЕСІВ У ФОТОПРИЛАДОВИХ СТРУКТУРАХ НА ОСНОВІ КОМБІНОВАНОГО P-I-N ДІОДУ

Є.М. Кісельов, доцент, к.т.н.; А.В. Таранець, старший викладач

2.1 Розробка узагальненої методики досліджень функціонально – інтегрованих структур

Як показано у [34], властивості і характеристики фотоприймальних функціонально - інтегрованих (ФІС) визначаються відповідними властивостями компонентів з урахуванням їх конструктивно - технологічних особливостей, співвідношень геометричних розмірів і взаємного розташування у об'ємі кристала. Зазвичай такі характеристики з точністю достатньою для практичних цілей, можуть бути визначені шляхом математичного моделювання, а іноді – отримані за правилом адитивності. Згідно цього ж правила можливо розрахувати і температурну залежність параметрів у відповідності до температурної залежності компонентів, що дозволяє досліджувати прилади із заздалегідь заданими властивостями.

Так як існує велика кількість факторів, що впливають на кінцеве обрання ФІС і їх параметрів, то дослідження виконується у декілька етапів, основними з котрих є формулювання завдання, фізико – топологічне моделювання ФІС, дослідження статичних і динамічних характеристик (рис.2.1).

Кожен з етапів закінчується перевіркою щодо відповідності вимогам, які формуються на початкових етапах дослідження. У разі незадовільності результатів необхідно здійснювати зміни у представленні ФІС, їх моделей або початкових вимог. Отже, алгоритм досліджень має ітераційний характер, де етапи досліджень можуть повторюватись багато разів.

Враховуючи, що більшість ФІС є основою для створення різноманітних датчиків, на заключних етапах досліджень може бути виконано синтез і дослідження моделей відповідних вимірювальних перетворювачів [35].

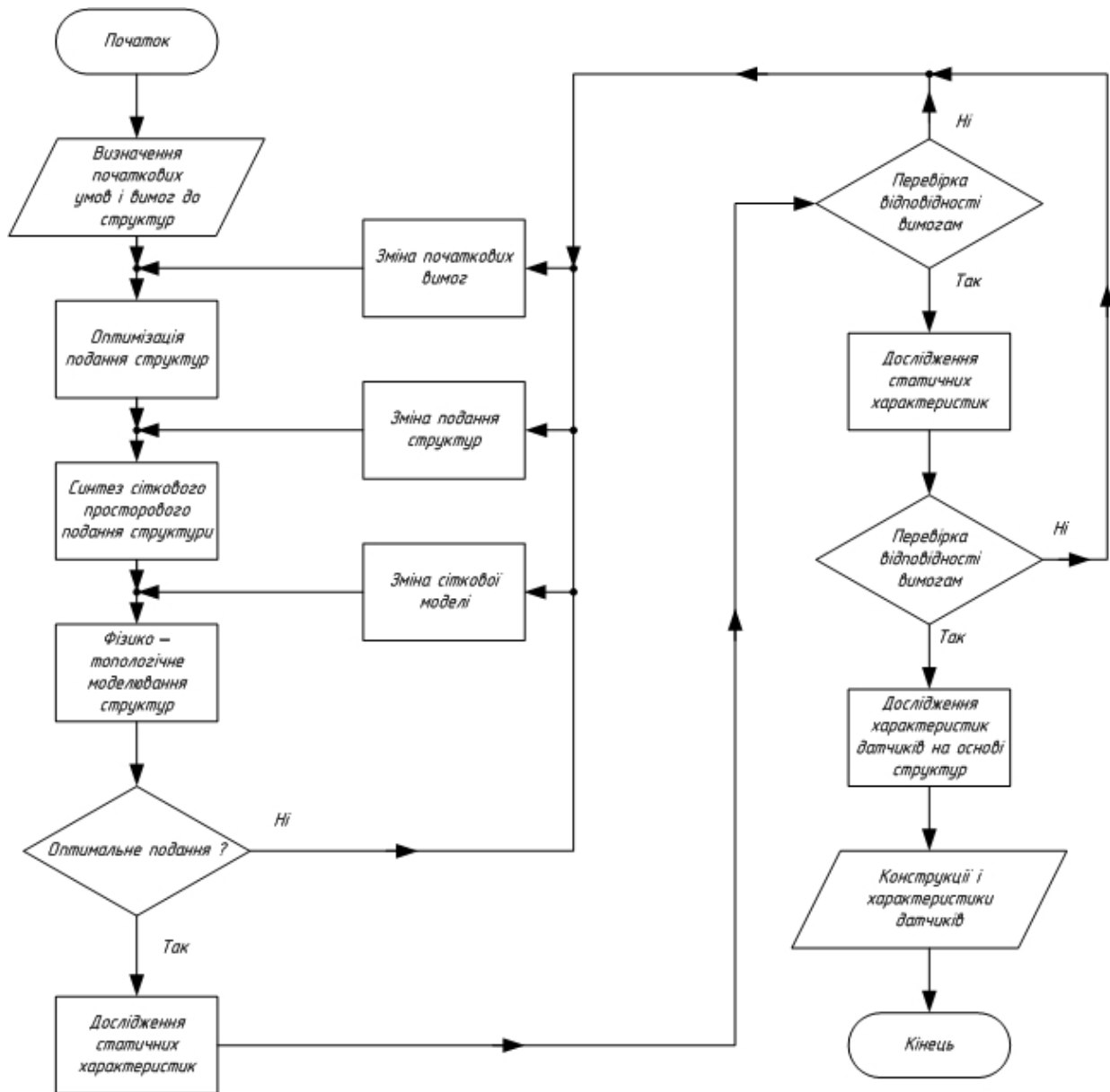


Рисунок 2.1 – Блок – схема алгоритму дослідження функціонально – інтегрованих структур і датчиків на їх основі

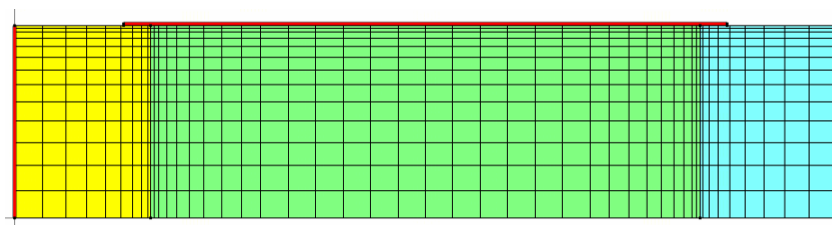
Відповідно до розробленого алгоритму було проведено дослідження р-і-п діоду [36].

2.2 Дослідження комбінованого p–i–n діоду

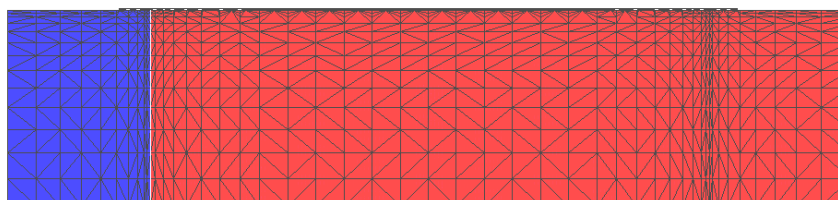
2.2.1 Синтез сіткової моделі p–i–n діоду

На рис. 2.1 представлена область рішення рівняння Пуассона і пов'язаних з ним рівнянь. При цьому, рівняння Пуассона є еліптичним рівнянням з експоненціальною нелінійністю. Розв'язується воно, як і рівняння безперервності, в прямокутній області напівпровідника поблизу поверхні [37].

Таким чином, рішення системи диференціальних рівнянь дифузійне – дрейфові моделі можна апроксимувати шматково-лінійною функцією на відрізках між внутрішнім вузлом і його сусідами.



а)



б)

Рисунок 2.2 – Двовимірну модель p–i–n діоду
а – досліджувана область і прямокутна сітка в моделі p–i–n діоду;
б – відповідна їй модель кінцевих елементів

Розміри p–i–n діоду становлять 70×300 мкм із довжинами областей n, i, p – 50 мкм, 200 мкм і 50 мкм, відповідно. Концентрації легуючих домішок встановлювались на рівнях 10^{19} см^{-3} для областей n, p та 10^{15} см^{-3} для i області. Товщина слою оксиду, що ізолює затвор від активної області встановлена 0,5 мкм. Таким чином, в оксиді затвора необхідно вирішити тільки рівняння

Лапласа, оскільки там немає просторового заряду. Відповідна розроблена модель характеризується розмірністю 1635 вузлів і 3050 елементів.

2.2.2 Результати моделювання p-i-n діоду

Результати фізико - топологічного моделювання p-i-n діоду наведені на рис. 2.3 у вигляді розподілу електростатичного потенціалу.

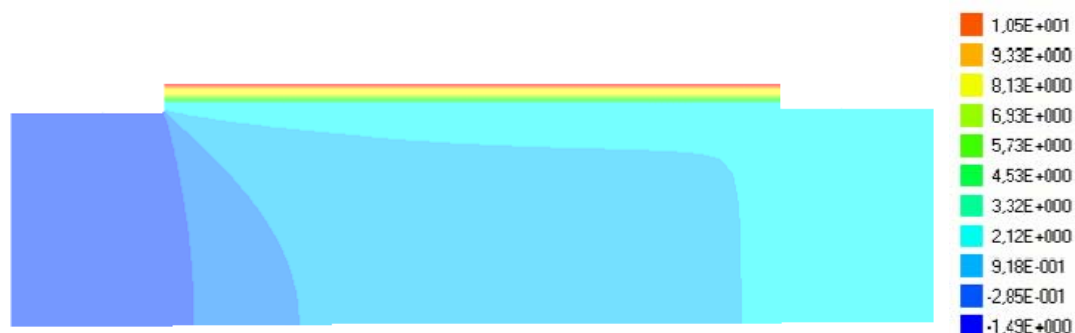


Рисунок 2.3 – Розподіл електростатичного потенціалу у структурі p-i-n діоду

Аналіз рис. 2.3 показує, що при зворотному зміщенні діоду і напрузі на затворі 15 В відбувається збагачення приповерхневої області електронами, що інжектуються у i – область з p – аноду. Це зменшує зворотній опір діоду і підвищує його напругу пробою. При цьому зміна розподілу заряду виконується на фізичному кордоні p-i переходу (рис. 2.4, 2.5), де у приповерхневій області відбувається зміна типу електропровідності. Але довжина каналу становить одиниці мкм, що не дозволяє йому шунтувати високоомну i – область. Таким чином відбувається лише додаткова інжекція носіїв заряду і зміна ємності і опору діодної структури.

Аналіз рис. 2.5 показує, що швидкість рекомбінації носіїв заряду є постійною для високолегованих областей. Але вплив напруги на затворі призводить до її збільшення у приповерхневої області (синя лінія на рис. 2.5) і зрівняння цього значення по довжині всієї структури. Таким чином, збільшуючи напруги на затворі можливо збільшувати швидкість рекомбінації носіїв у i – області та підвищувати опір діоду.

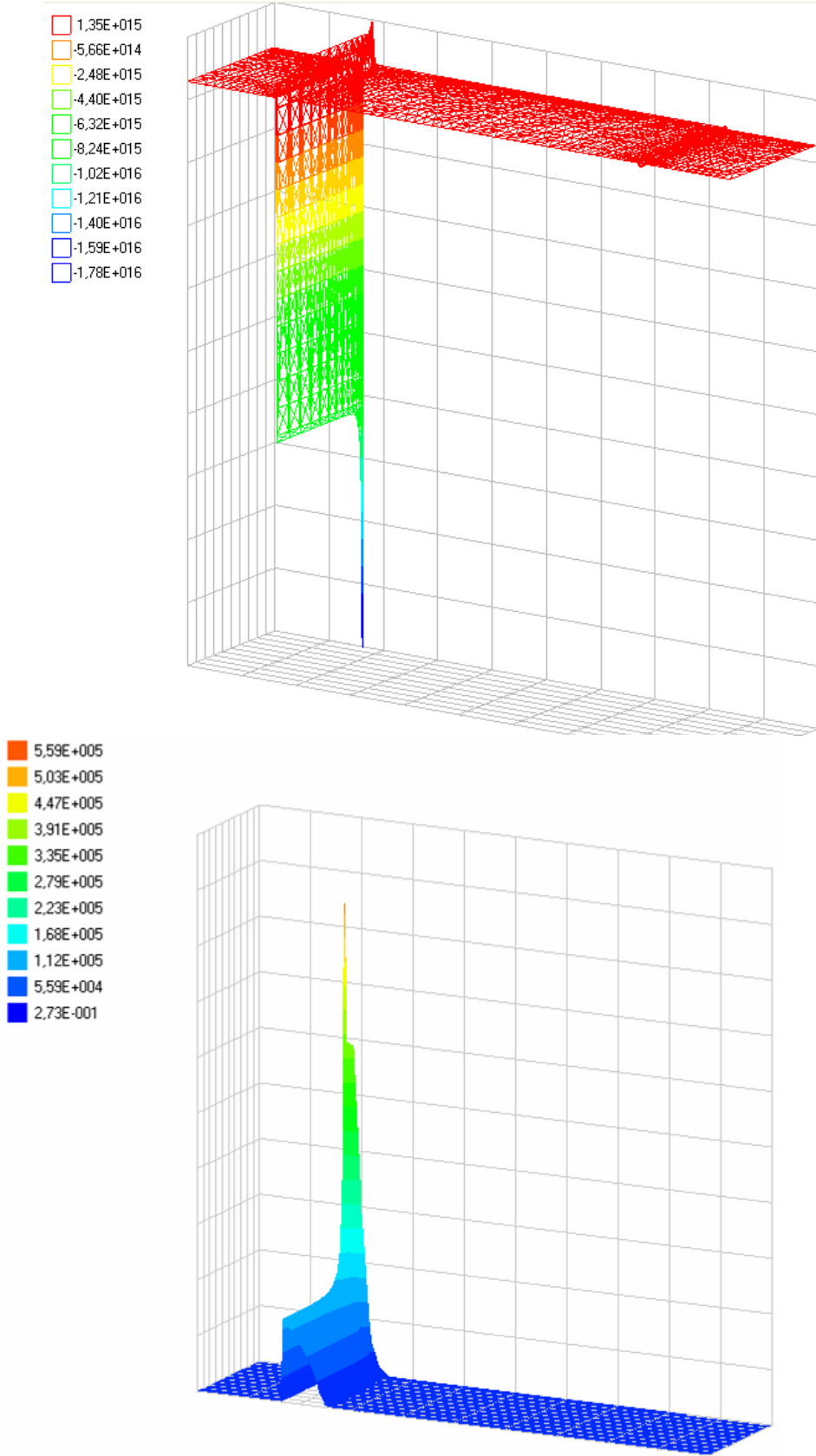


Рисунок 2.4 – Розподіл заряду і електричного поля у структурі р–і–п діоду

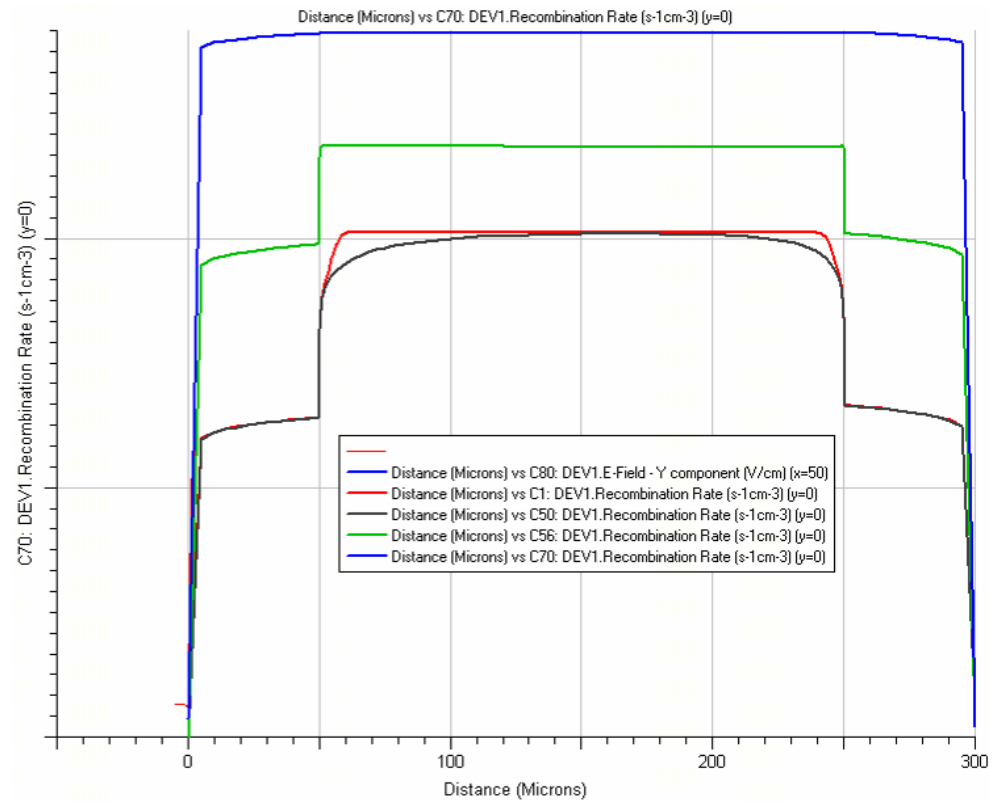
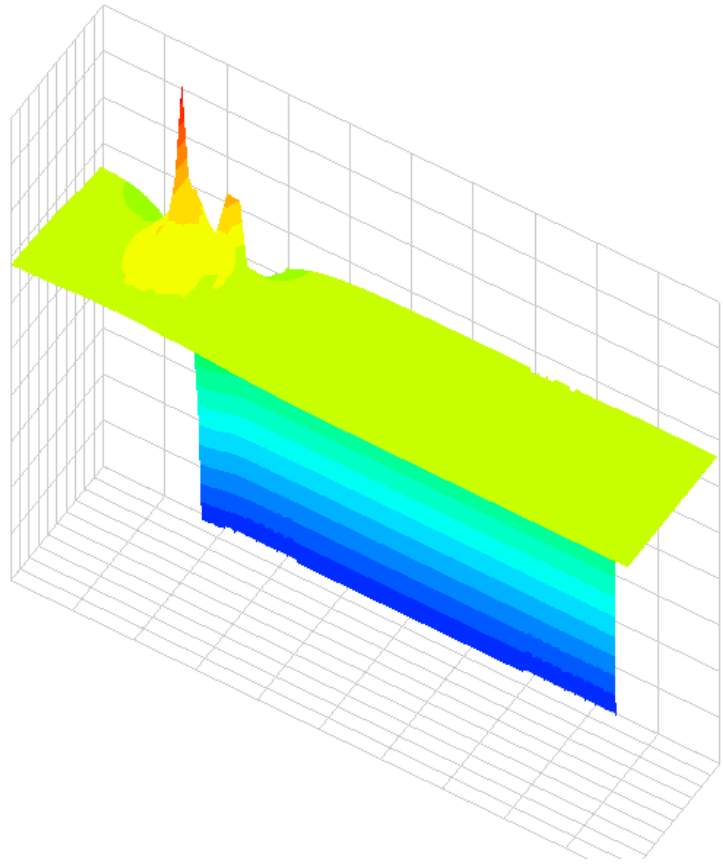
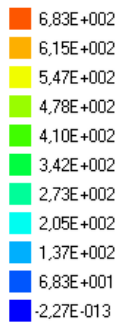


Рисунок 2.5 – Розподіл струму і швидкості рекомбінації у структурі р-і-п діоду

2.2.3 Дослідження статичних характеристик р–і–п діоду

Дослідження статичних характеристик р–і–п діоду проводилось шляхом його моделювання на основі даних отриманих у п.п. 2.2.2 Результати моделювання вольтамперних характеристик (ВАХ) діоду при напрузі на затворі, що дорівнює 0 В у звичайному і напівлогарифмічному масштабі наведені на рис. 2.6.

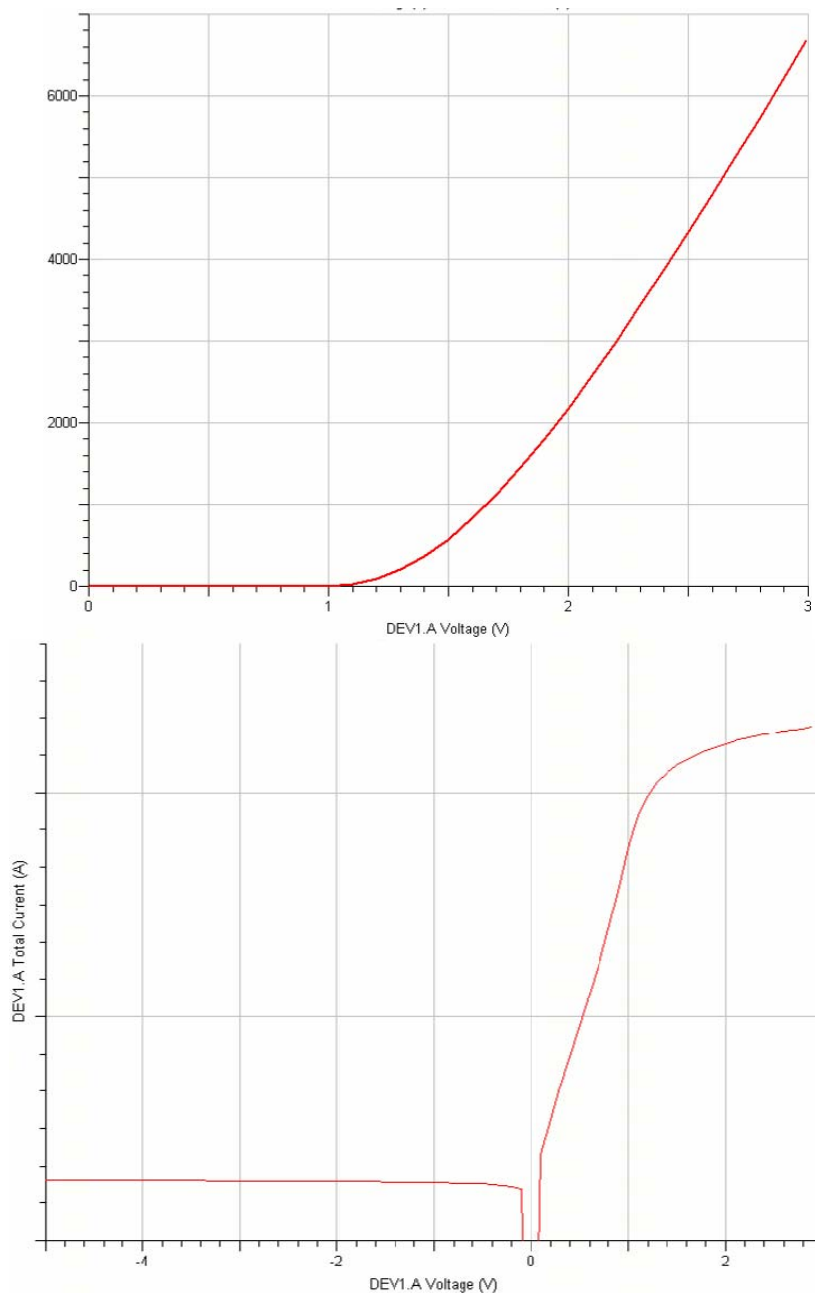


Рисунок 2.6 – Вольтамперні характеристики діоду при напрузі на затворі, що дорівнює 0 В, у звичайному і напівлогарифмічному масштабі

Отримані результати наведені на рис. 2.6 при значеннях струму у одиницях мА і показують, що ВАХ діоду не відрізняються за характером від ВАХ звичайних діодів. Також з метою зменшення часу розрахунків не враховані явища пробою при зворотному зміщенні.

Для аналізу впливу напруги на затворі на статичні характеристики було досліджено залежність повного опору діоду від величини прямого струму, що наведена на рис. 2.7.

З рис. 2.7 видно, що при зменшенні струму через структуру діоду його опір наближується до значення опору контактів. Збільшення напруги на затворі призводить до збільшення швидкості рекомбінації носіїв заряду. Це у свою чергу зменшує час життя електронів та дірок у при поверхневої області у підвищує опір і – області діоду.

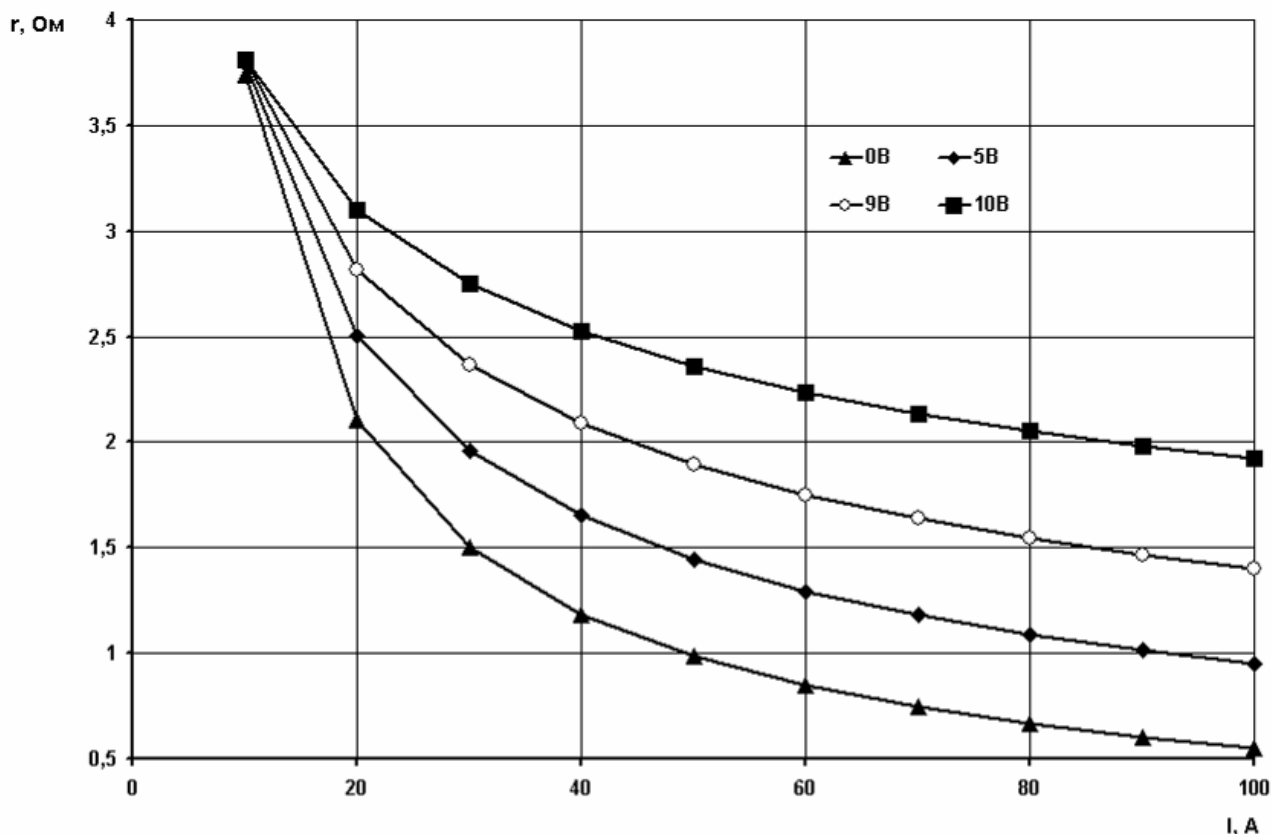


Рисунок 2.7 – Залежність опору р-і-п діоду від прямого струму і напруги на затворі

Таким чином, зміною напруги на затворі у межах 0...10В можливо підвищувати опір діоду в 1,5...2,5 рази в залежності від значення напруги на аноді.

2.2.4 Дослідження динамічних характеристик р-і-п діоду

Дослідження динамічних характеристик р-і-п діоду проведене шляхом його моделювання на основі даних, отриманих у п.п. 2.2. При цьому завдання для моделювання наведено на рис. 2.8 і містить:

- джерело сигналу стрибкопобідної форми напруга на якому змінюється від початкових 5В до 100В протягом 1мкс і у подальшому стабілізується на цьому рівні;
- активний опір, що обмежує розмір струму у схемі;
- котушку індуктивності, що з'єднана послідовно до діоду.

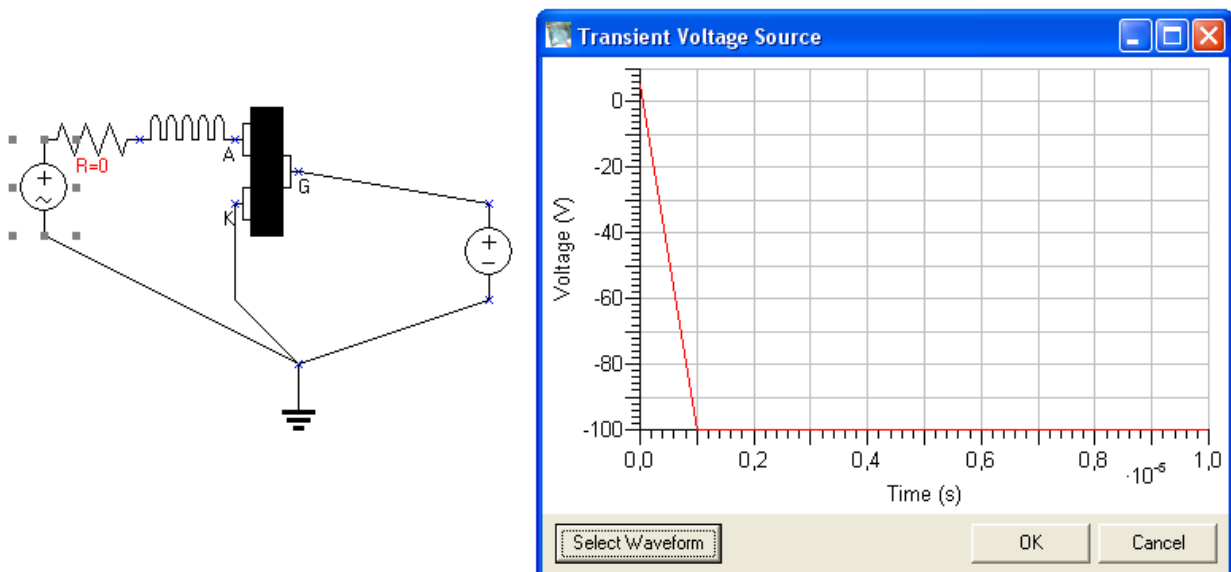


Рисунок 2.8 – Завдання для моделювання динамічних характеристик р-і-п діоду

Результати досліджень наведені на рис. 2.9, 2.10.

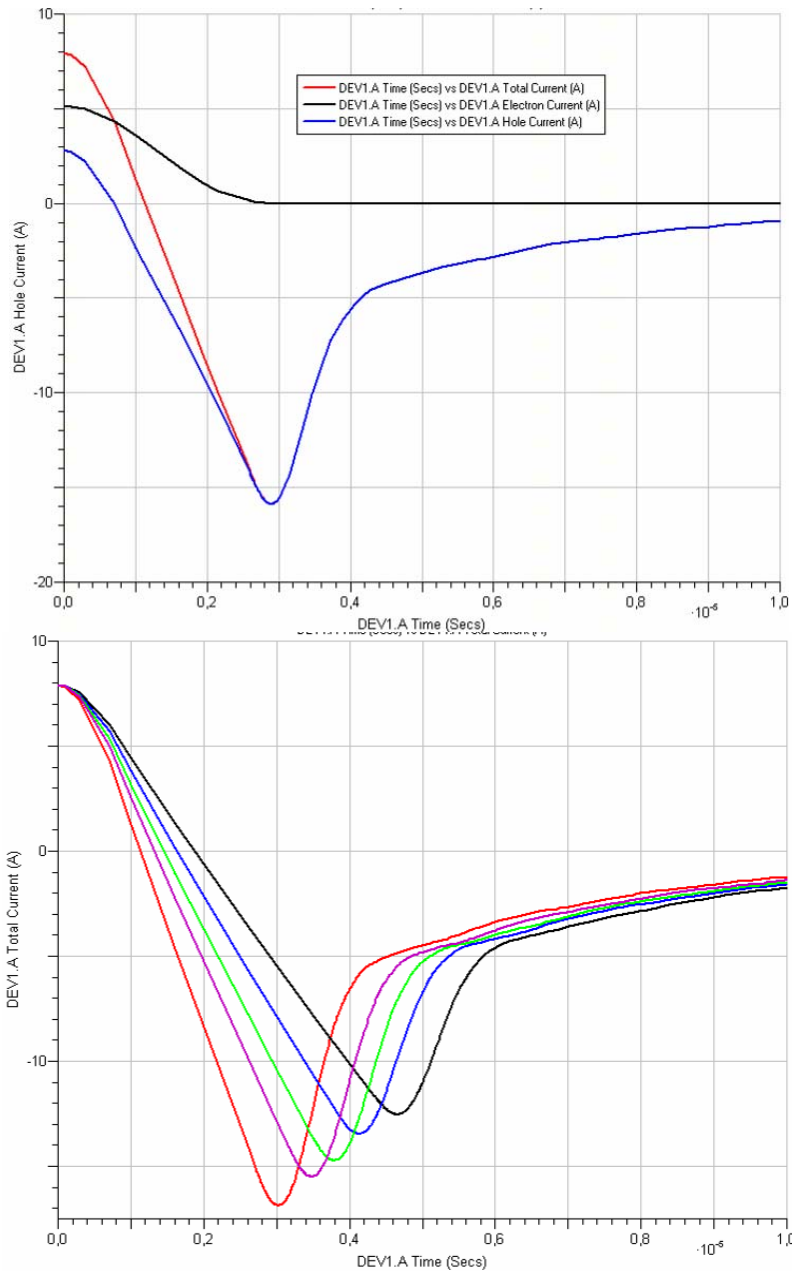


Рисунок 2.9 – Часові залежності струму, що протікає через діод

З рис. 2.9 випливає, що викид зворотного струму у діоді обумовлюється надлишком дірок, що інжектуються при прямому зміщенні у i – область діоду. Тобто підвищення напруги на затворі призводить до зменшення надлишкових носіїв за рахунок зменшення їх часу життя у приповерхневій області. Це зменшує струм через діод.

Разом з тим, зменшення часу відновлення діоду може бути пояснене появою додаткових ємностей, що зумовлюються замкненням частини ліній електричного поля через діелектрик затвору (рис. 2.4), що дозволяє оцінити

зміну сумарної ємності діоду. Але результати показані на рис. 2.10 дозволяють встановити, що межі зміни додаткової ємності становлять близько 40% на відміну від очікуваних 50% [34].

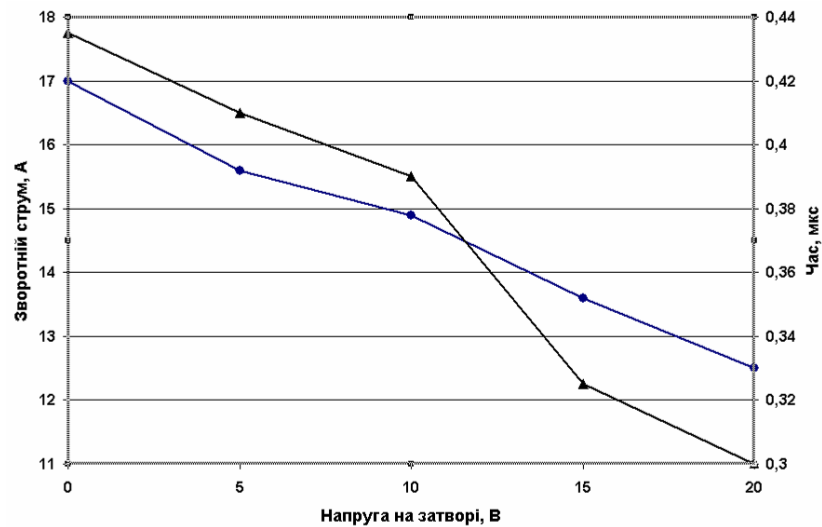


Рисунок 2.10 – Залежність максимального значення зворотного струму і часу відновлення зворотного опору від напруги на затворі діоду

Подальші дослідження можуть бути пов'язані з дослідженням конструкцій р–і–п діодів з додатковим затвором, що дозволять збільшити ступінь регулювання статичних і динамічних характеристик.

Аналогічно з конструкцією польових транзисторів з керуючим переходом [36], можливо запропонувати використання у діоді двох затворів, що розташовуються з протилежних сторін і – області.

З допомогою розробленого ітераційного алгоритму проведення досліджень, що базується на фізико – топологічному моделюванні у середовищі TCAD Studio і схемотехнічному моделюванні у середовищі MicroCap встановлено, що функціонально – інтегровані діодні структури характеризуються зміною щільності об'ємного заряду і у підзатворних областях при зміні напруги на затворі. Це призводить до змін ємності та опору між катодом і анодом таких структур. Зміною напруги на затворі комбінованого р–і–п діоду у межах 0...10 В можливо підвищувати опір його в 1,5...2,5 рази в залежності від значення напруги на аноді. Ступінь регулювання додаткової ємності р–і–п діоду становить близько 40% у робочих режимах.

3 СТАН ТА ПЕРСПЕКТИВИ ЗАСТОСУВАННЯ ВІТРОЕЛЕКТРОГЕНЕРУЮЧИХ СИСТЕМ З АЕРОДИНАМІЧНИМ МУЛЬТИПЛІКУВАННЯМ

Д.Г. Алексієвський, доцент, к.т.н.

Ефективність вітроенергетичних установок є одним з основних факторів, що впливають на процес розвитку вітроенергетики. Тому зусилля розробників ВЕУ в основному спрямовані на пошук технічних рішень, що сприяють зниженню капітальних та експлуатаційних витрат, підвищення видобутку електроенергії і підвищення експлуатаційної надійності. На цьому шляху з'являється безліч конструкцій ВЕУ, в тому числі такі, що значно відрізняються від класичної концепції ВЕУ. З безлічі подібних конструктивних рішень можна виділити окремий клас - ВЕУ з аеродинамічним мультиплікуванням (АДМ). У цих схемах потужність вітрового потоку перетворюється не в послідовному одноканальному тракті перетворення, як в класичній ВЕУ, а у розгалуженому ланцюгу перетворення потужності [38]. Поява таких конструкцій викликана прагненням розробників подолати ряд технічних проблем, до яких можна віднести:

- необхідність погодження малої кутової швидкості вітротурбіни і великої швидкості генератора (в класичній схемі ця проблема вирішується застосуванням мультиплікатора або тихохідного генератора);
- прагнення спростити монтаж і обслуговування ВЕУ;
- необхідність зниження механічних навантажень на конструктивні елементи ВЕУ.

Концепція побудови вітроенергетичних установок за схемою з аеродинамічним мультиплікуванням була відома досить давно. Ще у 1924 році А.Г. Уфимцевим було запропоновано «вітродвигун з аеродинамічною передачею» [39]. Пізніше ця ідея Н.В. Красовським і Б.А. Васильєвим була

розроблена для вітроенергетичних установок з синхронним генератором [40, 41].

Вона являє собою горизонтально-осьову ВЕУ, у якій генератор приводився в рух не від основного вітроколеса, як у класичної схеми, а від допоміжного (вторинного) вітроколеса, розташованого на лопаті основного (первинного). Вторинна вітротурбіна приводилася в рух внаслідок дії вторинного повітряного потоку, який виникав у результаті обертання первинної вітротурбіни.

Така ідеологія побудови системи дозволяє подолати існуюче технічне протиріччя, яке полягає в необхідності збільшити масу генератора при відмові від застосування мультиплікатора.

У Сполучених Штатах Америки подібна схема була запропонована Ульріхом Хуттером [42]. Вона мала певні відмінності конструкції, що дозволяли спростити процес монтажу та транспортування за рахунок встановлення шарнірних з'єднань у кріпленні лопатей первинної вітротурбіни.

Також у США автором В.К. Ватсоном була запатентована ВЕУ з аеродинамічним мультиплікуванням [43]. Її особливістю було застосування просторової рамної конструкції, що, як вважав автор, виключає великі згибаючи моменти.

Особливістю конструкції, що запропонована у [44] є розміщення вісі вторинних вітротурбін під певним кутом до площини обертання первинної вітротурбіни. Це дозволяє більш ефективно використовувати вторинну вітротурбіну сприймаючи енергію не тільки вторинного повітряного потоку а й енергію первинного вітру.

Конструкція, що була запропонована у [45] відрізняється тим, що первинна вітротурбіна розташована за вежею вітроустановки. Автор цієї конструкції, також, пропонував використовувати регулювання швидкістю обертання вторинних вітротурбін як засіб для безпечного гальмування та єдиний спосіб керування первинною вітротурбіною.

Достатньо повний опис властивостей багатоканальної ВЕУ на базі аеродинамічного мультиплікування серед авторів наведено у [46, 38]. В роботах надані очікувані енергетичні характеристики системи. Слід зазначити, що у цих роботах показано характер залежності вихідної потужності від швидкості вітру, який свідчить про наявність ефекту автооптимізації.

На відміну від зазначених вище конструкцій у роботі [47] вторинні вітротурбіни розташовані не на кінці лопаті первинної вітротурбіни, а на кінці подовжувача в основі лопаті. Подовжувач використовується у даній схемі для перенесення лопаті первинної вітротурбіни на більший радіус обертання, і, відповідно, збільшення площини вітрового потоку з яким взаємодіє первинна вітротурбіна. При цьому вторинні генератори розміщуються на меншому радіусі, що підвищує надійність конструкції але зменшує лінійну швидкість повітряного потоку, що набігає. Слід зазначити, що вісі обертання вторинних вітротурбін, у даній конструкції, мають певний кут до площини обертання первинної вітротурбіни. Це дозволяє вторинним вітротурбінам частково взаємодіяти не тільки з вторинним повітряним потоком, а й з первинним вітром, що підвищує ефективність вітроелектрогенеруючої системи.

Конструкція, що запропонована у [48] має відмінності від передостанньої, що полягають у наявності додаткових лопатей котрі розміщені на відстані не менш ніж довжина хорди лопатей. Така особливість конструкції, на думку автора, зменшує вартість ВЕУ за рахунок зменшення аеродинамічного опору вітротурбіни, відповідно, зменшення навантаження на нерухому опору. Для підтримання постійної швидкості обертання генераторів лопаті первинної вітротурбіни оснащені механізмом повороту. Цей же механізм використовується і для зупинення первинної вітротурбіни при перевищенні значення швидкості вітру межі робочого діапазону, шляхом переведення первинної вітротурбіни у флюгерне положення.

Конструкція, що запропонована у [49] теж реалізує принцип аеродинамічного мультиплікування. Її відмінність полягає у наступному.

По-перше, вісі лопатей первинної вітротурбіни розміщені під певним кутом до площини їх обертання. Даний кут розраховується відповідно до значення згинального моменту під впливом аеродинамічного тиску, що діє на лопать, та значення відцентрової сили при номінальній швидкості вітрового потоку. Розміщення лопатей під цим кутом розвантажує конструкцію вітротурбіни.

По-друге, лопать первинної вітротурбіни складається з двох частин: нерухомої, що безпосередньо з'єднана з маточиною, та частиною, що повертається коло вісі лопаті. Таким чином аеродинамічне регулювання вітротурбіною відбувається не за рахунок повертання всієї лопаті, а тільки шляхом повертання її кінцевої частини. Це значно зменшує навантаження на механізми обертання лопаті. Заявлена концепція була реалізована у ВЕУ ТГ-750 фірмою «Конкорд».

Конструкція, що запропонована у [50] також реалізує принцип аеродинамічного мультиплікування. Але в цій конструкції генератори розміщені не в середині лопаті первинної вітротурбіни на певному радіусі її обертання, а у безпосередній близькості від її вісі. Механічна енергія від вторинних вітротурбін до генераторів передається через карданні вали. Основною метою даної конструкції є перенесення центру ваги ближче до вісі обертання та зменшення навантаження на конструкцію.

В межах даного підходу запропонована концепція в якій у дволопатному варіанті застосовується один двохроторний генератор, що вдвічі підвищує швидкість обертання поля генератору.

Конструкція, що запропонована у [51] продовжує ідею [50] зменшення навантаження на конструкцію, що обумовлена масою генераторів. В цій конструкції застосована об'єднувальна зубчаста передача, що передає механічну енергію від вторинних вітротурбін до нерухомого генератору, що розміщений у основній гондолі ВЕУ чи, взагалі, нижній частині башти.

У конструкції, що запропонована у [52] використовується комбінація принципу аеродинамічного мультиплікування та застосування двухроторного генератору. На кожній лопаті первинної вітротурбіни розміщується дві вторинні вітротурбіни які встановлено послідовно, мають протилежний напрямок обертання і осі обертання яких співпадають. Кожен з генераторів має один статор і два ротори, осі обертання яких співпадають, при цьому кожний ротор з'єднано з окремою вторинною вітротурбіною.

Така конструкція ВЕУ збільшує електромагнітну взаємодію статорів і роторів генератору. Додатковим важливим перевагою даної конструкції є наявність компенсації гіроскопічних моментів, котрі діють на них, мають протилежний напрямок і компенсують один одного, що виключає дію будь якого з них на лопаті первинної вітротурбіни.

Слід зазначити, що конструкція [52] має ще більш складну багатоканальну схему потоків енергії тому, що перерозподіл енергії відбувається не тільки під час аеродинамічного мультиплікування, а й на рівні пар вторинних вітротурбін, що знаходяться на одній осі обертання.

Конструкція, що запропонована у [53], також реалізує принцип аеродинамічного мультиплікування. Первинна вітротурбіна у цій конструкції має дві лопаті. Регулювання режимом вітроенергетичної установки відбувається шляхом повороту лопатей первинної вітротурбіни за допомогою механізму повороту.

Конструкція, що запропонована у [57, 58] відрізняється від попередньої тим, що в ній обертаються тільки кінцеві елементи первинної вітротурбіни.

Особливістю ВЕУ з аеродинамічним мультиплікуванням, що запропонована у [54], є використання декількох генераторів, які з'єднані з вторинною вітротурбіною через зубцеву передачу таким чином, що напрямок їх обертання є протилежним. Метою такого підходу є компенсація гіроскопічних моментів, що виникають при обертанні ротору генератора.

Додатковою властивістю даної конструкції є можливість ступеневого управління потужністю електромеханічного перетворення шляхом відключення та підключення окремих генераторів.

У конструкціях, що наведені у [55], в якості вторинних вітротурбін використовуються вітротурбіни з вертикальною віссю обертання.

Слід зазначити, що термін «з вертикальною віссю обертання» відображає те, що вісь вторинної вітротурбіни розташована перпендикулярно напрямку вторинного повітряного потоку, як у звичайних вітроенергетичних установок з вертикальною віссю обертання без аеродинамічного мультиплікування.

В конструкції, де вісь обертання вторинної вітротурбіни співпадає з віссю лопаті первинної вітротурбіни вирішується питання виключення необхідності постійної орієнтації вторинних вітротурбін при зміні режиму роботи ВЕУ.

В конструкції, де вісь обертання вторинної вітротурбіни перпендикулярна лопаті первинної вітротурбіни виключається гіроскопічний ефект від обертання вторинних вітротурбін з великою швидкістю. В цій конструкції також використовується розміщення генераторів у безпосередній близькості від вісі обертання первинної вітротурбіни, що дає суттєве зменшення навантаження на конструкцію ВЕУ.

У конструкції, що наведена у [56] генератори виконані у вигляді профільованих кільцевих дифузорів, а вторинні вітротурбіни – у вигляді силових елементів ротору генератора. Дана конструкція дозволяє поліпшити охолодження генератору та зменшити аеродинамічний опір генераторів, що розміщені на лопатях первинної вітротурбіни, і, відповідно, підвищити ефективність ВЕУ.

В якості вторинної електромеханічної підсистеми можливе використання вузлів, що наведені у [58, 59, 61, 62].

Наведені аспекти конструкцій систем не вичерпують усіх особливостей, запропонованих розробниками, побудови багатоканальних вітрогенеруючих систем з аеродинамічним мультиплікуванням. В даному огляді акцентується

увага тільки на тих властивостях ВЕУ, які є важливими з точки зору побудови електромеханічної частини для них та обумовлюють способи та алгоритми управління цими електромеханічними системами.

Розвитку теорії ВЕУ з аеродинамічним мультиплікуванням було присвячено ряд робіт вітчизняних авторів.

В роботі [63] обговорюється проблема ефективності використання ВЕУ ТГ-750 на малих швидкостях вітру. Говориться про те, що при фіксованій швидкості вторинних вітротурбін виникає обмеження робочого діапазону швидкостей вітру в нижній його частині. Це відбувається внаслідок аеродинамічних особливостей даного ВЕУ.

Пропонується використовувати два режими роботи установки. Перший режим передбачає використання перетворювача частоти при швидкостях вітру нижче 5 м/с. Перетворювач частоти необхідний для роботи генератора при змінній частоті обертання валу. Другий режим передбачає пряме підключення вітротурбіни безпосередньо до мережі при швидкості вітру вище 5 м/с аж до початку обмеження потужності вітротурбіни. Відповідно в цьому режимі швидкість обертання генератора є постійною.

Потрібно відзначити, що напівпровідниковий перетворювач використовується при малих швидкостях вітрового потоку, коли потужність, що піддається перетворенню, значно менше номінальної. Зокрема для ТГ-750 вона становить 125 кВт. Це дозволяє використовувати напівпровідниковий перетворювач меншої встановленої потужності. При цьому вироблення ВЕУ збільшується на 4%.

В роботі [64] наводиться опис вітроенергетичної установки з аеродинамічним мультиплікуванням («безмультиплікаторної схеми» - в термінології авторів). Дана схема представляється як альтернатива класичної ВЕУ. Зокрема, піднімається проблема узгодження малої швидкості вітротурбіни і великій швидкості генераторів, і, як альтернативне рішення пропонується система з аеродинамічним мультиплікуванням.

Окремим питанням в даній роботі висвітлюється тема ефективності запропонованої системи. Наводиться аналіз причин помилкової думки про низьку ефективність системи. У зв'язку з цим, на підставі експериментальних даних і аналітичних досліджень, показується, що при оптимізації параметрів аеромеханічної системи можна отримати ефективність перетворення потужності вітрового потоку в електричну енергію навіть трохи вище, ніж у класичної ВЕУ.

Дана робота містить багато ключових моментів, що стосуються ефективності системи з аеродинамічним мультиплікуванням, яка є визначальною з точки зору її комерційного застосування. Ця робота, безумовно, є ключовою. Це підтверджується тим, що на неї є безліч посилань в наступних публікаціях присвячених цій темі.

В роботі [65] наводиться аналіз тенденцій розвитку і стану світової вітроенергетики. Перераховані основні найбільші світові виробники ВЕУ, такі як Enercon, NEG Micon, Vestas, Bonus, Nordeks і De Wind. Вказується, що Україна відноситься до числа лідерів в цій області. У зв'язку з цим згадується державна програма «Комплексна програма будівництва вітрових електростанцій». Як основними напрямками або концепціями побудови ВЕУ позначаються два напрямки: 1) використання високошвидкісних генераторів (1000-1500 об/хв) одночасно з мультиплікатором і 2) безмультиплікаторні ВЕУ з тихохідним генератором. Вказуються особливості, переваги і недоліки двох цих концепцій.

У зв'язку з цим в роботі пропонується, в якості альтернативи, концепція побудови ВЕУ на основі турбогенераторної схеми. Перераховуються її основні переваги:

- можливість роботи на змінній швидкості основної вітротурбіни без застосування перетворювача частоти;
- можливість застосування високошвидкісних генераторів без використання механічного мультиплікатора;

- виключення навантаження на лопаті і маточини вітротурбіни, за рахунок розміщення турбогенераторів в центрі тиску аеродинамічних сил;

- забезпечення стабільності параметрів енергії, що генерується за рахунок великої інерції основного вітроколеса при поривах вітру; і т.д.

Подвійне аеромеханічне перетворення, яке використовується для аеродинамічного мультиплікування, може бути представлено у вигляді схеми [66], що показана на рисунку 3.1.

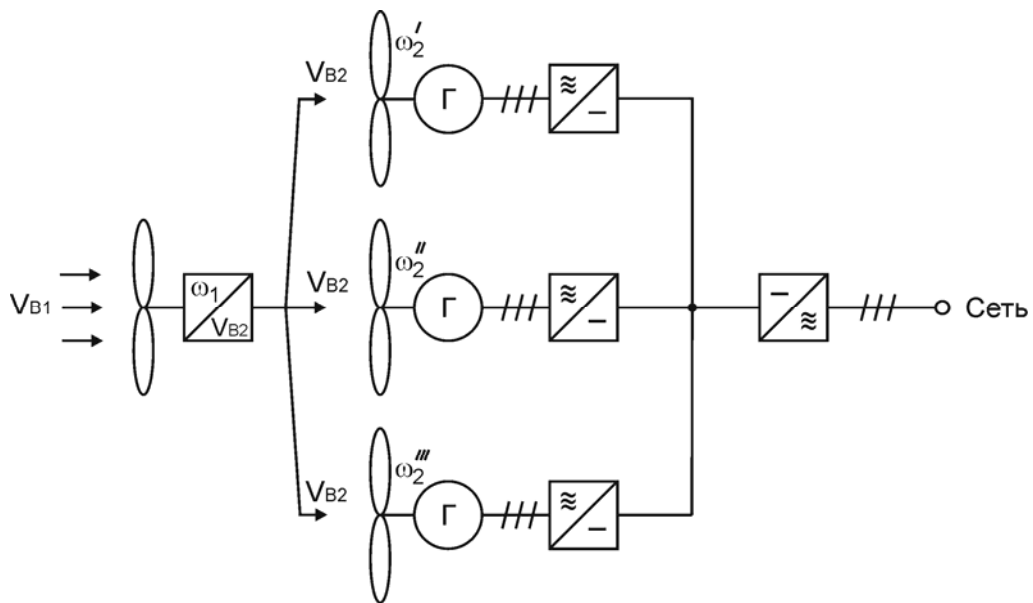


Рисунок 3.1 – Структурна схема подвійного аеромеханічного перетворення

Енергія вітрового потоку перетворюється в механічну енергію обертання первинного вітроколеса. При його обертанні виникає вторинний повітряний потік, який сприймається вторинними вітротурбінами і потужність якого перетворюється в механічну потужність на валу генераторів.

Енергетична діаграма системи з аеродинамічним мультиплікуванням показана на рис. 3.2.

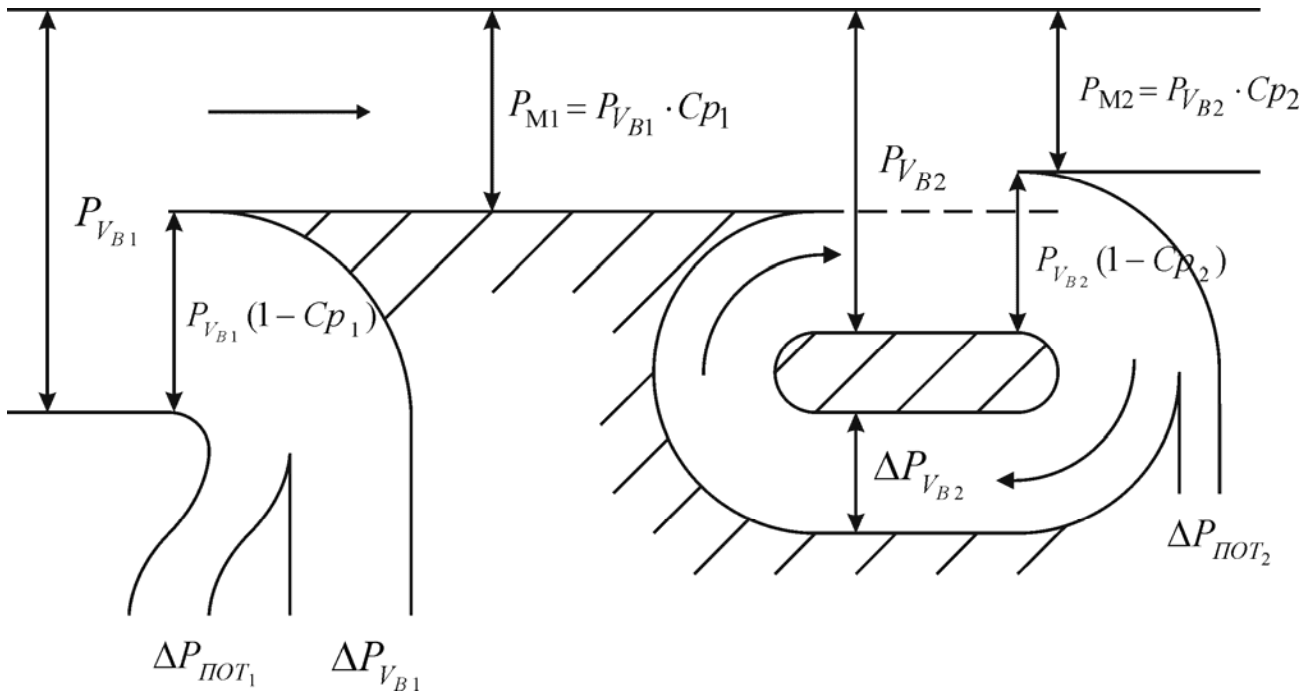


Рисунок 3.2 – Енергетична діаграма подвійного аеродинамічного перетворення

($\Delta P_{\text{ПOT } 1}, \Delta P_{\text{ПOT } 2}$ - потужність втрат первинної та вторинної аеромеханічної підсистеми відповідно; P_{V1}, P_{V2} - потужність первинного та вторинного повітряного потоку відповідно; Cp_1, Cp_2 - коефіцієнти перетворення потужності первинної та вторинної вітротурбін відповідно; P_{M1}, P_{M2} - механічна потужність на валу первинної та вторинних вітротурбін відповідно; $\Delta P_{V_{B1}}, \Delta P_{V_{B2}}$ - потужність повітряного потоку за первиною та вторинними вітротурбінами, відповідно).

В результаті аналізу діаграми перетворення потужності в системі з аеродинамічним мультиплікуванням встановлено, що для загального коефіцієнта перетворення важливе співвідношення коефіцієнта втрат і коефіцієнта перетворення вторинного повітряного потоку [66].

При рівності нулю коефіцієнта втрат коефіцієнт потужності вторинної аеромеханічної системи взагалі не впливає на результуючий коефіцієнт перетворення, а його значення визначається тільки коефіцієнтом перетворення потужності первинної аеромеханічної системи.

Отриманий вираз [66], для сумарного коефіцієнта перетворення підтверджує твердження, про некоректність визначення коефіцієнта перетворення системи з аеродинамічним мультиплікуванням як добутку

коефіцієнтів перетворення потужності повітряного потоку вторинної та первинної аеромеханічних систем.

З точки зору управління, на відміну від класичної ВЕУ, ВЕУ з АДМ має більшу варіативність [67].

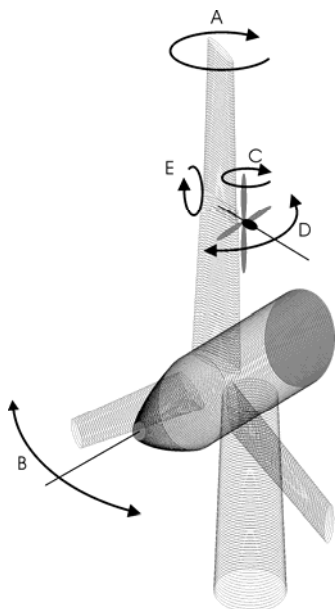


Рисунок 3.3 – Способи впливу на стан електромеханічної системи ВЕУАДМ

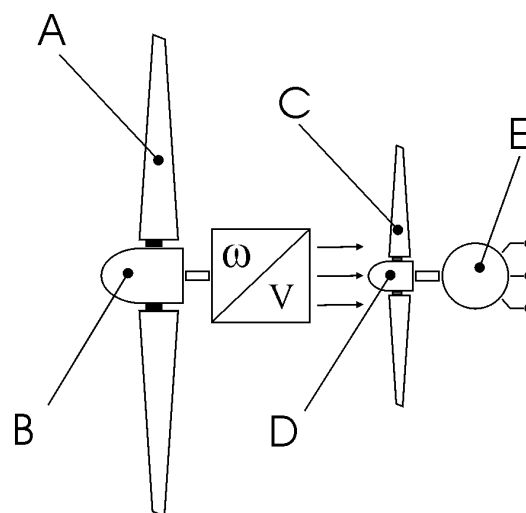


Рисунок 3.4 – Умовні позначення морфологічних ознак системи ВЕУАДМ

Вона має наступні входи для впливу на стан електромеханічної системи (рис. 3.3):

А - кут встановлення лопатей первинної вітротурбіни,

В - кут відхилення вісі обертання первинної вітротурбіни від вектору первинного повітряного потоку,

С - кут встановлення лопатей вторинної вітротурбіни,

Д - кути відхилення вісі обертання вторинних вітротурбін від вектору вторинного повітряного потоку,

Е - обертовий момент генераторів.

Для наочного представлення варіантів може бути використана мнемосхема, що зображена на рисунку 3.4 [67]. Наявність відповідної ознаки будемо позначати затемненням відповідного елемента. Шляхом комбінації

морфологічних ознак може бути сформована карта морфологічного аналізу, що зображена на рисунку 3.5. Вона містить 32 альтернативи.

		C+				C-			
		D+		D-		D+		D-	
		E+	E-	E+	E-	E+	E-	E+	E-
A+	B+	ABCDE	ABCD	ABCE	ABC	ABDE	ABD	ABE	AB
	B-	ACDE	ACD	ACE	AC	ADE	AD	AE	A
A-	B+	BCDE	BCD	BCE	BC	BDE	BD	BE	B
	B-	CDE	CD	CE	C	DE	D	E	"0"

Рисунок 3.5– Карта морфологічного аналізу системи ВЕУАДМ

При формуванні комплексного критерію якості розглянено наступні аспекти та чинники, що визначають оптимальність та працездатність застосування тієї чи іншої альтернативи [67].

1. Застосування певної морфологічної ознаки має відповідну ціну, що позначається на сумарних відносних капітальних витратах.

2. При застосуванні управління виключно за допомогою зміни моменту гальмування, що створюють вторинні вітротурбіни, розміри вторинних вітротурбін повинні бути збільшені, в порівнянні зі схемами, в яких цей спосіб комбінується з іншими способами управління, чи даний спосіб управління взагалі не використовується. Це необхідно для того, щоб мати можливість створювати достатній момент гальмування при значних швидкостях вітрового потоку. Відповідно цей факт позначається на додаткових капітальних витратах.

3. Система повинна бути керованою. (Це твердження є достатньо тривіальним, але при формальному підході, повинно бути враховане).

4. Недоцільно використовувати дублювання аеродинамічного управління, тобто сумісне використання зміни кута встановлення лопатей і зміни кута орієнтації вітротурбіни.

5. Недоцільно використовувати дублювання управління вторинними вітротурбінами, тобто сумісне використання аеродинамічного та електромагнітного регулювання для вторинних вітротурбін.

Для формування комплексного критерію введемо допоміжну цілочисельну функцію логічної змінної:

$$trl(x) = \begin{cases} 0 & \text{при } x = false \\ 1 & \text{при } x = true \end{cases}, \quad (3.1)$$

де $x \in \{false, true\}$ - логічна змінна.

Виходячи з вищезазначених чинників та з використанням функції (3.1) може бути сформульований комплексний критерій якості:

$$\begin{aligned} W(A, B, C, D, E) = & S_A \cdot trl(A) + S_B \cdot trl(B) + S_C \cdot trl(C) + \\ & + S_D \cdot trl(D) + S_E \cdot trl(E) + S_{WT2} \cdot trl(\overline{(A \cup E)} \cap (C \cup D \cup E)) + \\ & + S_{\infty} \cdot trl(\overline{A} \cap \overline{B} \cap \overline{C} \cap \overline{D} \cap \overline{E} \cap ((A \cap B) \cup (C \cap D)) \cap ((C \cap E) \cup (D \cap E))), \end{aligned} \quad (3.2)$$

де S_A - відносні витрати при застосуванні механізму зміни кута встановлення лопатей первинної вітротурбіни,

S_B - відносні витрати при застосуванні, для регулювання, обертання вісі первинної вітротурбіни відносно напрямку вітру,

S_C - відносні витрати при застосуванні механізму зміни кута встановлення лопатей вторинної вітротурбіни,

S_D - відносні витрати при застосуванні механізму зміни кутів відхилення вісі обертання вторинних вітротурбін від вектору вторинного повітряного потоку,

S_E - відносні витрати при застосуванні електромагнітного управління,

S_{WT2} - відносні додаткові витрати внаслідок збільшення розмірів вторинних вітротурбін,

S_∞ - заздалегідь велика величина для реалізації функції виключення певної альтернативи з розгляду,

A, B, C, D, E - логічні змінні, що позначають наявність чи відсутність відповідної морфологічної ознаки.

Після ранжування за ознакою мінімального значення критерію можна виділити групу альтернатив - лідерів: B, BC, BD, C, BE, D, E, A.

Суттєву відмінність від інших лідерів має варіант E. Відмінність полягає у відсутності будь-якого механічного способу регулювання. Це має свої переваги не тільки з точки зору капітальних витрат, а й з точки зору експлуатаційних витрат та підвищення експлуатаційної надійності системи.

Данні для морфологічного аналізу відображають ситуативну оцінку витрат на теперішній час. Їх значення, безумовно, можуть змінюватися під впливом різноманітних факторів, що обумовлені змінами в рівні розвитку техніки та технології виробництва компонентів АДМ.

4 УПРАВЛІННЯ ВІТРОУСТАНОВКОЮ ЗІ ЗМІННОЮ ШВИДКІСТЮ

О.О.Панкова, аспірант

Тенденції до збільшення відсотка використання енергії вітру сприяють удосконаленню способів управління вітроенергетичними установками, для досягнення більшої ефективності. В даний час існують три основні способи управління потужністю вітроенергетичної установки (ВЕУ):

- аеродинамічне управління (з постійною швидкістю);
- управління за допомогою швидкості генератора (зі змінною швидкістю);
- комбіноване управління.

У вітротурбін з аеродинамічним управлінням зазвичай використовують регулювання кутом повороту лопатей для розгону, запуску і для контролю потужності вище номінальної швидкості вітру (рис. 4.1а). У вітротурбін зі змінною швидкістю використовують контроль крутного моменту генератора для оптимізації вихідної потужності (рис. 4.1б).

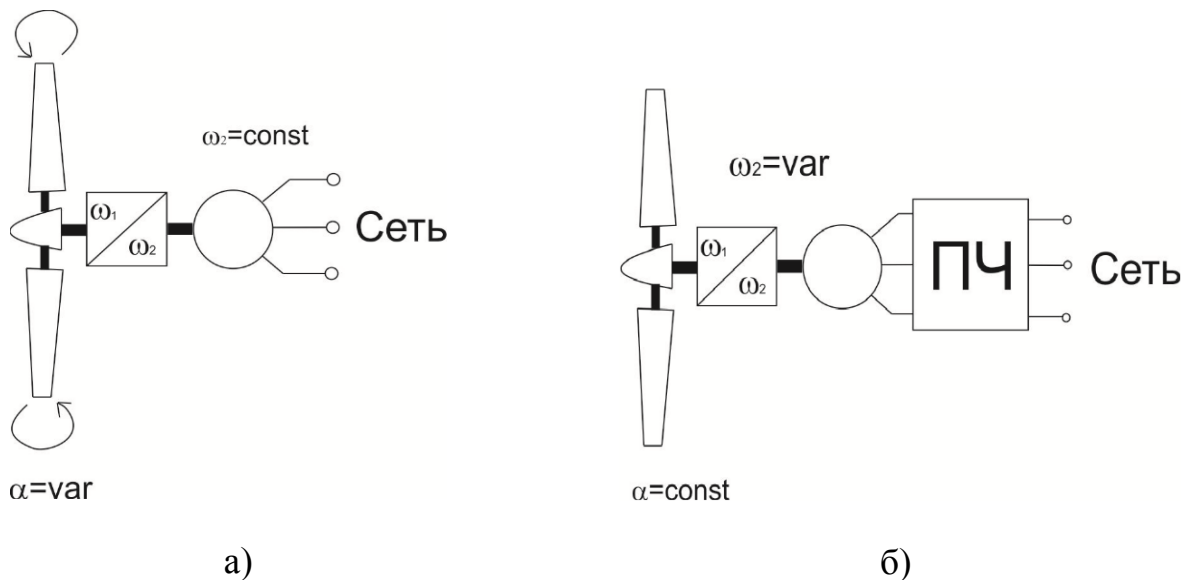


Рисунок 4.1 – Способи управління вітроустановкою а) з постійною і б) зі змінною швидкістю

Управління швидкістю генератора підвищує вироблення енергії на 20-30% в порівнянні з роботою вітроустановки на постійній швидкості. Характерні криві видобутку ВЕУ при роботі на постійній та змінній швидкості, показані на рис. 4.2 [70]

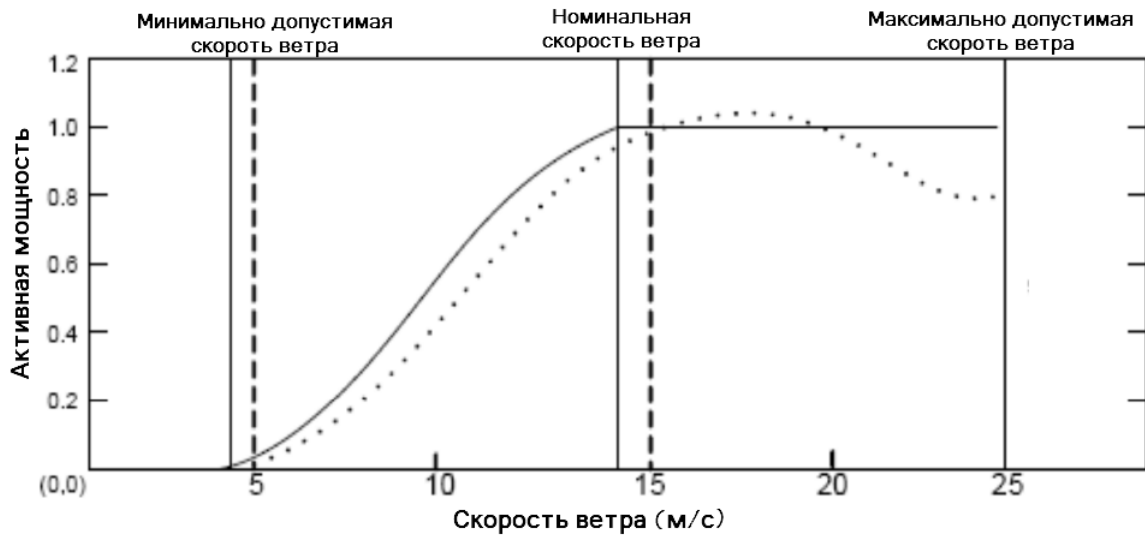


Рисунок 4.2 – Криві вироблення ВЕУ з постійною швидкістю, (пунктиром) і зі змінною швидкістю (суцільна)

У вітроустановках з постійною швидкістю обертання вихідна пікова потужність досягається при значенні швидкості вітру вище номінального, потім починає знижуватися доки не досягне номінального значення швидкості. Ця перевага надає елемент пасивного управління вихідною потужністю, забезпечуючи те, що генератор не перевантажується, якщо швидкість вітру перевищує номінальне значення. Вітротурбіни зі змінною швидкістю використовують швидкість генератора і фіксований поворот лопатей, для роботи на оптимальній швидкості вітру [68]. На швидкостях нижче номінальної швидкості вітру, турбіни управляються шляхом регулювання крутного моменту генератора. Це дозволяє вітротурбіні збільшити швидкохідність (Z), тим самим збільшуючи коефіцієнт потужності (C_p), який, в свою чергу, збільшує загальну видобуту потужність. Вихідна потужність вітротурбіни має вигляд (рис. 3) [71]:

$$P_{\text{вык}} = \frac{\rho \cdot S_{\text{вк}} \cdot V^3 \cdot C_p}{2}$$

де: P - щільність повітря;

$S_{\text{вк}}$ - площа ометаема ветроколесом;

V - швидкість вітру;

C_p - коефіцієнт потужності.

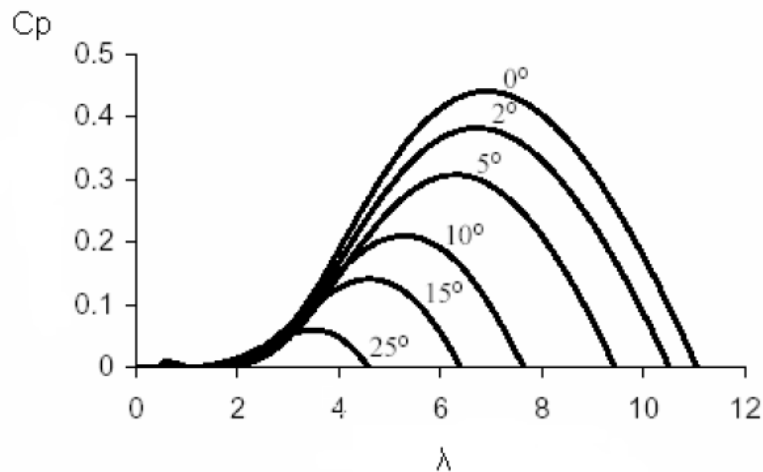


Рисунок 4.3 – Графік залежності коефіцієнта потужності від швидкохідності $C_p(Z)$

Коли турбіна працює вище номінальних значень, то надлишкова потужність використовується для управління кроком повороту лопаті, що призводить до зменшення швидкості обертання лопатей [69].

Робота вітроустановки на змінних швидкостях збільшує видобуток потужності, але також збільшує і вартість системи управління. Такий побічний ефект між збільшенням видобутку енергії і збільшенням вартості може бути оптимізований за рахунок конфігурації ВЕУ.

Перевага вітротурбін з фіксованою швидкістю полягає в тому, що вони прості у використанні, стійкі, не дорогі і енергоефективні, тому більш надійні і не мають перетворювача частоти, в них відсутні вищі гармоніки струму тому капітальні витрати на них нижче. Недоліки включають: меншу аеродинамічну ефективність, механічне напруження і шум. Для вітротурбін зі змінною швидкістю перевагами є: низька механічна напруга, високе захоплення енергії вітру, аеродинамічна ефективність, низький перехідний крутний момент,

відсутність необхідності в механічному загасанні, тому що електрична система може надати гасання і відсутність проблеми синхронізації, тому що жорстке електричне управління може знизити падіння напруги. Недоліки: низька електроефективність, дорожняча і те, що вони іноді мають складні стратегії управління.

ВЕУ з комбінованим способом управління зображена на рисунку 4.4 [70].

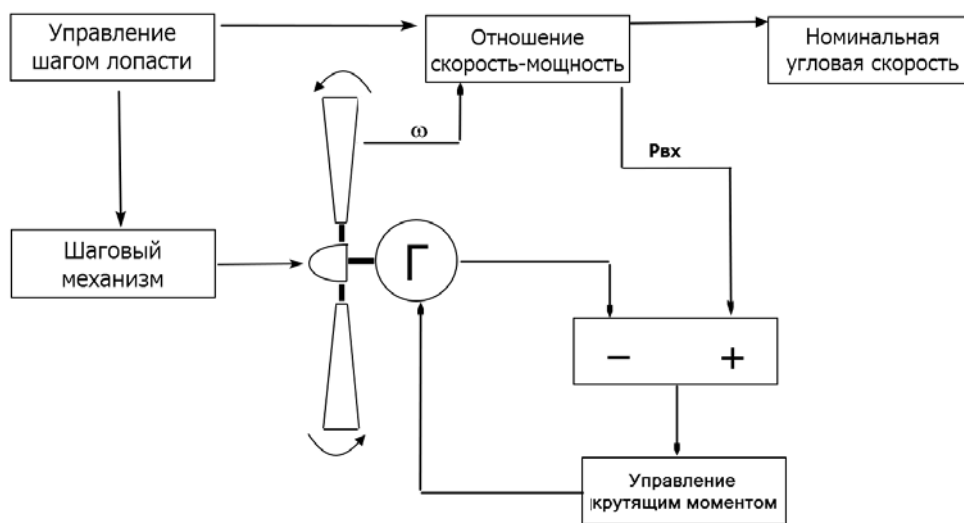


Рисунок 4.4 – ВЕУ з комбінованим способом управління

Така ВЕУ має два алгоритми підтримки роботи турбіни в номінальному режимі, а саме зміна швидкості генератора і зміна кута повороту лопаті. Іншими словами, алгоритми управління які застосовуються при роботі системи ВЕУ з комбінованим керуванням це:

1. Алгоритм оптимізації потужності. Застосовується, коли швидкість вітротурбіни нижче або вище номінальної. Оптимальне вироблення енергії досягається при постійному значенні швидкохідності. Для регулювання швидкості обертання лопатей користуються регулюванням моменту генератора.

2. Алгоритм обмеження потужності. Використовується при швидкостях вітру вище номінальної швидкості турбіни, для обмеження вихідної потужності до номінального значення. Обмеження потужності здійснюється за допомогою

зміни кута повороту лопаті. Таким чином, зменшується потужність вітротурбіни до оптимального рівня.

Області застосування алгоритмів управління вітроенергетичних систем з комбінованим керуванням, показані на рис. 4.5 [70].

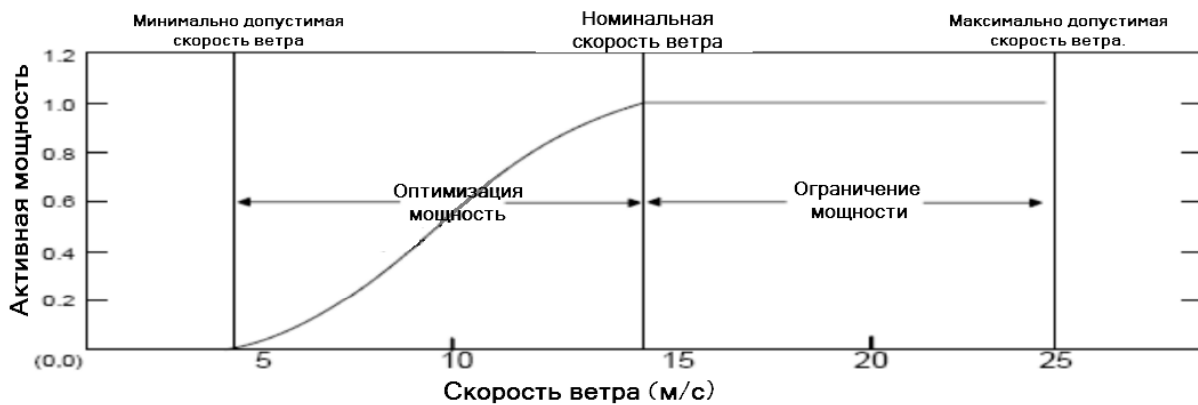


Рисунок 4.5 – Області застосування алгоритмів управління потужність в ВЕУ з комбінованим керуванням

Перевага вітротурбін з постійною швидкістю полягає в тому, що вони прості у використанні, стійкі при роботі на великих швидкостях вітру, більш надійні через можливість підтримки постійної швидкості генератора, як слід не мають перетворення частоти, тому відсутні вищі гармоніки струму. Недоліки включають: меншу аеродинамічну ефективність, наявність механізмів повороту лопатей, механічне напруження і шум.

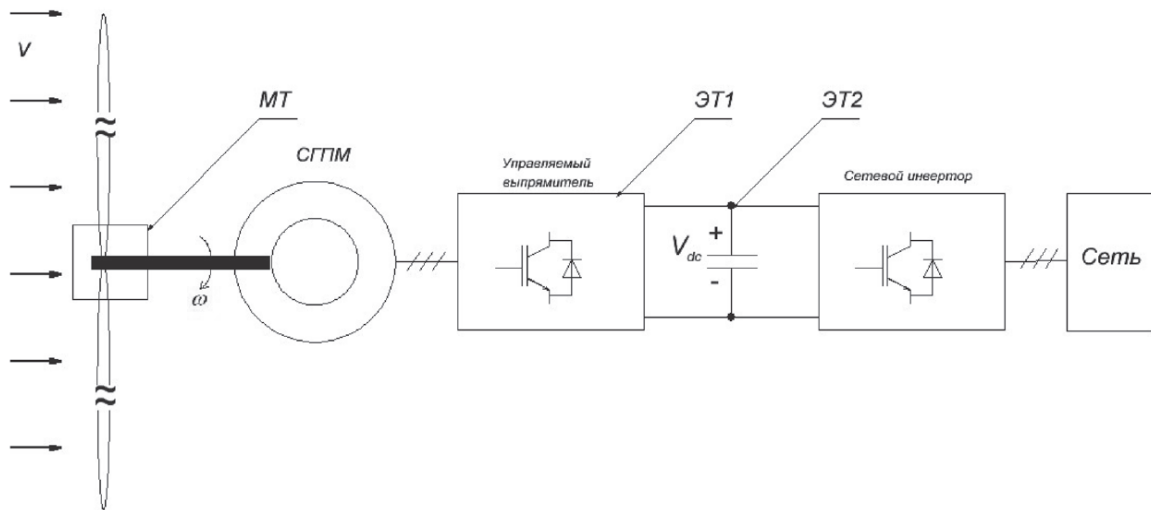
Для вітротурбін зі змінною швидкістю перевагами є: низька механічна напруга, високе вироблення енергії, аеродинамічна ефективність, відсутність механізмів повороту лопатей, низький перехідний крутний момент, відсутність необхідності в механічному гальмуванні, так як електрична система може гальмувати систему за допомогою генератора, відсутність проблеми синхронізації, тому що жорстке електричне управління може знизити падіння напруги. Тому експлуатаційні та капітальні витрати на них нижче, ніж у вітрогенераторів з постійною швидкістю. Недоліки: дорожнеча, специфічні вимоги до електроустаткування, наявність складних алгоритмів управління.

В даний час перспективніше в застосуванні є ВЕУ зі змінною швидкістю обертання генератора, так як вони дозволяють отримувати більше енергії, ніж установки з постійною швидкістю. Це пов'язано з тим, що конструкція ВЕУ зі змінною швидкістю обертання забезпечує максимальне значення аеродинамічної ефективності в більш широкому діапазоні швидкостей вітру [72].

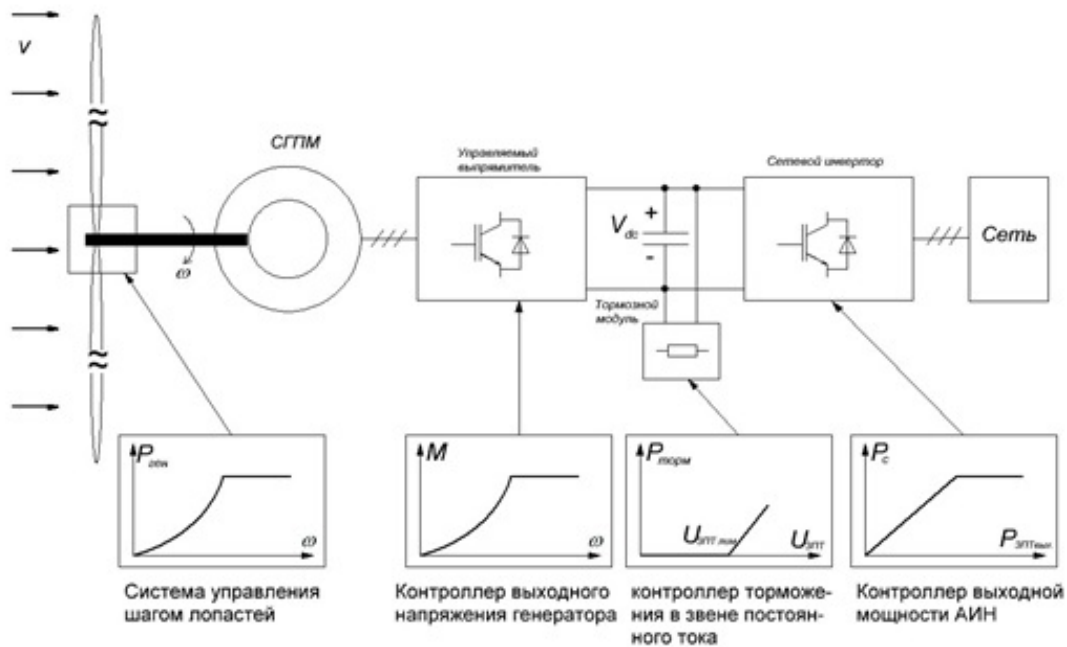
Таким чином, головним завданням в управлінні вітроустановкою зі змінною швидкістю є безперервна адаптація частоти обертання ротора ω , до змінної швидкості вітру V_v . Це дозволяє підтримувати оптимальне співвідношення швидкостей швидкохідності (Z), що забезпечує отримання максимальної вихідної потужності. Однак, завдання не тільки в цьому. Також необхідно обмежити потужність при досягненні граничної швидкості вітру. Відповідно до прийнятої практики використовується два види гальмування [73]: механічне (МТ) і електричне (ЕТ1) або МТ і ЕТ2 (рис. 4.6).

У схемі ВЕУ з синхронним генератором з постійними магнітами (СГПМ), сполученими з мережею через автономний інвертор напруги (АІН) для обмеження потужності в системі управління вітроустановкою використовуються чотири різних підсистеми: система управління кроком лопатей; контролер вихідної напруги генератора; контролер гальмування в ланці постійного струму; контролер вихідної потужності АІН [73].

У літературних джерелах представлено два основних способи управління аеродинамікою ротора турбіни з метою обмеження потужності при високих швидкостях вітру. Перший спосіб - пасивне управління. При такому методі лопаті жорстко закріплені, а обмеження вихідної потужності здійснюється за рахунок аеродинамічної форми лопатей, без будь-яких активних контролерів. Цей спосіб простий і забезпечує апаратну надійність. Однак може привести до неприпустимих рівнів механічних навантажень. Таким чином, у даному випадку пасивне управління виконує лише функцію захисту вітрових турбін [74].



а)



б)

Рисунок 4.6 – Функціональна схема ВЕУ (а); структурна схема ВЕУ (б)

Другий підхід - це активне управління кутом повороту лопатей при зміні швидкості вітру. Такий спосіб управління має на увазі, що вітротурбіни оснащені кількома додатковими пристроями, електромеханічними або гідравлічними приводами, які використовуються для повороту лопатей (або їх частини), датчиками і контролерами [71]. Перевагою цього методу є якісне

управління потужністю, можливості плавного пуску і аварійної зупинки, можливість отримання потужності близькою за величиною до номінальної потужності генератора при високій швидкості вітру. Недоліком є ускладнення механізму регулювання і, як наслідок, збільшення експлуатаційних витрат, а також коливання потужності при високій швидкості вітру.

Завдання управління ВЕУ, які представлені вище, можуть бути резюмовані наступним чином:

- включення ВЕУ на стартових швидкостях і відключення при граничних, а також перемикання контролерів, що відповідають конкретним умовам експлуатації;
- управління аеродинамічною потужністю і швидкістю обертання при швидкостях вітру вище номінальних;
- максимізація електроенергії, яка може бути залучена з вітру в зоні часткового завантаження;
- зниження змінних навантажень до гарантованого рівня стійкості механічних частин у всіх режимах роботи;
- передача електричної енергії в мережу із заданою величиною потужності для широкого інтервалу швидкостей вітру;
- дотримання стандартів якості електричної енергії;
- захист вітроенергетичних установок і в той же час активна підтримка мережі при порушеннях в ній.

ВЕУ зі змінною швидкістю обертання є нелінійними системами мінливими в часі, порушуваними стохастичними вхідними змінними, що істотно впливає на їх надійність і призводить до великих змін динамічної поведінки системи на всьому робочому діапазоні. Це одна з причин, по якій засоби управління ВЕУ зі змінною швидкістю обертання ротора все ще знаходяться на етапі пошуку технічних рішень застосування в промисловій вітроенергетиці.

Одним з важливих елементів удосконалення управління ВЕУ зі змінною швидкістю, є генератор системи. Зазвичай в вітроустановках застосовують [75]:

- генератор постійного струму;
- синхронні генератори;
- асинхронні генератори з короткозамкненим ротором;
- асинхронний генератор з фазним ротором.

Електромеханічна система ВЕУ на основі генератора постійного струму, не знайшла широкого застосування в вітроенергетиці, хоча має великі можливості в регулюванні. Основними причинами обмеженого застосування ГПТ, є: низька надійність і великі експлуатаційні витрати.

Більшого поширення набули синхронні генератори (СГ) (рис 4.6). Їх переваги:

- здатність виробляти активну і реактивну потужність;
- можливість автономної роботи і роботи в системі без перетворювача частоти;
- можливість регулювання вихідної напруги;
- досить високий коефіцієнт корисної дії.

До недоліків відносяться - необхідність синхронізації з мережею, висока вартість в порівнянні з асинхронними генераторами.

Асинхронні генератори з короткозамкненим ротором (АГКР) мають великі перспективи для застосування в системах ВЕУ. Основною схемою для системних вітроустановок є схема безпосереднього підключення АГКР до енергосистеми (рис. 4.7).

Особливим класом, що застосовується для ВЕУ, є асинхронні генератори з подвійним живленням (АГДП). Схема вітроустановки з АГДП представлена на рис. 4.8 [76].

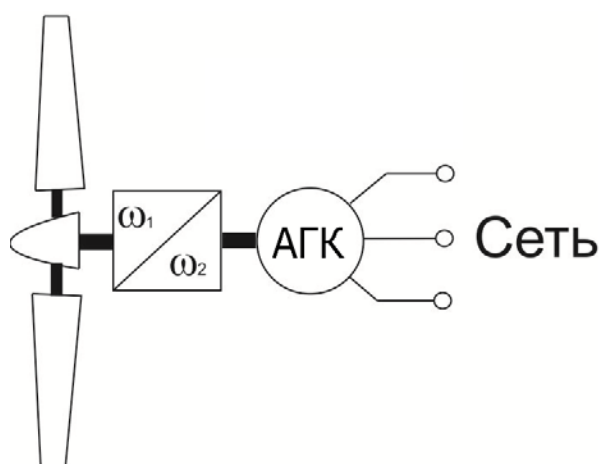


Рисунок 4.7 – АГКР з прямим підключенням до мережі

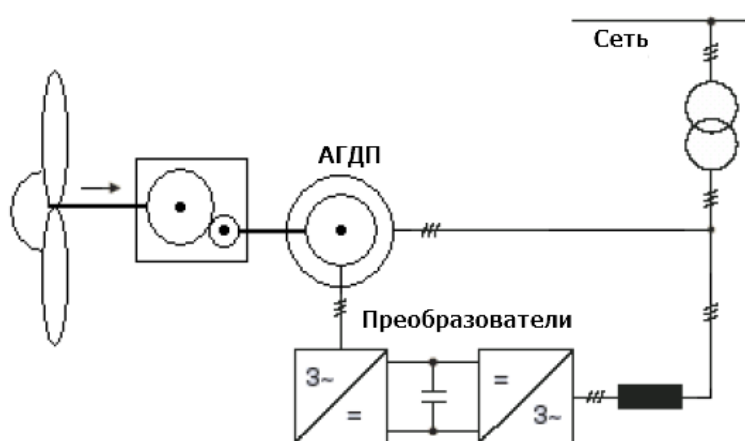


Рисунок 4.8 – АГДП у системі ВЕУ

На сьогоднішній день, більша увага приділяється розробці алгоритмів керування ВЕУ за допомогою регулювання кроку повороту лопатей. Найпростішим і поширеним способом регулювання кроку повороту лопатей є пропорційно-інтегральний регулятор (ПІД). Він має переваги загальних систем зворотного зв'язку, таких як регулювання помилкою. Система використовує похідну і інтеграл помилки за часом для впливу на початковий стан системи. ПІД-регулятор являє собою лінійний контролер з одним входом і єдиним виходом, обмежений трьома коефіцієнтами посилення (K_p , K_i , K_d) (рис. 4.9) [77]. Регулюючи ці три коефіцієнти, можна встановити: час регулювання, час

перерегулювання і час наростання вихідного сигналу, щоб отримати бажаний вихід системи [78].

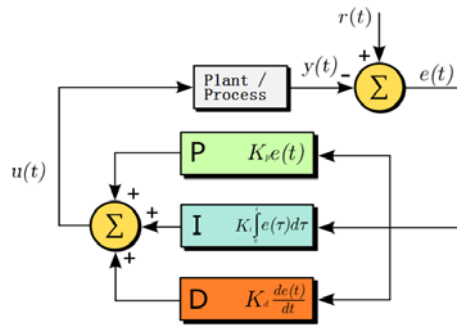


Рисунок 4.9 – ПДД-регулятор з коефіцієнтами посилення K_p , K_i , K_d

Ще одним, із запропонованих в наукових джерелах, способів обмеження потужності є нелінійні контролери зворотного зв'язку з оцінкою швидкості вітру. Передбачаються контролери на основі методу лінеаризації з динамічним станом зворотного зв'язку з асиметричним відстеженням швидкості обертання ротора в поєднанні з оцінкою аеродинамічного крутного моменту і швидкості вітру [79].

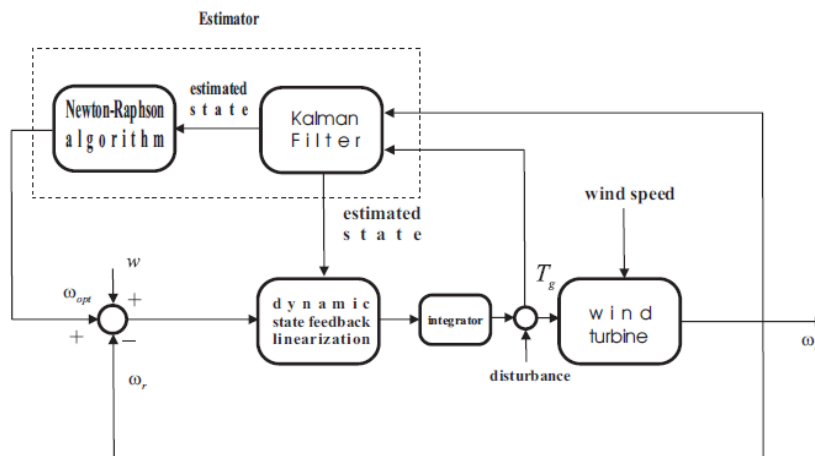


Рисунок 4.10 – Нелінійний динамічний зворотний зв'язок стану у схемі контролера, що оцінює

Стратегія управління за допомогою генетичного алгоритму має великий потенціал в системі, що містить сильну нелінійність, таку як сильна турбулентність вітру. Контролер мінімально звертається до елементів оптимізації видобутої потужності і адаптація управління до реальних умов

роботи. Контролер з генетичним алгоритмом може досягти кращих показників в управлінні, ніж звичайні стратегії управління кроком повороту [80]. На рис. 4.11 наведена модель контролера з генетичним алгоритмом.

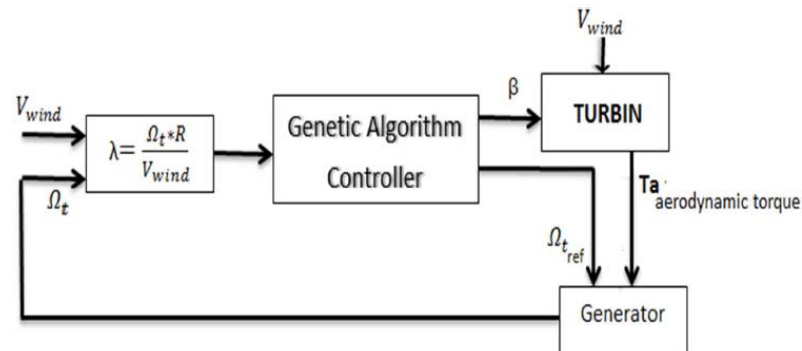


Рисунок 4.11 – Модель контролера з генетичним алгоритмом

Вченими розроблено новий метод спостереження за точкою максимальної потужності (MPPT) для систем ВЕУ зі змінною швидкістю обертання. Для реалізації методу створено контролер програмного управління для параметрів, що змінюються лінійно (рис.4.12), заснований на нейронній мережі. Даний метод може підвищити ККД використання енергії вітру, знизити механічні вібрації віротурбіни, захопити максимальну енергію вітру [81].

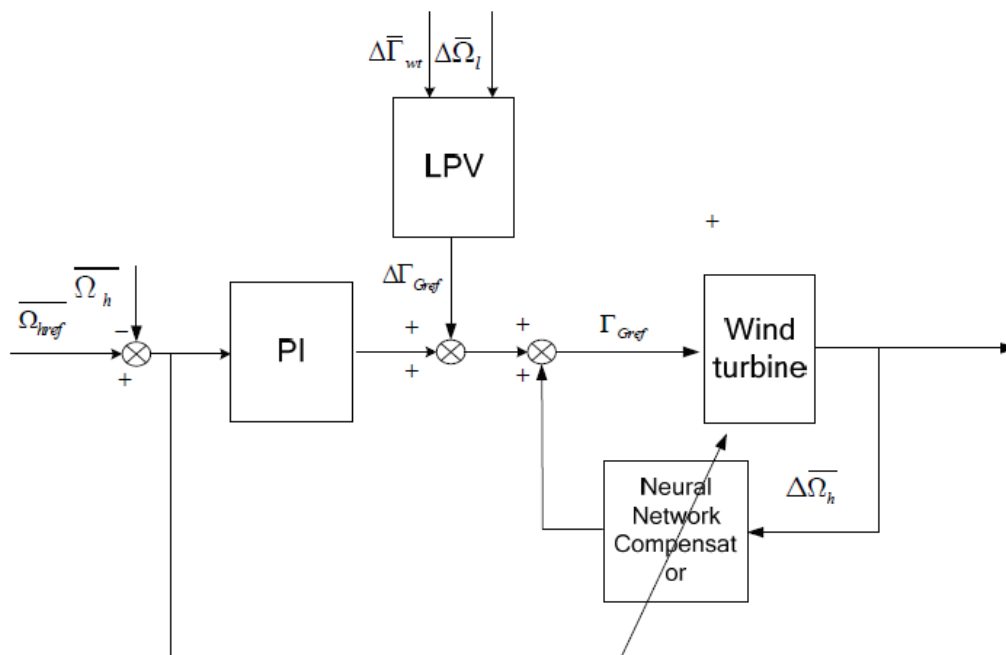


Рисунок 4.12 – Структура управління ВЕУ заснована на нейронній мережі.

5 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ПЕРЕТВОРЕННЯ НЕВИКОРИСТОВУЄМОЇ ЕНЕРГІЇ НА ОСНОВІ ПІРОЕЛЕКТРИЧНОГО ЕЛЕМЕНТУ

Є.М. Кісельов, доцент, к.т.н.; А.В. Таранець, старший викладач

Зростання населення світу і розвиток технологій призводять до збільшення попиту на електричну енергію. Виробництво енергії з мінеральних запасів поступово знижується завдяки їх вичерпанню, то у світі складається ситуація боротьби за обмежені джерела ресурсів. Одночасно це спонукає вчених проводити дослідження у напрямку створення нетрадиційних і поновлювальних джерел енергії. Зазвичай такі роботи проводяться у напрямках використання ядерної енергії, гідроенергетики, сонячної енергії та повітродувних станцій.

Іншим фактором, що спонукає розвиток нетрадиційних джерел енергії є те, що існуючі процеси отримання і перетворення енергії супроводжуються значними втратами в навколишнє середовище наслідком чого стало глобальне потепління. Розвиток в цьому напрямі може бути спрямовано на створення перетворювачів вторинної енергії.

Тому актуальним є розробка і дослідження термоперетворювачів на основі піроелектриків.

Джерела збирання енергії використовують різноманітні фізичні ефекти з метою акумуляції незначних часток невикористовуємої енергії у корисний сигнал. Мікроелектромеханічні системи (МЕМС) є функціонально складними виробами комплексування мікросистемної техніки, технологічний процес проектування і виготовлення яких припускає об'єднання на поверхні і в об'ємі кристала кремнію надвеликих інтегральних мікросхем (НВІС) управління і виконавчих пристроїв мікромеханотроніки [82].

На основі принципів створення МЕМС було запропоновано структуру термоперетворювача елемента живлення, що містить піроелектричний

чутливий елемент [83]. Генерація електроенергії виконується від нагрітого і холодного потоків рідини, які плінуть у протилежних напрямках, на поверхні піроелектричного шару. Перетворювач вбудовано до MEMS приладу, що автоколивається під дією нагріву. Таким чином виконується періодична зміна нагріву і охолодження поверхонь перетворювача. Це призводить до виникнення періодичних електричних коливань на обкладинках піроелектричного конденсатора при постійних теплових потоках поблизу термоелементу. Теплопоглинач MEMS частини може нагріватися за рахунок поглинання випромінювання, під дією вторинного тепла від працюючого силового обладнання або тепла шкіри людини. З цього слід, що на основі запропонованого термоелементу можуть бути реалізовані енергозбираючі джерела живлення оптичного типу або теплової дії.

Конструкцію MEMS термоелементу наведено на рис. 5.1.

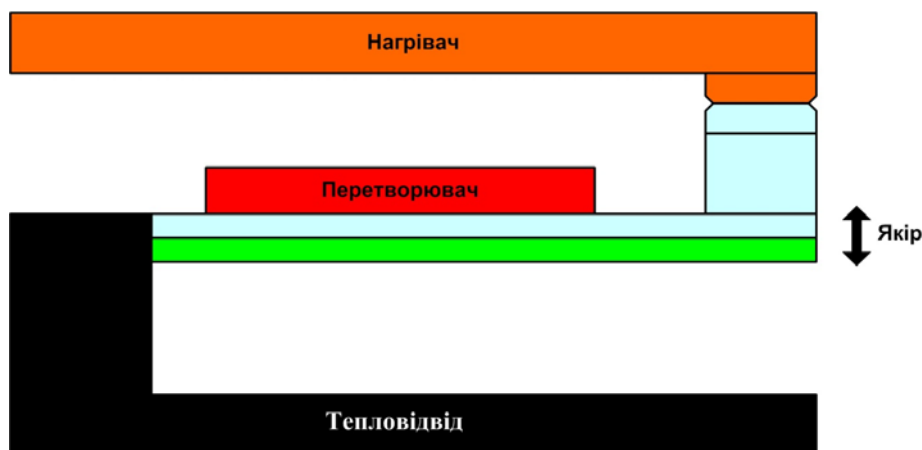


Рисунок 5.1 – Конструкція термоперетворювача елементу живлення

У запропонованій конструкції консолі приєднуються до якорю, який торкається джерела тепла. Вільний кінець консолі таким чином контактує з джерелом теплової енергії. При нагріванні поверхні консоль також нагрівається і при пластичній деформації її матеріалів вигинається у протилежний бік від нагрітої поверхні. Це досягається за рахунок виготовлення консолі з двох металів з різними коефіцієнтами термічного розширення. Аналогічний ефект також використовується у біметалевих термостатах побутових пічок і

термічних реле електронагрівачів. Віддалення консолі від джерела тепла призводить до зменшення її температури шляхом розсіяння у навколишній простір. Під дією зворотної деформації якір здійснює рух у протилежному напрямку і знов торкається нагрітої поверхні поглинача тепла. Таким чином консоль виконує механічні коливання до тих пір, доки зберігається різниця температур між поглиначем і тепловідводом.

Такий перетворювач в змозі суттєво охолоджувати активно діючі джерела втраченого тепла, або фотоелектричні термоперетворювачі. Незважаючи на невелику потужність таких елементів, низькі габаритні розміри структури дозволяють об'єднувати їх до багатоелементних матриць, що підвищує параметри електричної енергії, що генерується.

Основним завданням, що вирішується для перетворення вторинної енергії є підтримання сталої циклічної зміни температури піроелектричного шару. Зазвичай це досягається за допомогою звичайного нагріву і охолодження, що відрізняються інерційністю. При цьому застосування МЕМС у термоперетворювачі обумовлюється кількістю перетворюваної енергії, що залежить від швидкості зміни температури. Це дозволяє суттєво підвищити ступінь модуляції потоку тепла. Власнорухаючі частини МЕМС комутують обкладинки піроелектричного конденсатора і розряджають його у процесі циклічної зміни температури. Малопотужний перетворювач підключено до схеми накопичення енергії, що змінює змінний струм у постійний.

Забезпечення модуляції теплових потоків великорозмірними приладами призводить до зниження швидкості зміни температури. У МЕМС приладах, що характеризуються невеликими розмірами, швидкість зміни температури значно вища. Але малі розміри не дозволяють використовуватися для перетворення потужних теплових потоків. Структура перетворювача містить біморфну консоль з шаром, що має більший коефіцієнт теплового розширення з боку нагрівача. Також у консоль вбудовано піроелектричний перетворювач. Масивний контакт на вільному кінці якорю торкається до нагрівача і передає

тепло до шару піроелектрика. Тепловідвід розташовується як можливо далі від нагрівача, щоб мінімізувати теплопередачу від нього.

У якості матеріалів біморфної консолі можуть бути використані сполуки діоксид кремнію - алюміній ($\text{SiO}_2\text{-Al}$) і кремній - золото (Si-Au). Біморфна структура має комбінований коефіцієнт розширення, що спонукає коливатися консоль. У якості матеріалу піроелектричного конденсатора застосовано полівініліденфторид, коефіцієнт лінійного розширення якого значно вищий, ніж у біморфної консолі. Таким чином, з метою забезпечення автоколивального режиму якорю перетворювач розташовано на зовнішній поверхні консолі. Під час функціонування елемента відбуваються термомеханічні і термоелектричні перетворення. Термомеханічне перетворення здійснюється під час деформації консолі під дією нагріву. Термоелектричне перетворення виконується у піроелектричному елементі.

Спочатку вільний кінець консолі торкається до гарячої поверхні і тепло розповсюджується вздовж якорю, що нагріває його. Але під дією цього біморфна консоль згинається донизу завдяки різності коефіцієнтів теплового розширення. При цьому зникає контакт консолі з нагрівачем і тепло стікає вздовж рухомої пластини до охолоджувача і на цьому шляху нагріває перетворювач. Піроелектричний шар змінює розподіл електричного заряду і виникає електричний струм. Також вигін консолі здійснює розтягнення перетворювача, а так як кожен піроелектрик є й п'єзоелектриком, то піроелектричний струм складається з п'єзоелектричним.

Коли охолоджувач відведе тепло від консолі її температура знизиться і якір зміститься у початкове положення, тобто знов торкнеться до нагрівача. Консоль буде нагріватися, а цикл рухів повториться. Таким чином консоль здійснює періодичні коливання, перетворювач генерує змінний струм, що може бути накопичено і випрямлено.

Відповідно до структури термоперетворювача (рис. 5.1) було розроблено двовимірну модель у вигляді сіткової конструкції за допомогою методу кінцевих елементів (рис. 5.2).

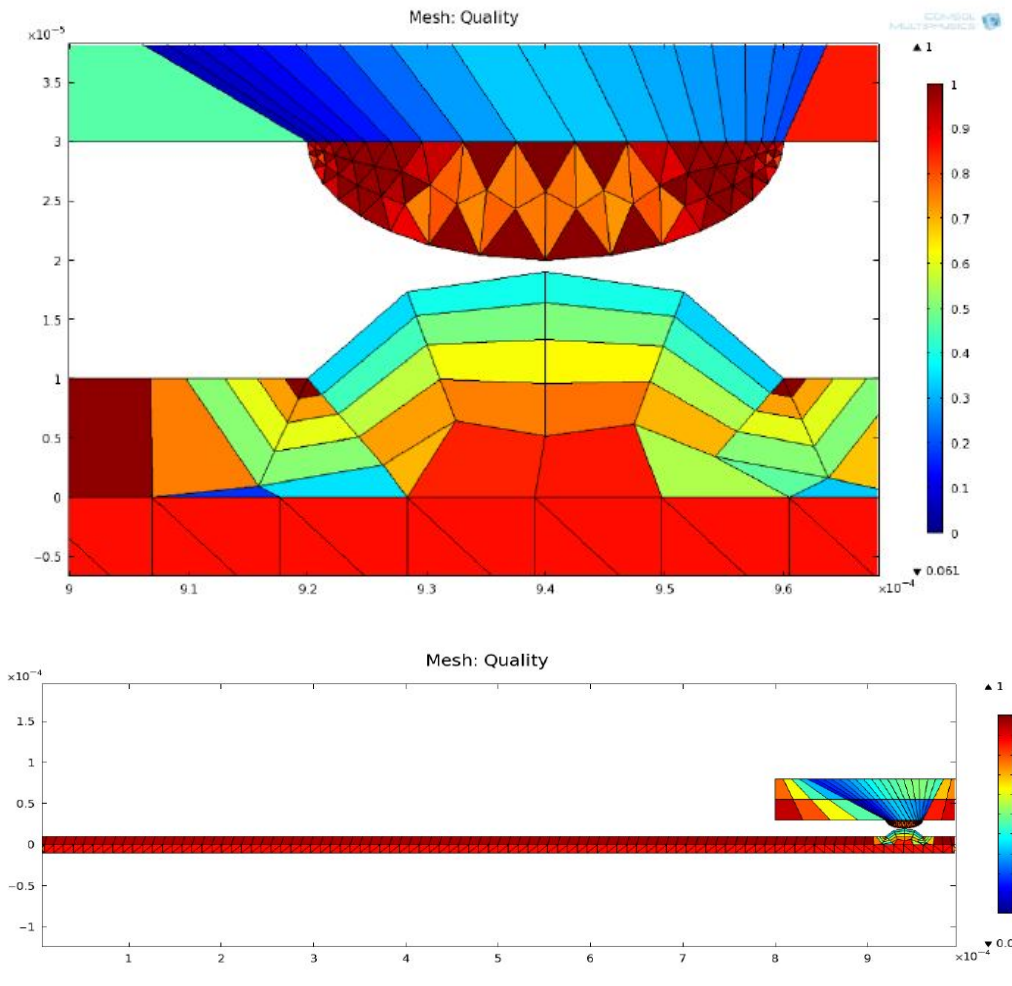


Рисунок 5.2 – Двовимірна модель термоперетворювача

Метод кінцевих елементів є чисельним методом для вирішення диференціального рівняння в частинних похідних, що виражає фізичне явище в геометрично певній області. У цьому методі кожна частина геометричної моделі дискретизується в множину підчастинок сітки, що обмежені граничними умовами. Використовуючи граничні умови і фізичні рівняння, можливо отримати безперервні рішення для певних параметрів, таких як температура, напруга і т.д. Точки між лініями сітки інтерполюються. Сьогодні для вирішення цієї мети широко використовується велика кількість зразків програмного забезпечення, що дозволяє користувачеві створювати або імпортувати модельні

завдання і автоматично обробляти складну геометрію структури і визначати граничні умови до них. При цьому в якості обмежувачих умов для рішення в ЕОМ використовуються температура, зміщення, напруга, механічні навантаження і інші змінні.

Для того, щоб зменшити обчислювальне навантаження і дотримуватися обмежень програмного забезпечення були зроблені деякі припущення з метою спрощення чисельної моделі:

- джерело тепла і охолоджувач знаходяться при відповідних постійних температурах; термічний контакт з нагрівачем набагато більше, ніж з якорем, так що тепло, яке передається між джерелом і нагрівачем за допомогою консолі і не значно впливає на їх температури;

- відбувається дуже низький радіаційний теплообмін між нагрівачем і приймачем, що визначає навколишнє середовище як вакуум;

- властивості матеріалів є постійними і ізотропні;

- тепло поширюється по всій довжині консолі, а розподіл теплової потоку є одновимірним - тільки уздовж осі x . Тому розподіл температури уздовж ширини в осі y мінімальний, і теплове розширення матеріалу за напрямком y не враховується. Це припущення дозволяє адекватно наблизити тривимірну модель до двовимірної і таким чином знизити обчислювальне навантаження без суттєвої втрати точності моделювання.

- піроелектрик вбудовується поверх алюмінієвого шару в середину консолі. Тому відбувається зміна температури на відстані 300 мкм від вільного кінця балки, що застосовується для генерації піроелектричного струму.

- електроди, підключені до піроелектричного перетворювача не здійснюють вплив на теплопередачу і забезпечують низький контактний опір для піроелектричного струму.

Для підтримки симетрії розміру елементів з границею суміжних областей, застосовано трапецієподібну техніку зчеплення в джерела тепла і верхньому шарі балки. Це створює сітчасті елементи приблизно такого самого розміру в

сусідніх частинах спільних меж, але не обов'язково створює дуже густу сітку в області.

Таким чином сіткова модель налічує 467 елементів, з яких 299 мають трикутну і 168 чотирикутну форми. Якість сіткової моделі визначається коефіцієнтами сегментації і у середньому має значення 0,8248. Найгірша якість спостерігається у частині нагрівача, де рішення рівнянь не є актуальними для виконання досліджень.

Дослідження розробленої моделі відбувалось за допомогою САПР COMSOL Multiphysics. Результати моделювання наведені на рис. 5.3 у вигляді розподілу температури за структурою перетворювача.

При моделювання температура нагрівача змінювалась від 0 до 40°C з періодичністю 35мс, що підтверджує працездатність розробленої структури термоперетворювача. Консоль при цьому знаходиться у пласкому стані при температурі 20°C. Зниження температури порівняно з цим значенням призводить до вигину балки у напрямі до нагрівача, а збільшення – вигину у протилежному напрямку.

Узагальнюючі вплив температури нагрівача на частоту і періодичність коливань консолі (рис. 5.4) можливо зробити висновок, що збільшення нагріву в діапазоні від 10°C до 150°C призводить до зменшення частоти коливань від 53Гц до 23Гц.

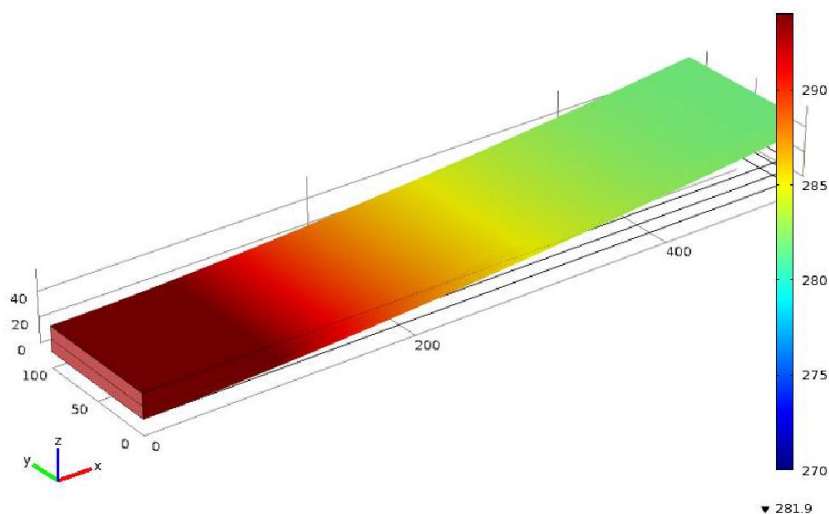


Рисунок 5.3 – Розподіл температури за структурою термоперетворювача

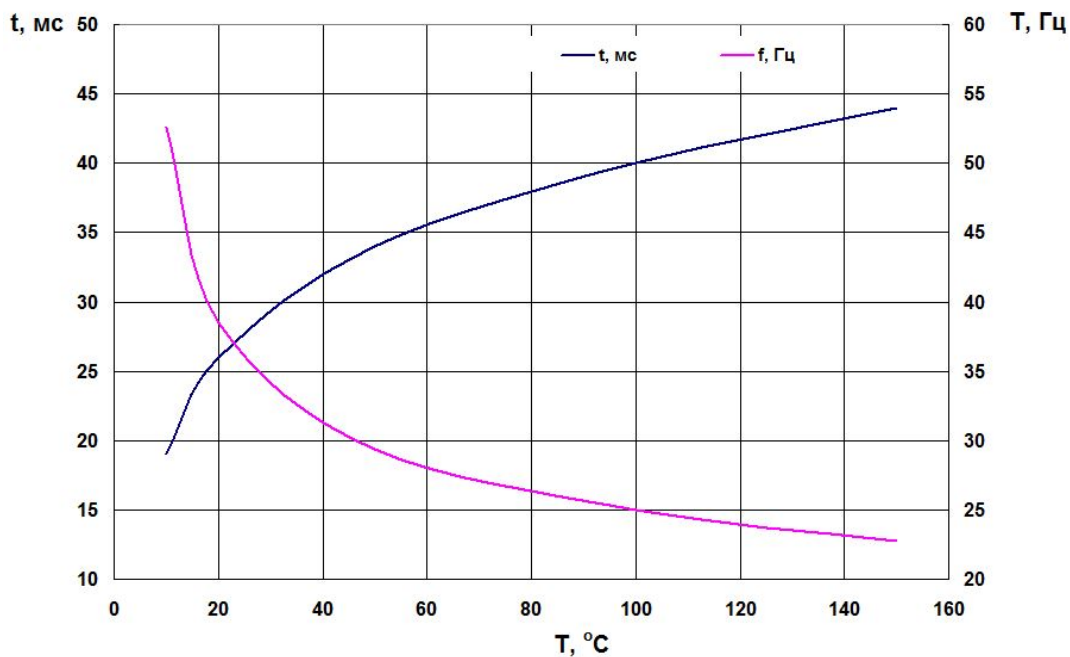


Рисунок 5.4 – Вплив зміни температури нагрівача на параметри коливань консолі термоперетворювача

Це пояснюється тим, що в умовах передачі тепла виключно за допомогою теплопровідності, процеси охолодження балки відбуваються більш повільніше при зростанні потужності джерела енергії.

У зв'язку з тим, що запропонований термоперетворювач має низьку потужність і генерує змінний струм, то необхідно передбачити заходи, щодо накопичення споживаємої електричної енергії і переведення надання її у вигляді постійного струму. Для цього було розроблено структуру накопичувача, яка наведена на рис. 5.5.

Наведена структура містить завантажувач заряду, що генерується термоелектричним перетворювачем, суперконденсатор, комутатор і перетворювач рівнів постійного струму. Завантажувач заряду використовується для заряджання суперконденсатора до тих пір, доки накопиченої енергії не стане достатньо для підтримки напруги на навантаженні споживача. У якості пристрою зберігання заряду використовується суперконденсатор завдяки тому, що він спроможний утримати більшу щільність енергії ніж звичайні зразки конденсаторів протягом короткого часу заряджання.

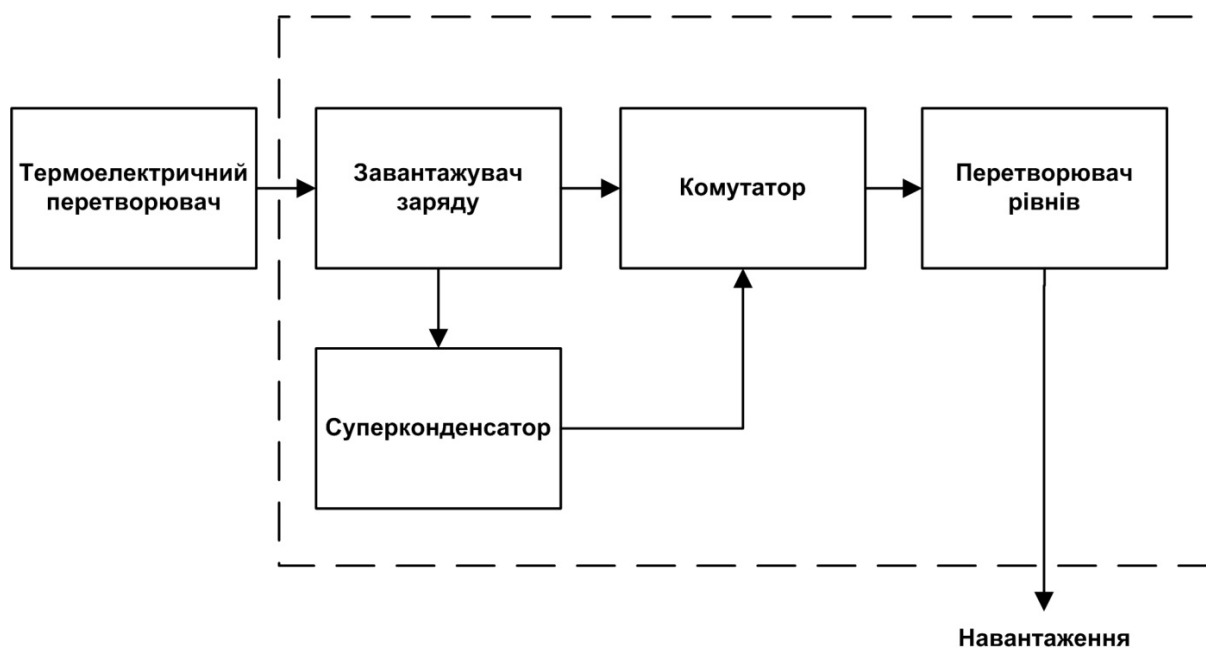


Рисунок 5.5 – Структура накопичувача електричної енергії

Коли напруга перевищить порогове значення, завантажувач формує сигнал керування, що вмикає комутатор і між суперконденсатором і перетворювачем. При цьому конденсатор починає розряджатися і перетворювач підтримує вихідну напругу на потрібному споживачеві рівні. Комутатор залишається ввімкненим до тих пір, доки напруга на суперконденсаторі не знизиться менш критичного значення. Таким чином, завантажувач визначає час спрацювання комутатора і підключення суперконденсатора до навантаження. Вхідний опір завантажувача повинен бути достатньо високим, щоб забезпечити достатню функціональність піроелектричного перетворювача. У багатьох аналогічних існуючих схемних рішеннях накопичувачів передбачається використання додаткового джерела живлення для власних елементів схем. Для розробленої структури характерно визначення оптимального заряду суперконденсатора, такого, щоб він використовувався для власного живлення елементів схеми накопичувача. Для розробленої схеми таке значення ємності становить 3Ф.

Перевірка працездатності розробленої схеми накопичувача електричної енергії термоперетворювача виконувалася шляхом її моделювання у середовищі Proteus. Встановлено, що при дії імпульсів термоперетворювача завантажувач формує сигнал зарядження суперконденсатора. При закінченні кожного імпульсу на вході схеми, струм зарядження поступово спадає, доки не зменшиться нижче порогового значення. При запуску схеми на вході встановлюється максимальне значення напруги близько 1,7 В і поступово спадає під час дії імпульсу до значення 1,6 В. Таким чином, при струмі 5 мкА, накопичується протягом періоду дії термоперетворювача потужність 80 мВт. За одну годину значення накопиченої енергії сягає близько 2,8 Дж. При включенні схеми повне зарядження суперконденсатора виконується протягом 6 годин. Після цього на виході схеми формується сигнал постійної напруги і сили струму.

Розроблена структура термогенератора поєднує піроелектричний перетворювач з біморфним коливальним пристроєм.

Дослідження розробленого термоперетворювача показали, що збільшення нагріву в діапазоні від 10°C до 150°C призводить до зменшення частоти його коливань від 53Гц до 23Гц.

На основі використання суперконденсатору розроблено систему накопичувача електричної енергії термоперетворювача.

Показано, що протягом періоду дії термоперетворювача накопичується потужність 80 мВт, а за одну годину значення накопиченої енергії сягає близько 2,8Дж.

6 ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ПРИСТРОЇВ ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ ЦЬЛЯХОМ ЗАСТОСУВАННЯ СУПЕРКОНДЕНСАТОРІВ

В.Ю. Бондар, доцент, к.т.н.

Одним з важливих напрямків розвитку засобів невинного підвищення енергоефективності промислового виробництва є значне підвищення енергоефективності пристроїв промислової електроніки (силової електроніки в сучасній інтерпретації). Це викликано тим, що пристрої силової електроніки є безпосередньою ланкою, яка керує потоком майже всієї електроенергії, яка використовується в промисловості, транспорті, та побуті. І одним з таких засобів є застосування суперконденсаторів, які забезпечують збереження кінетичної, потенціальної та інших видів енергії, які марно витрачалися в технологічних процесах. Давно відомі накопичувачі електроенергії у вигляді хімічних акумуляторів мають суттєві вади, які заважали їхньому широкому застосуванню в пристроях силової електроніки. До них слід віднести в першу чергу низький термін придатності, достатньо великі експлуатаційні витрати, низькі динамічні властивості з огляду на сучасну динаміку механічних ланок технологічного обладнання. Від цих недоліків в значній мірі вільні накопичувачі електроенергії на основі електричних конденсаторів надвисокої ємності, так звані суперконденсатори [84]. Враховуючи існуючі характеристики суперконденсаторів та зважаючи на швидке зростання їхнього виробництва та постійне вдосконалення конструкцій і поліпшення експлуатаційних характеристик можна вважати їхнє застосування в пристроях промислової електроніки достатньо перспективним.

Нижче наводяться результати науково-дослідних робіт присвячених застосуванню суперконденсаторів в вітрогенераторах та гібридних транспортних засобах.

6.1 Використання суперконденсаторів в вітроелектричних станціях (ВЕС)

Наявність суперконденсаторів в силових колах вносить свою специфіку і особливості в структуру силової мережі ВЕУ. Конкретна конфігурація силової схеми суттєво залежить від її призначення та режиму роботи. В самому загальному випадку структурна схема силових кіл має наступний вигляд (рис. 6.1). Завдяки визначним електричним та масогабаритним характеристикам суперконденсаторів значно підвищується коефіцієнт корисної дії, маневреність, та термін експлуатації акумуляторної батареї. При розробці представленої структурної схеми вітрової електростанції виходили з того, що в якості генератора застосовується синхронний генератор із сталими магнітами на роторі. Застосування таких генераторів є сучасним трендом розвитку вітроенергетики оскільки відсутня обмотка збудження, що суттєво підвищує ККД та зменшує вартість перетворювального обладнання і витрати на обслуговування. В той же час такі генератори мають і суттєві вади, які при недбалому ставленні до експлуатації можуть привести до дуже небезпечних наслідків. Ці недоліки виникають тому, що ротор є сталим магнітом, внаслідок чого магнітне поле в розточці статора присутнє постійно. Оскільки при обертанні ротора генератора в обмотках статора завжди наводиться е.р.с, то при пошкодженні обмоток виникає аварійний струм, який неможливо вимкнути. Це витікає з того, що немає можливості встановити захисний апарат всередині статора генератора. Внаслідок цього контур замикається накоротко і дуже швидко починається пожежа, яку практично неможна загасити. Наслідки такої аварії наведені на рис. 6.2. Пошкодження обмотки статора в таких генераторах може виникати внаслідок налипання гострих металевих часток на роторі, які при обертанні останнього можуть пошкоджувати обмотку статора і які не опадають, як це відбувається в системах з електромагнітним збудженням при вимиканні струму.

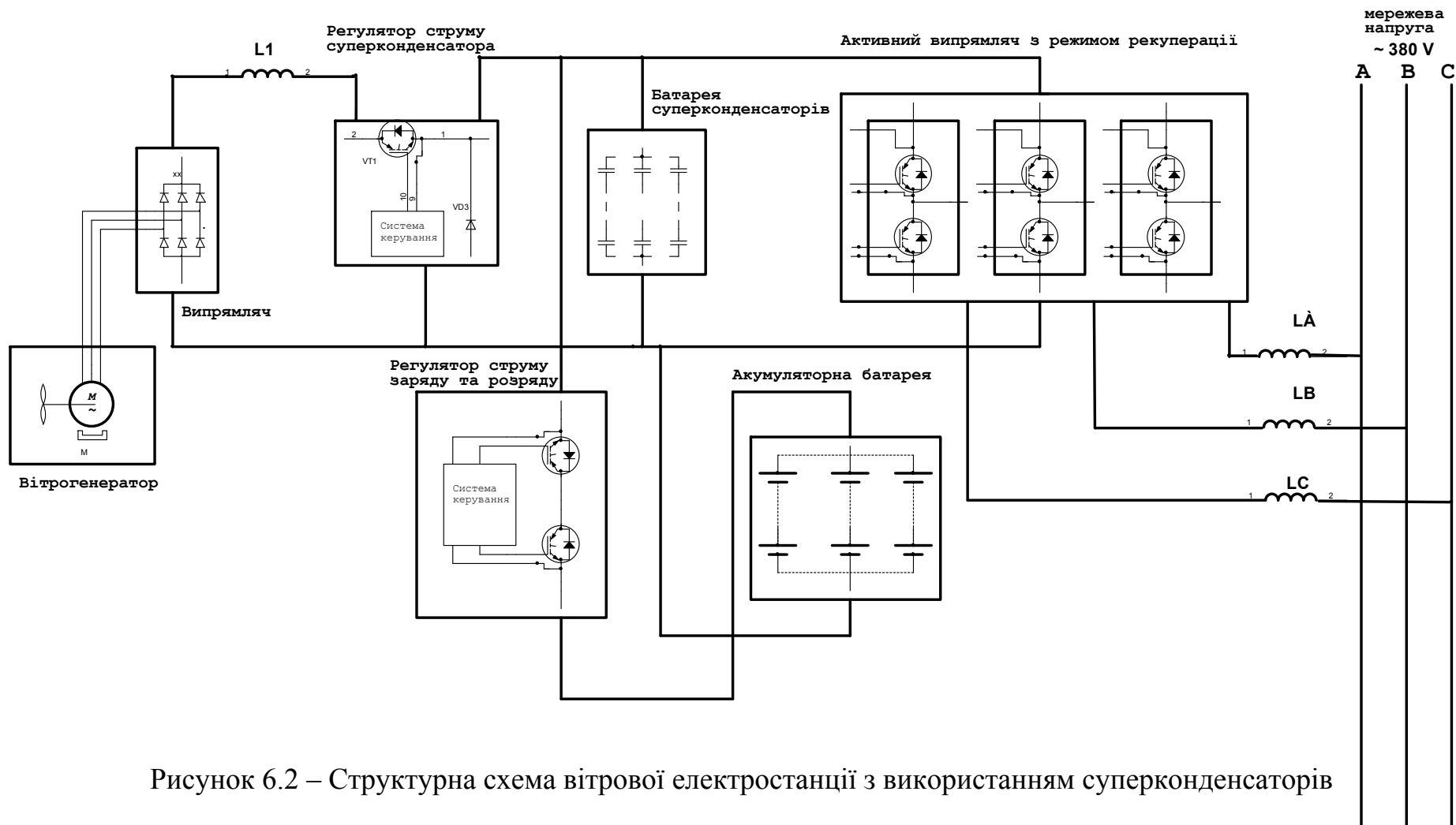


Рисунок 6.2 – Структурна схема вітрової електростанції з використанням суперконденсаторів

Оскільки магнітний потік ротора не зникає, то кількість металевих часток весь час накопичується, що в кінці кінців призводить до пошкодження обмотки. Це в свою чергу призводить до наслідків, наведених вище.



Рисунок 6.2 – Аварія вітрогенератора з ротором на сталих магнітах

Як витікає зі структурної схеми, змінна напруга синхронного генератора випрямляється трифазним діодним мостовим випрямлячем, що забезпечує найбільший рівень використання встановленої потужності обладнання. Навантаженням трифазного мосту є блок суперконденсаторів, який приєднується до схеми випрямляча через транзисторний перетворювач на базі IGBT модулів і який, в свою чергу, приєднується до випрямляча через реактор L1. Регулювання струму і, відповідно, споживаної потужності, відбувається за допомогою широтно-імпульсної модуляції вихідної напруги випрямляча. Вище зазначалось, що завдяки застосуванню суперконденсаторів знімається суттєве обмеження на необхідність роботи вітрогенератора в режимі стабілізації

кутової швидкості ω_p ротора вітротурбіни, що викликалося необхідністю або обмеженням на коливання та рівень зарядного струму акумулятора, або необхідністю стабілізації вихідної напруги мережі навантаження. Застосування суперконденсаторів знімає ці обмеження і таким чином швидкість ротора вітрогенератора може змінюватися в достатньо великих межах, що дозволяє використовувати енергію турбулентності вітрового потоку про що йдеться в подальших матеріалах.

Батарея суперконденсаторів та акумуляторна батарея створюють мережу постійного струму, напруга якої регулюється відповідними транзисторними регуляторами. При цьому необхідно відзначити, що регулятор струму акумуляторної батареї є реверсивним. Тобто він керує величиною як зарядного так і розрядного струмів.

До названої мережі постійного струму приєднується т.з. активний випрямляч, який перетворює постійну напругу в напругу змінного струму з параметрами відповідними загальної мережі змінного струму.

Застосування активних випрямлячів, схемотехніка яких дозволяє виконувати корекцією коефіцієнта потужності, перетік енергії в обох напрямках, на даний час набуває широкого розповсюдження внаслідок суттєвих переваг перед звичайними перетворювачами частоти та традиційними випрямлячами. Приєднання до загальної мережі відбувається через накопичувальні реактори LA, LB, LC. Завдяки застосуванню потужних IGBT транзисторних модулів з достатньо високою частотою комутації стало можливим значно поліпшувати форму вихідного струму активного випрямляча, наближуючи її до синусоїдальної форми. Таким чином названі переваги активного випрямляча (наближення $\cos \varphi$ до 1, практично синусоїдальна форма вихідного струму, можливість ефективної рекуперації) робить його найбільш конкурентним рішенням в царині схемотехніки силової електроніки. На рис. 6.3 наведені епюри кривих струму та напруги при моделюванні роботи активного випрямляча

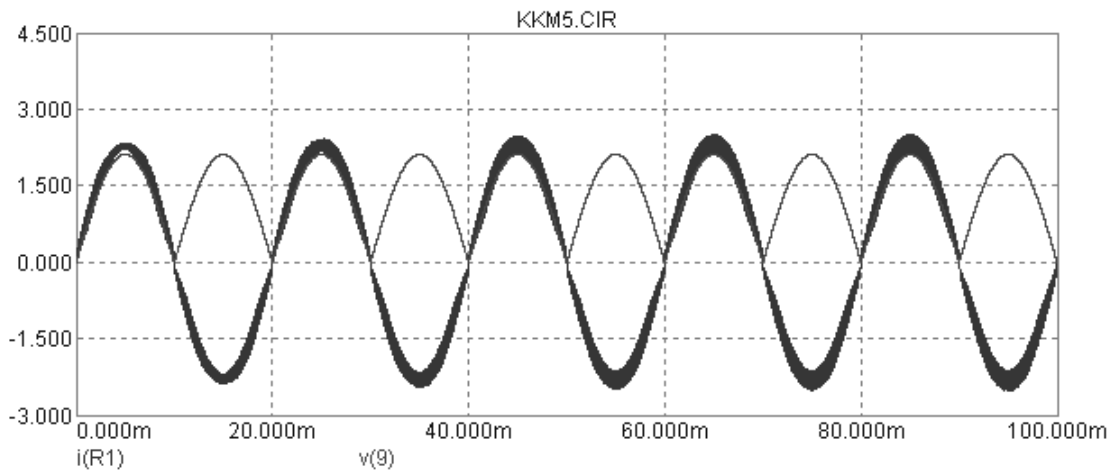


Рисунок 6.3 – Форма струму мережі в активному випрямлячі

Для ілюстрації переваги роботи активного випрямляча на рисунку 6.4 наведені епюри кривих струму та напруги при застосуванні традиційної схеми.

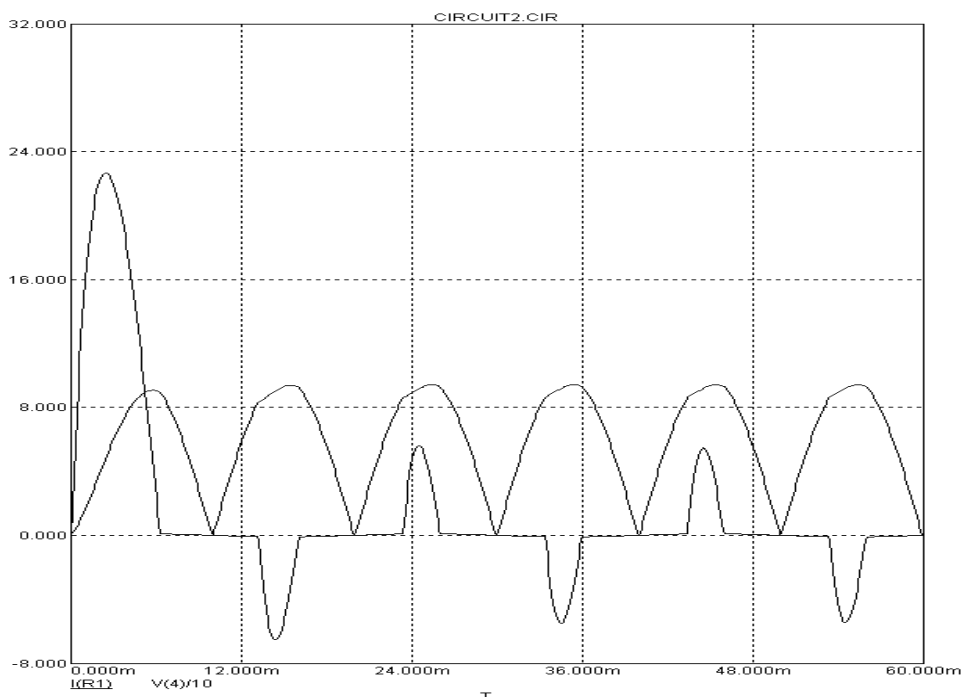


Рисунок 6.4 – Форма струму мережі при застосуванні традиційної схеми

Алгоритм роботи запропонованої схеми є наступним. При нормальній роботі живлення мережі через активний випрямляч відбувається від вітрогенератора через буферний блок суперконденсаторів. Цей блок демпфує

коливання напруги вітрогенератора яке спричиняється турбулентністю вітрового потоку.

Завдяки роботі регулятора на шинах мережі постійного струму підтримується номінальна напруга. Також при необхідності іде зарядка акумуляторної батареї через відповідний регулятор. У випадку зменшення необхідної потужності вітрогенератора внаслідок зменшення швидкості вітрового потоку, або настання штилю, акумуляторна батарея починає працювати в режимі розряду, підтримуючи за допомогою регулятора номінальну напругу на шинах постійного струму. При необхідності цей регулятор обмежує величину розрядного струму до допустимих значень.

У випадку тривалої зупинки вітрогенератора і при наявності резервної потужності за допомогою активного випрямляча може відбуватися зарядка акумуляторної батареї і батареї суперконденсаторів. Ця енергія може використовуватися при піку навантаження, або при необхідності початкової розкрути вітротурбіни.

Надалі наводяться аналіз та розрахунки результатів впливу застосування суперконденсаторів на підвищення ефективності роботи ВЕС при наявності турбулентності набігаючого вітрового потоку.

6.2 Аналіз впливу суперконденсаторів на підвищення ефективності роботи ВЕС при наявності турбулентності набігаючого вітрового потоку

Як і у всякому новому напрямку розвитку техніки, частка інженерної складової вітроенергетики також має свої глобальні проблеми. До таких глобальних проблем можна віднести проблему як найповнішого використання енергії вітрового потоку. Однією з достатньо вагомим проблем, які з'являються при використанні енергії вітрового потоку є його нестабільність в часі. Особливо це стосується вітрогенераторів малої та середньої потужності, які, як

правило, розташовуються на невеликих висотах щодо поверхні землі і використовуються в якості автономних джерел енергії.

На рис. 6.5 наведений часовий графік зміни швидкості вітру навіть на протязі хвилини [84].

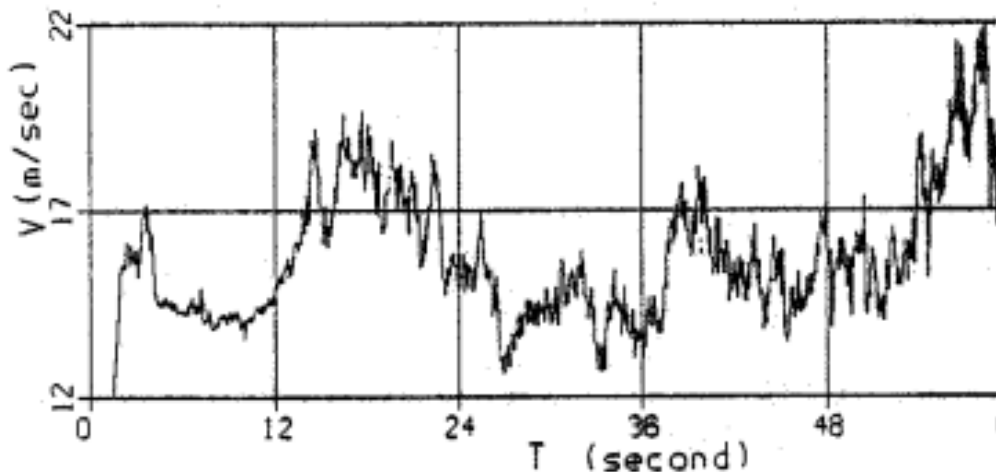


Рисунок 6.5 – Типовий графік зміни швидкості вітру на вході вітротурбіни у часі

Залежність вихідної потужності вітротурбіни (ВТ) $P_{вт}$ від швидкості вітру V_e на її вході має вигляд:

$$P_{вт} = C_p \frac{\rho \cdot S \cdot V_e^3}{2}, \quad (6.1)$$

де $C_p = \frac{P_{вт}}{P_{ввтр}}$ - коефіцієнт використання енергії вітру;

$P_{ввтр}$ – потужність вхідного потоку вітру;

ρ – щільність повітря на вході ВТ.

S – площа, що утворюється при обертанні лопатей вітротурбіни.

Звідси випливає, що зміна швидкості вітру у 2 рази викликає зміну вихідної потужності у 8 разів. Таким чином залежність корисної потужності ВТ від зміни швидкості вітру (турбулентності) є досить відчутною.

Побіжний аналіз розвитку вітроенергетики і особливо технічних засобів її застосування вказує, що однією з головних вимог є підтримання стабільної в

часі вихідної потужності ВТ, оскільки більшість технологічних процесів вимагала і вимагає сталої потужності або швидкості на вході технологічних механізмів.

На початковому етапі застосування потужних ВТ для автономного використання і відсутності прийнятних з точки зору енергоефективності потужних засобів стабілізації вихідної потужності ВТ, широке застосування отримало регулювання кута повороту лопатей вітроколеса відносно напрямку вітру (т.з. pitch controlled). Але такий спосіб керування потужністю ВТ призводить до зниження коефіцієнту використання енергії вітру C_p .

Така система застосовується якщо вітрогенератор працює в автономній електромережі, де стабільність електропостачання є необхідною умовою працездатності споживача. Це, як правило, системи живлення які не мають буферних накопичувачів, наприклад, акумуляторних батарей, що в наш час не є характерним. Недоліком таких систем є неповне використання енергії вітру, оскільки не дозволяють використання енергії поривів вітру, які є характерною ознакою для вітру, що виникає на невеликій відстані (10...15м) від поверхні землі, т.з. турбулентність вітрового потоку.

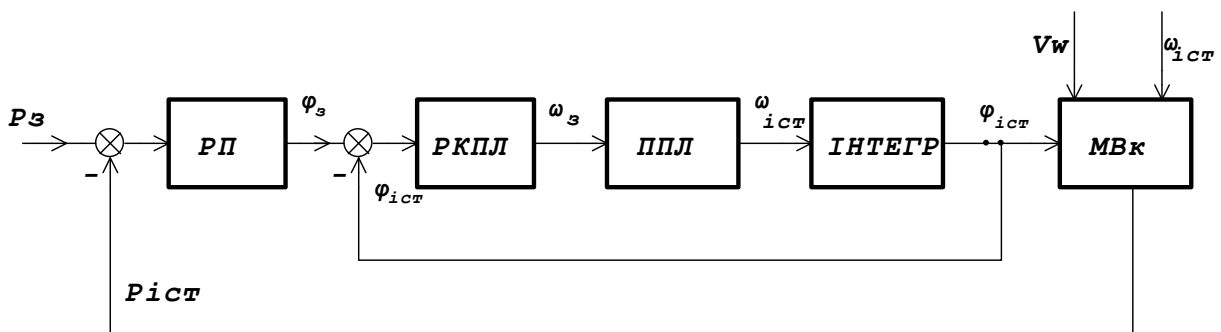


Рисунок 6.6 – Структурна схема системи стабілізації потужності з «pitch»-регулятором: РП –регулятор потужності; РКПЛ- регулятор кута повороту лопатей; ППЛ – привод повороту лопатей; МВк – модель вітроколеса

З аналізу графіків рис. 6.5 та рис. 6.7 можна констатувати різке зниження C_p при стрімкому збільшенні швидкості вхідного потоку між 48 та 60 секундами часу проведення експерименту.

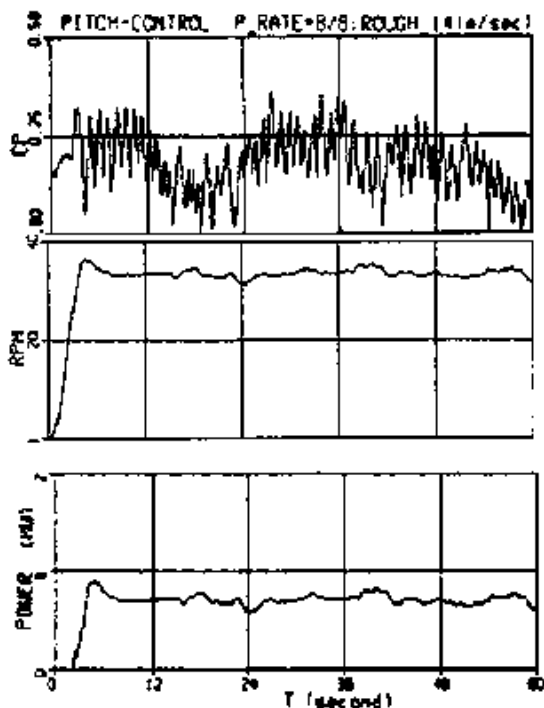


Рисунок 6.7 – Коефіцієнт використання (C_p), стабілізація швидкості (RPM) та вихідна потужність (POWER) вітрогенератора при типових коливаннях по амплітуді і в часі швидкості вхідного вітрового потоку

В роботі [85] достатньо аргументовано наводяться причини втрат вітрової енергії внаслідок завжди присутній турбулентності вхідного вітрового потоку. Втрати такої потужності досягають величини, яка наводиться у висногах цієї роботи:

«Природна турбулентність, завжди присутня в вітровому потоці призводить до втрат енергії, що відбирається вітроенергетичними установками (ВЕУ) від вітру, в порівнянні з розрахунковими даними.

Величина таких втрат може досягати 16%, що для ВЕУ потужністю 2000кВт складає близько 500 тис. грн. на рік».

Для усунення цього недоліку найбільш раціональним, на наш погляд, є застосування швидкодіючого накопичувача електричної енергії з широким діапазоном зарядного струму та припустимої напруги. Існуючі в широкому використанні електрохімічні накопичувачі (акумулятори), не дивлячись на достатню електричну ємність, є досить інерційними пристроями, які працюють в доволі вузькому діапазоні напруги (+15%...–10%) та зарядного струму і тому застосування їх для накопичення енергії турбулентності вітрового потоку не є виправданим. Застосування інших відомих типів накопичувачів є проблематичним внаслідок їхньої обмеженої швидкодії. Тому на сьогоднішній день розробники ВЕУ, для яких проблема підвищення коефіцієнту C_p є актуальною, розглядають можливість застосування в якості високодинамічних накопичувачів електричної енергії - суперконденсатори. Як витікає з визначення суперконденсатора, він має всі властивості, притаманні звичайним конденсаторам: можливість тривалого зберігання електричної енергії у вигляді статичного електричного поля, високодинамічні показники зарядно-розрядних процесів та можливість зберігання енергії будь якого рівня напруги, який обмежується тільки електричною міцністю його ізоляції. В той же час, завдяки особливостям своєї структури, їхня питома ємність на кілька порядків перевищує питому ємність звичайних конденсаторів, в тому числі електролітичних. На даний час багатьма провідними фірмами освоєно серійний випуск як окремих суперконденсаторів, так і батарей на їх основі. Такі конденсатори знаходять застосування в пускових пристроях на залізничному транспорті, гібридних транспортних засобах.

Як зазначалося вище, найбільшою турбулентністю відзначаються вітрові потоки в приповерхневих шарах атмосфери на висотах, на яких встановлюються вітротурбіни малої та середньої потужності (до десятків кВт) кількість яких є достатньо великою. Виходячи з цього має сенс провести аналіз можливості застосування суперконденсаторів для підвищення коефіцієнта C_p

вітогенератора при суттєвій турбулентності вітрового потоку для вітротурбіни потужністю 10...20 кВт.

6.3 Розрахунки впливу застосування суперконденсаторів

Вихідні дані:

довжина лопаті	l_l (м) =	4
маса лопаті	m_l (кг) =	16
середня швидкість вітру	V_s (м/с) =	10
величина поривів вітру	Δv (м/с) =	5
кількість лопатей	n (шт) =	3
коефіцієнт швидкохідності	Z =	5
коефіцієнт використання енергії вітру	C_p =	0,45
щільність повітря	ρ (кг/м ³) =	1,22

Розрахунок необхідної ємності суперконденсатора.

Знаходимо діаметр вітроколеса:

$$D_{\text{БК}} = 2 \cdot l_l = 2 \cdot 4 = 8 \text{ м}$$

Площа , утворювана при обертанні лопатей:

$$S = \frac{\pi D_{\text{БК}}^2}{4} = \frac{3,14 \cdot 8^2}{4} = 50,2 \text{ м}^2 .$$

З допомогою аналізу часового графіка турбулентності на рисунку 6.5 визначаємо орієнтовну динаміку процесу. За результати аналізу можна прийняти, що швидкість зростання вітрового потоку лежить в межах 3...5 секунд.

Оптимальну кутову швидкість при заданій швидкості вітрового потоку V_e знаходимо, використовуючи формулу для визначення коефіцієнта швидкохідності:

$$Z = \frac{\omega_{\text{опт}} \cdot R_{\text{вк}}}{V_{\text{в}}} ;$$

звідки знайдемо, позначивши $R_{\text{вк}} = l_{\text{л}}$

$$\omega_{\text{опт}} = \frac{Z \cdot V_{\text{в}}}{l_{\text{л}}} ; \omega_{\text{опт}} = \frac{5 \cdot 10}{4} = 12,5 \text{с}^{-1} .$$

Для визначеної швидкості вітрового потоку $V_e = 10 \text{ м/с}$ знаходимо номінальну потужність $P_{\text{ном}}$ за формулою (6.1):

$$P_{\text{вт}} = C_p \frac{\rho \cdot S \cdot V_{\text{в}}^3}{2} = 0,45 \frac{1,22 \cdot 50,2 \cdot 10^3}{2} = 13,8 \text{кВт}$$

Далі необхідно обчислити динамічні характеристики вітротурбіни для визначення ступеня відслідковування вітротурбіною змін вітрового потоку. Момент інерції вітротурбіни знаходимо за формулою:

$$J_{\text{вк}} = n \cdot \frac{1}{3} m l^2 \quad J_{\text{вк}} = 3 \cdot \frac{1}{3} 16 \cdot 4^2 = 256 \text{кгм}^2$$

Механічну сталу часу $T_{\text{м}}$ визначаємо як:

$$T_{\text{м}} = \frac{J_{\text{вк}} \cdot \omega_{\text{опт}}}{M_{\text{ном}}} ;$$

де $M_{\text{ном}}$ в свою чергу дорівнює:

$$M_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{вт}}}{\omega_{\text{опт}}} = \frac{13,8 \cdot 10^3}{12,5} = 1104 \text{ нм};$$

Таким чином визначаємо:

$$T_{\text{м}} = \frac{256 \cdot 12,5}{1104} = 2,9 \text{ с};$$

З аналізу співставлення параметрів часового графіку турбулентності та динамічної характеристики вітротурбіни можна припустити, що кутова швидкість вітротурбіни приблизно відслідковує швидкість зміни вітрового потоку. З цього випливає, що для визначення амплітуди коливань енергії при наведеній на графіку турбулентності можна користуватись величинами амплітуд зміни швидкості вітрового потоку. При цьому припускаємо, що потужність, яка відбирається від штатного накопичувача, наприклад, акумуляторної батареї є сталою і відповідає потужності, яка відповідає швидкості $V_g = 10 \text{ м/с}$.

При визначенні надлишку енергії, який виникає при врахуванні енергії турбулентності, необхідно виходити з того, що вона визначається двома складовими: кінетичної енергії вітротурбіни (іншими складовими обертових частин вітроенергетичної установки можна знехтувати) та енергії електростатичного поля суперконденсатора.

Визначаємо додаткову корисну енергію при наявності турбулентності в момент від 48 до 60 секунд (див. рисунок 6.5). Виходячи з графіка, максимальна швидкість становить $V_g = 20 \text{ м/с}$. Звідси загальна величина корисної енергії вітрового потку при досягненні цієї швидкості знайдемо з (6.1)

$$W_B = 0,4 \cdot \frac{1,22 \cdot 50,2 \cdot 20^3}{2} = 98 \text{кДж};$$

Кінетична енергія вітротурбіни становить :

$$W_{\text{КВК}} = J_{\text{ВК}} \cdot \frac{\omega_{\text{макс}}^2}{2};$$

де $\omega_{\text{макс}}$ кутова швидкість вітротурбіни при $V_0 = 20 \text{ м/с}$.

Приймаючи $Z = 4$, внаслідок нестационарності процесу, знаходимо $\omega_{\text{макс}}$

$$\omega_{\text{макс}} = \frac{Z \cdot V_{\text{ВМАКС}}}{l_{\text{л}}} = \frac{4 \cdot 20}{4} = 20 \text{с}^{-1};$$

і т.ч. кінетична енергія вітротурбіни при $V_{\text{вмакс}} = 20 \text{ м/с}$ становить:

$$W_{\text{КВК}} = 256 \cdot \frac{20^2}{2} = 51,2 \text{кДж};$$

Різниця між загальною кількістю корисної енергії вітрового потоку та кінетичною енергією вітротурбіни $W_{\text{СК}}$ має бути запасена в суперконденсаторі:

$$W_{\text{СК}} = W_B - W_{\text{КВК}} = 98 - 51,2 = 46,8 \text{кДж}$$

В якості суперкондесатора оберемо модуль конденсатора фірми MAXWELL на максимальну напругу 160 В. При номінальній швидкості напруга на суперконденсаторі повинна була залишатися на рівні 80 В.

Визначаємо необхідну ємність конденсатора з умови, що за час поки буде підвищуватися швидкість, напруга на суперконденсаторі зросте до 48 В. Таким чином необхідну величину ємності суперконденсатора $C_{ск}$ знайдемо як:

$$C_{ск} = \frac{2W_{ск}}{U_{макс}^2 - U_{ном}^2} = \frac{2 \cdot 48,6 \cdot 10^3}{160^2 - 80^2} = 5\text{ф.}$$

Блок з такими параметрами є номенклатурою фірми MAXWELL.

Загальний вигляд блоку VM0D0006E160B02 наведений на рисунку 6.8.



Рисунок 6.8 – Загальний вигляд блоку суперконденсаторів фірми MAXWELL

7 МІКРОКОНТРОЛЕРИ STM32

С.Л. Шмалій, доцент, к.т.н.

Однокристалні мікроконтролери знаходять широке застосування в найрізноманітніших сферах: від вимірювальних приладів, фотоапаратів і відеокамер, принтерів, сканерів і копіювальних апаратів до виробів електронних розваг і різноманітної домашньої техніки.

Перші мікроконтролери з'явилися в 70-х роках минулого століття, з того часу найбільше поширення отримали 8-бітні мікроконтролери, розробка 32-х розрядних затяглася на довгі роки. Ситуація змінилася з бурхливим розвитком мікропроцесорної архітектури ARM. Проста й дешева у виготовленні, вона стала широко використовуватися у вбудованих пристроях.

Мікроконтролери ARM Cortex-M стали сьогодні одними із самих популярних процесорів, застосовуваних при розробці й виготовленні електронної техніки. Висока обчислювальна потужність, широкий набір периферії й низька вартість роблять ці пристрої привабливими для самого широкого кола розробників. При цьому кожний бажаючий може вибрати найбільш підходящий варіант для розв'язку конкретного завдання. Виробники пропонують величезну кількість різноманітних мікросхем, загальним для яких залишається тільки процесорне ядро [86].

У даному огляді розглянуто сімейство мікроконтролерів STM32 компанії STMicroelectronics основаних на архітектурі ARM (Advanced RISC Machines) Cortex-M.

7.1 Загальні відомості про STM32 мікроконтролери

Процесори ARM використовуються в різноманітних пристроях. Використання RISC-архітектури (архітектура зі скороченим набором команд) дозволило ARM створювати ядра з малою кількістю транзисторів, що позитивно вплинуло на енергоспоживання та ціну. Широке поширення даної архітектури обумовлено тим, що компанія ARM займається тільки проектуванням процесорів та продає ліцензії на використання технології третім фірмам. При цьому гарантується сумісність коду на рівні інструкцій процесора, тобто один і той же код буде працювати на мікроконтролерах різних виробників. Однією з таких компаній є STMicroelectronics, її сімейство STM32 засноване на архітектурі Cortex-M.

Загалом ARM працює в трьох напрямках:

A ("Application") – Ядра для класичного застосування

R ("Real-Time") – Ядра для вбудованих систем, працюючих у режимі реального часу.

M ("Microcontroller") – Ядра для мікроконтролерів

В свою чергу досліджувана Cortex-M поділяється на підсімейства:

Cortex-M0 – позиціонуються в якості заміни 8-ми розрядних моделей, в основі лежить архітектура ARMv6-M. Використовуються набір команд Thumb (16-розрядні) та деякі команди з більш сучасного набору Thumb2. Це дуже спростило процесор при невеликій втраті потужності. Швидкодія ядра складає 0.84 DMIPS/МГц (DMIPS – кількість операцій за секунду (MIPS) виконаних в синтетичному тесті Dhrystone).

Cortex-M1 – реалізований лише у вигляді програмної моделі, призначений для використання в програмованих логічних матрицях.

Cortex-M3 – найбільш популярний і збалансований варіант. В основі лежить архітектура ARMv7-M, з повним набором команд Thumb і Thumb2. Особливістю є апаратне множення 32-розрядних чисел всього за 1 цикл та

ділення, за 2...12 циклів. Енергоспоживання виросло в два рази порівняно з M0, але виросла і потужність – 1.25 DMIPS/МГц

Cortex-M4 – відмінність цього підсмейства від попереднього полягає лише доповненням DSP-інструкціями. Вони дозволяють суттєво прискорити швидкість обробки потокових даних – можна паралельно виконувати чотири операції додавання/віднімання 8-ми розрядних чисел або дві операції множення/ділення 16-розрядних. Також реалізовано множення за один цикл, при цьому для 16-ти розрядних чисел можливе виконання двох операцій паралельно. Це робить вигідним їх використання в системах управління і обробки інформації. В даному під сімействі є ще одна модифікація Cortex-M4F, яка крім DSP має блок операцій для чисел з плаваючою комою – FPU [87].

7.2 Історія створення мікроконтролерів STM32

Історію розвитку STM32 доцільно розглянути з боку розвитку процесора, оскільки це основна частина МК.

Історія сімейства Cortex-M починається з осені 2003 року, тоді ARM вперше використало слово «Cortex». Першим представником нового сімейства M став Cortex-M3, оснований на архітектурі ARMv7-M, він має потужність 1.25 DMIPS/МГц. Цим ARM підкреслила свою направленість на розробку дешевої, якісної та потужної продукції. Дешевим цей процесор зробило використання порівняно невеликої кількості транзисторів та простота виготовлення. STMicroelectronics заявила про продаж 32-розрядних контролерів STM32F100C4T6B на ядрі M3 за ціною всього 0.99\$. Енергоживлення процесорів складає 0.19 мВт/МГц.

В 2009 році з'явився Cortex-M0 – дешевий 32-розрядний процесор з низьким рівнем енергоспоживання та невеликою кількістю виводів. Він призначений для використання в тих пристроях, де потужності 8-ми та 16-ти

бітних процесорів вже не вистачало. Процесор добре зарекомендував себе в медіа-програвачах, цифрових камерах, побутовій апаратурі.

Через рік на світ з'явився новий продукт Cortex-M4. Цей потужний високоефективний 32-розрядний RISC процесор призначений для вирішення задач складної обробки цифрових сигналів у промислових та вбудованих системах [88].

STMicroelectronics почала випуск мікроконтролерів Cortex-M3 у 2007 році.

Вона швидко стала домінуючим виробником в цій ніші.

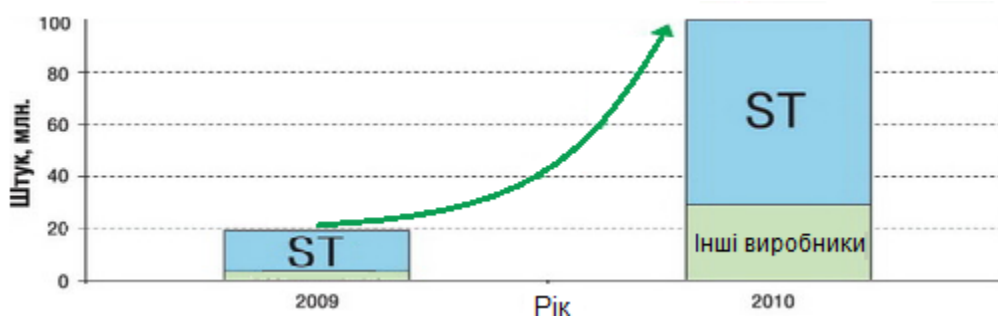


Рисунок 7.1 – Продажі мікроконтролерів на ARM Cortex-M3 в світі

Повністю 32-бітна архітектура: усі регістри 32-бітні, арифметичні операції працюють із 32-бітними даними; множення $32 \times 32 \rightarrow 32$ виконується за 1 такт, ділення – за 2...12 тактів. Завдяки цьому CM3 за той же час встигає зробити більше, ніж 8-ми та 16-бітні МК

Велика кількість (від 16) регістрів загального призначення, характерне для архітектури RISC. Оскільки регістри працюють на частоті процесора, а RAM – на меншій, завжди переважніше працювати з даними в регістрах, а чим їх більше, тим довше можна обійтися без використання RAM. Тут змагатися з CM3 можуть хіба що AVR.

Відмінна підтримка режимів енергозбереження. Можна відправити в режим сну як увесь МК, так і окремі його підсистеми.

24-бітний таймер SysTick. Цей таймер без ШІМ, зате 24-бітний: можна задавати інтервал спрацьовування в широких межах, не особливо затруднюючись. Що зручно для організації кінцевих автоматів і планувальника RTOS.

Повноцінне налагодження по JTAG або SWD навіть на молодших кристалах. Повноцінна — означає, можна ставити точки зупинки (breakpoints), переглядати вміст змінних і регістрів, виконувати програму покроково.

NVIC — NestedVectoredInterruptController. Контролер переривань, який підтримує до 240 переривань на всі випадки життя, до 256 їх пріоритетів, і забезпечує швидку реакцію на переривання.

Контролера DMA — DirectMemory Access. Дуже корисна річ — дозволяє периферії (UART, SPI, I2C та ін.) читати/писати дані в RAM без участі МК. Тобто, можна дати завдання контролеру DMA зчитати в зазначений буфер 100 байт по SPI, і це завдання буде виконуватися в фоні, не завантажуючи МК.

Висока щільність коду. Для більшості нескладних проектів розмір коду буде меншим, чим для багатьох інших МК. Це досягається за рахунок спеціально розробленого для цих цілей набору інструкцій Thumb-2.

Загальна орієнтованість набору інструкцій на компілятори C — наприклад, наявність команд для табличних переходів (для switch/case), бітових маніпуляцій, умовного виконання інструкцій. Усе це призводить до більш ефективної оптимізації коду компіляторами C, а значить і до більш високої швидкості роботи.

Хороші засоби розробки: компілятор та середовище розробки Keil від ARM Limited, IAR EmbeddedWorkbenchfor ARM, зв'язка компілятора GCC і Eclipse IDE. Для користувачів Windows є зовсім проста у використанні CoIDE на базі GCC + Eclipse. Варіації з Eclipse найкращі, тому що в ній є підтримка всього, що потрібно для зручного програмування: підсвічування синтаксису, розумне автодоповнення й автозавершення коду, спливаючі підказки з коментарями до функцій і змінних та ін.

Було розглянуто особливості Cortex-M3 взагалі, а тепер розглянемо STM32, зокрема STM32F10x, які мають ряд своїх особливостей, по-перше це багата периферія:

Декілька багатоканальних швидкісних 12-бітних АЦП, до мільйона вимірів у секунду, режим безперервного вимірювання [89].

Двоканальний ЦАП, що вміє працювати в 8-мі й в 12-бітному режимах.

12-канальний контролер DMA, обслуговує до 12 запитів, має 4 рівня пріоритетів, незалежні розміри блоків даних для приймання й передачі (8, 16 і 32 біта), підтримка кільцевого буферу, передача даних у режимах пам'ять>пам'ять, пам'ять>периферія, периферія>пам'ять і периферія>периферія.

Декілька 16-бітних таймерів з довільними дільниками (не тільки степені двійки, як в AVR), які вміють генерувати переривання по переповненню, по порівнянню, генерувати ШІМ, вимірювати довжину й число вхідних імпульсів, запускати ЦАП, і навіть автоматично рахувати імпульси з енкодерів та датчиків Холла.

NVIC, крім усього іншого, підтримує до 20 переривань від зовнішніх джерел.

Модуль RTC (Real-TimeClock) — годинник реального часу з лічильником і будильником.

FSMC — FlexibleStaticMemoryController. Забезпечує прозорий доступ до декількох видів пам'яті — SRAM, ROM, NOR Flash, NAND Flash, PSRAM і 16-бітних PC Card-сумісних пристроїв.

SDIO — SecureDigital I/O interface. Виконує велику частину роботи із читання/запису на карти пам'яті MMC і SD, що дає можливість легко й просто прикрутити підтримку FAT і повноцінно працювати з файлами на картах.

USB. Повна підтримка стандарту USB 2.0 Full-speed, до 8 ендпоінтів.

USB OTG (On-The-Go). Ця технологія дозволяє зв'язувати usb-пристрої з її підтримкою без участі хоста — наприклад, цифрову камеру із принтером.

Ethernet. Можна зв'язуватися з ПК по локальній мережі. Із зовнішнім рф-мікросхемою можна отримати 10/100 Мбіт/с.

Шина I2S – шина цифрового зв'язку аудіо-пристроїв.

I, звичайно, стандартний набір: UART, SPI, I2C, CAN.

По-друге, в STM32 дуже гарно структурована документація:

Один Referencemanual з описом усієї периферії на всю лінійку STM32F10x. Докладна документація по кожній окремій серії МК – розпіновка, корпуси, найменування й т.п. Достатня кількість аппноутів (ApplicationNotes) – рекомендацій із застосування: правильний вибір джерела тактування, живлення, приклади роботи з LCD, SD-Картами, RTC і багато чого іншого [90].

Таблиця 7.1 – Порівняльна таблиця параметрів розповсюджених мікроконтролерів

Параметр	STM32F100C4T6B	ATmega48PA-PU	ATtiny13A-SSU	PIC16F505-I/SL
Обсяг флеш пам'яті (ROM, пам'яті програм)	16 КБайт	4 КБайта	1 КБайт	1 КБайт
Обсяг оперативної пам'яті (RAM, пам'яті даних)	4096 Байт	512 Байт	64 Байта	72 Байта
Тактова частота	24 МГц, 30 DMIPS	20 МГц	20 МГц	20МГц
Ліній введення/виведення	37	23	6	12
АЦП	16-каналів 12-біт	8-каналів 10-біт	4-каналу 10-біт	0
ЦАП	12-бітний	0	0	0
USART	2	1	0	0
SPI	1	1	1	0
I2C	1	1	0	0
Кількість таймерів	5	3	1	1
DMA	7 каналів	0	0	0

По-третє, сумісність – і по розташуванню ніг на кристалі, і по коду. Тобто, якщо не вистачає продуктивності, Flash, RAM або периферії, то можна без модифікації коду й без переробки плати просто поставити на плату потужніший МК з тією ж кількістю ніг.

По-четверте, ціна. Самий молодший контролер із серії – STM32F100C4T6B – можна купити за 1...2 \$, при цьому він має 48 ніг, 16 КБ Flash, 4 КБ SRAM і може працювати на частоті 24 МГц, ну й UART-и та інші інтерфейси в наявності. Переваги STM32 наглядно можна побачити з порівняльної таблиці 7.1.

Ще одна цікава функція – перепризначення виводів. Вона дозволяє перепризначити виводи периферії зі звичайних на альтернативні, теж фіксовані – втім, це не зменшує цінності даної функції: наприклад, для USART1 можна перепризначити TX з PA9 на PB6.

7.3 Огляд лінійок мікропроцесорів STM32

STM32 поділяється на ряд лінійок орієнтованих для застосування в різноманітних пристроях, які мають певні відмінності одна від одної.

Найбільш простою є лінійка F0, в основі її лежить ядро Cortex-M0, орієнтована на використання в домашніх розважальних пристроях, побутовій техніці, промислових приладах. В серії можна відмітити наявність 16-бітного ШІМ контролера для управління двигуном, в старшій моделі наявний датчик ємнісного сенсору та HDMI інтерфейс.

Наступна лінійка F1 заснована на ядрі Cortex-M3, має в арсеналі моделі з інтерфейсом USB 2.0, Ethernet IEEE1588, HDMI інтерфейсом.

Лінійка F2 є найбільш безкомпромісною за ціною та продуктивністю. В своєму арсеналі має інтерфейс USB 2.0, Ethernet, інтерфейс камери.

Лінійка F3, заснована на ядрі Cortex-M4, має на борту швидкий сигма-дельта АЦП з програмованим коефіцієнтом підсилення, швидкі компаратори,

FPU. Лінійка оптимізована для обробки та перетворення змішаних сигналів в ланцюгах, як 3-фазний двигун, біометричних приладах, аудіо фільтрах, системах моніторингу.

Найбільш потужною є лінійка STM32F4, в основі якої також лежить Cortex-M4. Вона більш орієнтована на використання в медіа апаратурі, але нема перешкод для використання і в інших пристроях.

Лінійка STM32L це мікроконтролери ультра-низького споживання, має в своєму арсеналі моделі з контролером LCD, ємнісним сенсором, USB 2.0 інтерфейс, сенсор температури та ін.

Лінійка STM32T орієнтована на використання в сенсорних пристроях, оскільки має резистивний сенсорний контролер з дуже малим часом відклику.

Лінійка STM32W орієнтована на використання в бездротових пристроях, оскільки має на борту, крім стандартної для Cortex-M3 периферії, також радіо-модуль 2.4 ГГц IEEE 802.15.4.

Судити про застосування кожної моделі можна виходячи з особливостей периферії. Застосування обмежується лише уявою розробників та потужністю мікроконтролера.

7.4 Базові характеристики серії STM32F4

Засновані на ARM Cortex-M4 мікроконтролери серії STM32 F4 є продовженням провідною лінійки STM32, володіючи ще більш високою продуктивністю. Так само, як серія STM32 F2, ці мікроконтролери виготовляються по 90нм-технології і використовують запатентований ST Microelectronics'ом ART Accelerator для досягнення найкращих результатів тестів серед заснованих на ядрі Cortex-M мікроконтролерів, досягаючи показників в 225 DMIPS/606 CoreMark і працюючи з флеш -пам'яті на частоті 180 МГц. Інструкції DSP і модуль операцій з плаваючою крапкою дають можливість застосовувати дані контролери в широкому спектрі проектів.

Динамічне споживання харчування дозволяє знизити споживання струму при виконанні коду з флеш-пам'яті до 140 мкА / МГц для STM32F401 (максимальна частота до 84 МГц) і до 238 мкА/МГц для STM32F42x / 43x, що працюють на частоті до 180 МГц. Мікроконтролери серії STM32 F4 є результатом ідеального симбіозу можливості управління МК в реальному часі і продуктивністю обробки сигналів, властивої сигнальним процесорам, доповнюючи таким чином лінійку контролерів STM32 новим класом пристроїв, сигнальними мікроконтролерами (англ. Digital signal controller, DSC). Серія складається з п'яти класів продуктів, які повністю сумісні за висновками, периферії та програмному коду.

Характеристики серії:

STM32F401- 84 MHz CPU/105 DMIPS. Є екскурсом в серію STM32 F4, пропонуючи низьке енергоспоживання зменшується, а корпусу малих розмірів, на відміну від інших класів серії STM32 F4.

STM32F405 / 415 - 168 MHz CPU/210 DMIPS, до 1 МБайт флеш пам'яті з розширеними можливостями сполучення і шифрування.

STM32F407 / 417 - 168 MHz CPU/210 DMIPS до 1 МБайт флеш пам'яті з наявністю Ethernet MAC і інтерфейсом камери для STM32F405 / 415.

STM32F427 / 437 - 168 MHz CPU/210 DMIPS, до 2 МБайт флеш, доповнюючи STM32F407 / F417 розширеними можливостями сполучення і шифрування.

STM32F429 / 439 - 180 MHz CPU/225 DMIPS, до 2 МБайтдвухбанковой флеш-пам'яті з інтерфейсом SDRAM, контролером TFT LCD, технологією акселерації Chrom-ART, послідовним аудіоінтерфейсом, пропонуючи велику продуктивність і менше енергоспоживання в порівнянні з STM32F4x7/F4x5.

Загальні характеристики МК сімейства:

ARM 32-bit Cortex-M4 CPU;

Частота тактування 168МГц, 210 DMIPS/1.25 DMIPS/МГц (Dhrystone 2.1);

Підтримка DSP-інструкцій;

Нова високопродуктивна АНВ-матриця шин;
До 1 МбайтFlash-пам'яті;
До 192 + 4 кбайт SRAM-пам'яті;
Напруга живлення 1,8... ,6 (POR, PDR, PVD і BOR);
Внутрішні RC-генератори на 16МГц і 32кГц (для RTC);
Зовнішнє джерело тактування 4 ... 26МГц і для RTC - 32,768кГц;
Модулі налагодження SWD / JTAG, модуль ETM;
Три 12-біт АЦП на 24 вхідних каналу (швидкість до 7,2 мегасемплів, температурний датчик);
Два 12-бітних ЦАП;
DMA-контролер на 16 потоків з підтримкою пакетної передачі;
17 таймерів (16 і 32 розряду);
Два сторожових таймера (WDG і IWDG);
Комунікаційні інтерфейси: I2C, USART (ISO 7816, LIN, IrDA), SPI, I2S;
CAN (2,0 В Active);
USB 2.0 FS / HS OTG;
10/100 Ethernet MAC (IEEE 1588v2, MII / RMI);
Контролер SDIO (карти SD, SDIO, MMC, CE-ATA);
Інтерфейс цифрової камери (8/10/12/14-бітові режими);
FSMC-контролер (CompactFlash, SRAM, PSRAM, NOR, NAND і LCD 8080/6800);
Апаратний генератор випадкових чисел;
Апаратне обчислення CRC, 96-бітний унікальний ID;
Модуль шифрування AES 128, 192, 256, Triple DES, HASH (MD5, SHA-1), HMAC;
Розширений температурний діапазон -40...105°C.

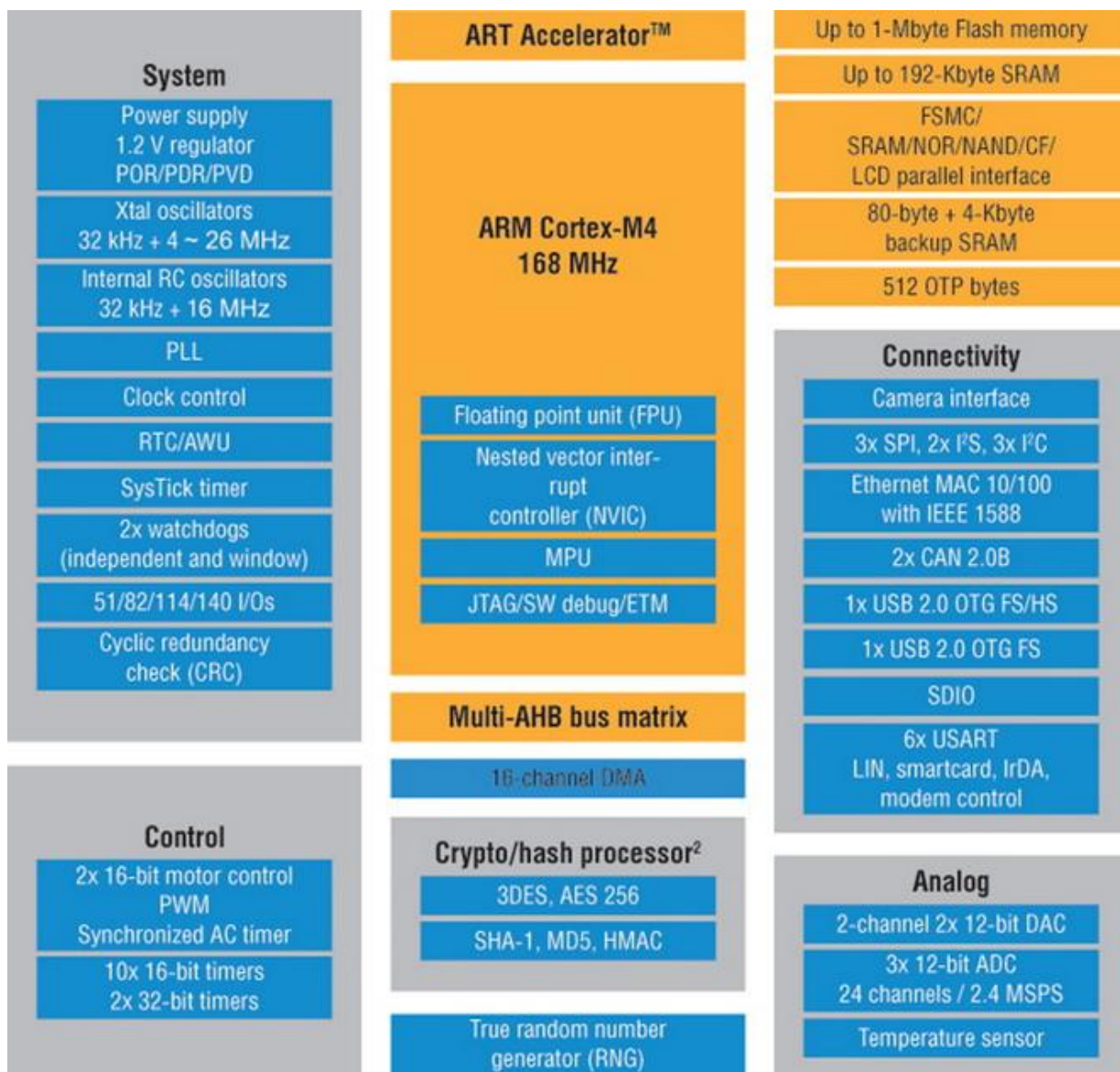


Рисунок 7.2 – Структура мікроконтролерів STM32F4xx

7.5 Архітектура мікропроцесорів STM32

Розглянемо схему процесора. На верхньому рівні абстракції, він є найменш деталізованим, але цього достатньо для загального розуміння.

На цьому рівні можна виділити три основних компоненти:

- Обчислювальне ядро (CM3Core)

Виконує інструкції, робить обчислення у своєму АЛУ (арифметико-логічному пристрої). Його Гарвардська архітектура дозволяє одночасно

завантажувати інструкції й здійснювати доступ до пам'яті – завдяки цьому, а також триступінчастому конвеєру, більшість інструкцій виконуються за 1 такт. Ядро Cortex-M3 підтримує набір інструкцій Thumb-2, який містить як 32-бітні, так і 16-бітні інструкції для скорочення обсягу коду за рахунок менш далекобійних переходів; має 13 регістрів загального призначення, знижуючи потребу в частому звертанні до пам'яті [91].

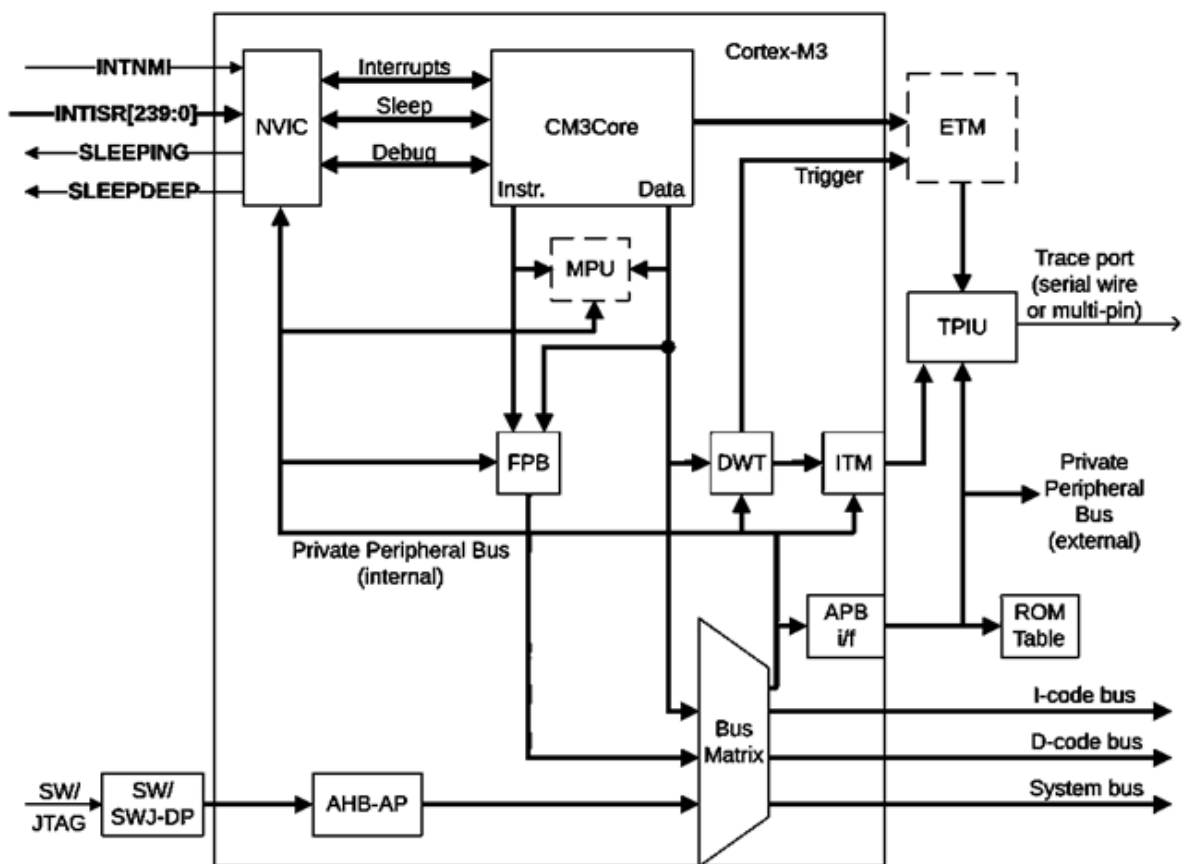


Рисунок 7.3 – Схема Cortex-M3

- Контролер вкладених переривань (NVIC)

Ця частина відповідає за генерацію переривань на різні події: зовнішні – зміна логічного рівня на вході ніжки, пробудження з режиму сну; і внутрішні – завершення приймання/відправлення даних, переповнення лічильника таймера й т.п. Контролер підтримує до 240 переривань і до 256 рівнів пріоритету, причому вхід в оброблювач переривання займає 12 тактів і переривання можуть

бути вкладеними: якщо під час обробки переривання виникає переривання с меншим пріоритетом, то друге буде оброблено через 6 тактів після обробки першого. Крім того, існують немасковані переривання – NMI (Non-Masked Interrupts), які неможливо скинути, не обробивши, і які переривають виконання програми незалежно від яких-небудь умов. Такі переривання генеруються при збої зовнішнього джерела тактування (кварцу, керамічного резонатора) і при виявленні некоректної інструкції.

- Шинна матриця (Busmatrix)

Сучасні процесори містять безліч різних шин, до яких підключаються інші пристрої системи. На зорі комп'ютерної епохи шиною (bus) називали просто пачку провідників, що з'єднують кілька пристроїв із процесором, який міг одночасно працювати лише з одним пристроєм, а інші в цей час простоювали, тому що шина була на всіх одна. До того ж, усі пристрої були змушено працювати на одній швидкості (самого повільного пристрою), що втримувало ріст продуктивності систем. Сьогодні шини стали складніше їх число збільшилося на порядок. Роздільні шини дають можливість працювати з декількома пристроями одночасно, причому на різних швидкостях: у кожній шини може бути своя швидкість. Можна гнучко управляти енергоспоживанням, відключаючи не використовувані пристрої й цілі шини. Для керування всією цією купою шин знадобилося вводити спеціальний контролер, керуючий обміном даними між шинами й процесором.

Шинна матриця – це розвиток ідеї простого контролера шини: тут шини з'єднані так, що пристрої можуть взаємодіяти прямо, не через ядро. Також вона управляє доступом до не вирівняних даних (адреси яких не кратні 4, як прийнято в 32-бітних архітектурах) і атомарним доступом до окремих бітів у спеціально виділеному діапазоні (технологія bit-banding).

Тепер розглянемо спрощену блок схему архітектури STM32, зображену на рис. 7.4.

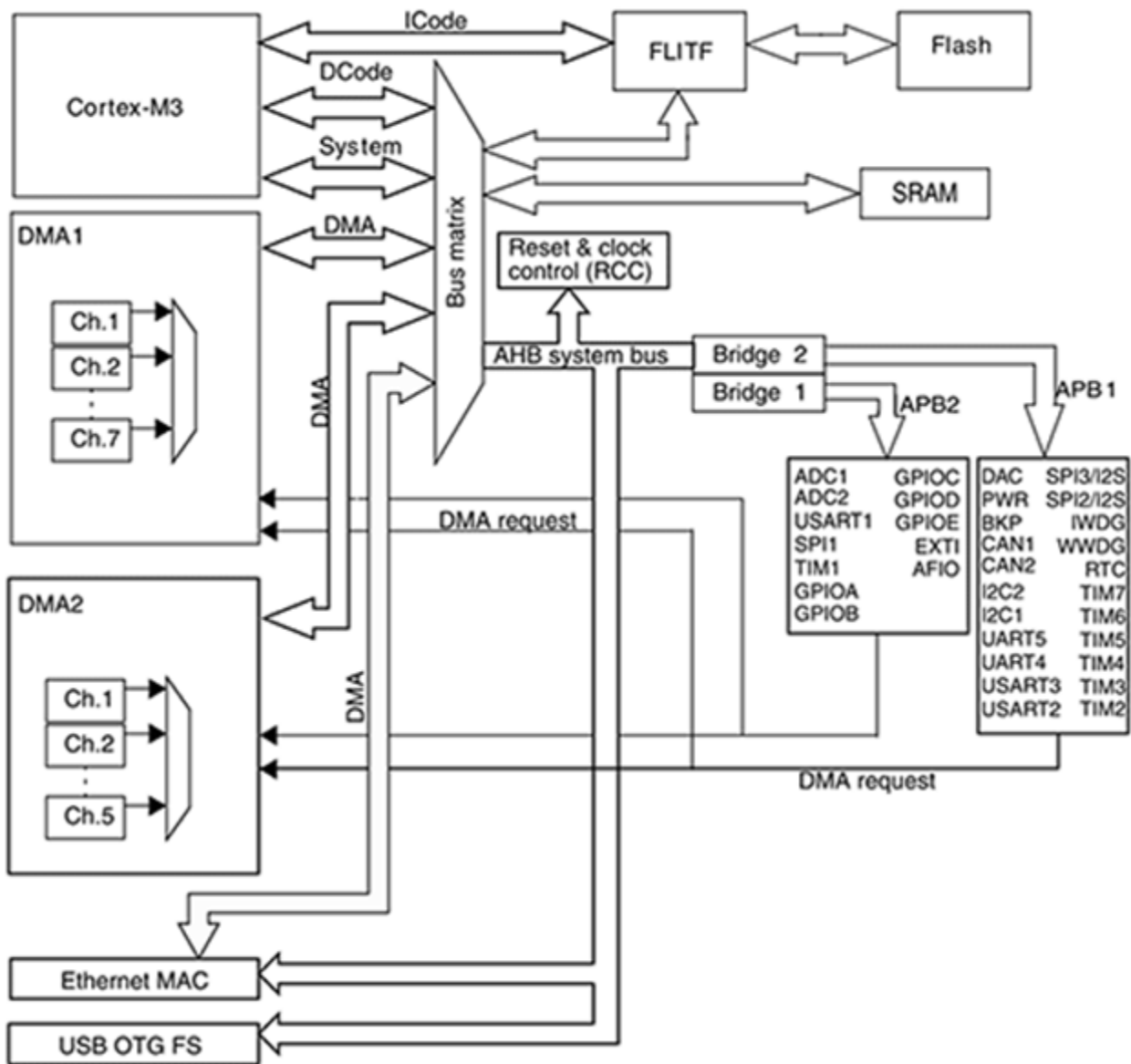


Рисунок 7.4 – Спрощена блок-схема шинної архітектури STM32

Шини ядра STM32:

Icodebus – 32-бітна шина інструкцій — забезпечує зв'язок ядра з інтерфейсом інструкцій Flash.

Dcodebus – шина даних — забезпечує зв'язок ядра з інтерфейсом даних в Flash.

Systembus – системна шина ядра — забезпечує зв'язок ядра й периферії

Flashinterface (FLITF) інтерфейс Flash-Пам'яті — забезпечує читання, запис, стирання, читання з буфером попередньої вибірки, захист пам'яті (від запису або читання).

DMA (DirectMemory Access) — забезпечує прямий доступ до пам'яті в обхід ядра (потрібно лише задати що, звідки й куди передати, а DMA сам усе вибере й передасть кому треба через матрицю шин)

Reset&ClockControl (RCC) — забезпечує тактування ядра й периферії й скидання контролера.

Периферія підключена до шини APB (PPB), яка з'єднана з АНВ Systembus (AdvancedHigh-performanceBus – шина, яка зв'язує матрицю шин і периферійні шини APB) через два так званих «мости» (шини) APB1 і APB2, причому до кожного мосту підключений свій набір периферії. Фішка в тому, що в цих мостів різняться максимальні робочі частоти: APB2 може працювати на частоті ядра (максимум 72 МГц для STM32F10x), а APB — максимум на половині частоти ядра (тобто 36 МГц). Як бачимо, GPIO (виводи загального призначення) підключені до більш швидкої APB2, що дозволяє працювати їм на частоті 50 МГц у МК із частотою 72 МГц; також сюди підключені АЦП (до 1 мільйона вибірок у секунду), USART1 (до 4.5 Мбит/с), SPI1 (до 18 Мбит/с). Менш швидка периферія підключена до APB1. Хоча є виключення — full-speed USB 2.0, наявний тільки в МК лінійки Performanceline, підключений до APB1 [92].

7.6 Периферійні модулі STM32

У мікроконтролерах STM32 доступні наступні інтерфейси передачі даних:

FSMC – Інтерфейс підключення зовнішньої SRAM, PSRAM, NOR, NANDROM, RAM, Nandflash, CompactFlash пам'яті, а також для підключення LCD дисплеїв з паралельною шиною.

Ethernet – Інтерфейс для підключення до комп'ютерної мережі.

SPI/(I2S) – Широко розповсюджений послідовний інтерфейс передачі даних, служить для підключення різних мікросхем, карт пам'яті, LCD дисплеїв з послідовною шиною й багато чого іншого.

I2C – Двохпровідна шина передачі даних, служить для підключення різних мікросхем і інших модулів.

USART (UART) – Стандартний універсальний синхронний (асинхронний) приймально-передавальний інтерфейс, служить для обміну даними з іншими пристроями через RS-232, RS-485 шини й т.п.

USB – Сучасний комп'ютерний інтерфейс передачі даних, призначений для підключення до мікроконтролера USB клавіатур, flash накопичувачів, а також для підключення мікроконтролера до ПК, може працювати як у режимі пристрою (Device), так і в режимі хоста (Host).

CAN – Промисловий інтерфейс передачі даних, також використовується в автомобілебудуванні й т.п.

Camerainterface – Спеціалізований інтерфейс, призначений для підключення високошвидкісної цифрової камери, з 8-, 10-, 12- або 14-бітною паралельною шиною даних.

SDIO – Інтерфейс для високошвидкісного підключення SD карт пам'яті.

Крім периферійних модулів, відповідальних за обмін даними із зовнішніми пристроями, існують також і інші різні периферійні модулі, значення яких не менш важливе, ніж інтерфейсних модулів:

Таймер – Дуже важливий модуль, що дозволяє точно відміряти інтервали часу, генерувати вихідний ШІМ сигнал, підключати енкодер, підраховувати період вхідного сигналу й ін.

АЦП – Аналогово-цифровий перетворювач (має вбудований датчик температури) призначений для виміру значень аналогової напруги, також може працювати як віконний компаратор.

ЦАП – Цифро-аналоговий перетворювач видає на виході аналоговий сигнал відповідний заданому цифровому значенню.

RTC – Годинник реального часу.

JTAG – Модуль внутрішньо-схемного налагодження програми.

7.7 Cortex-M4

Cortex-M4 являє собою мікроконтролерне ядро, що підкоряється суворій системі стандартизації і, крім ЦПУ, що містить також інші елементи, складові основу мікроконтролера такі, як система переривань, системний таймер SysTick, повноцінна система налагодження і карта пам'яті.

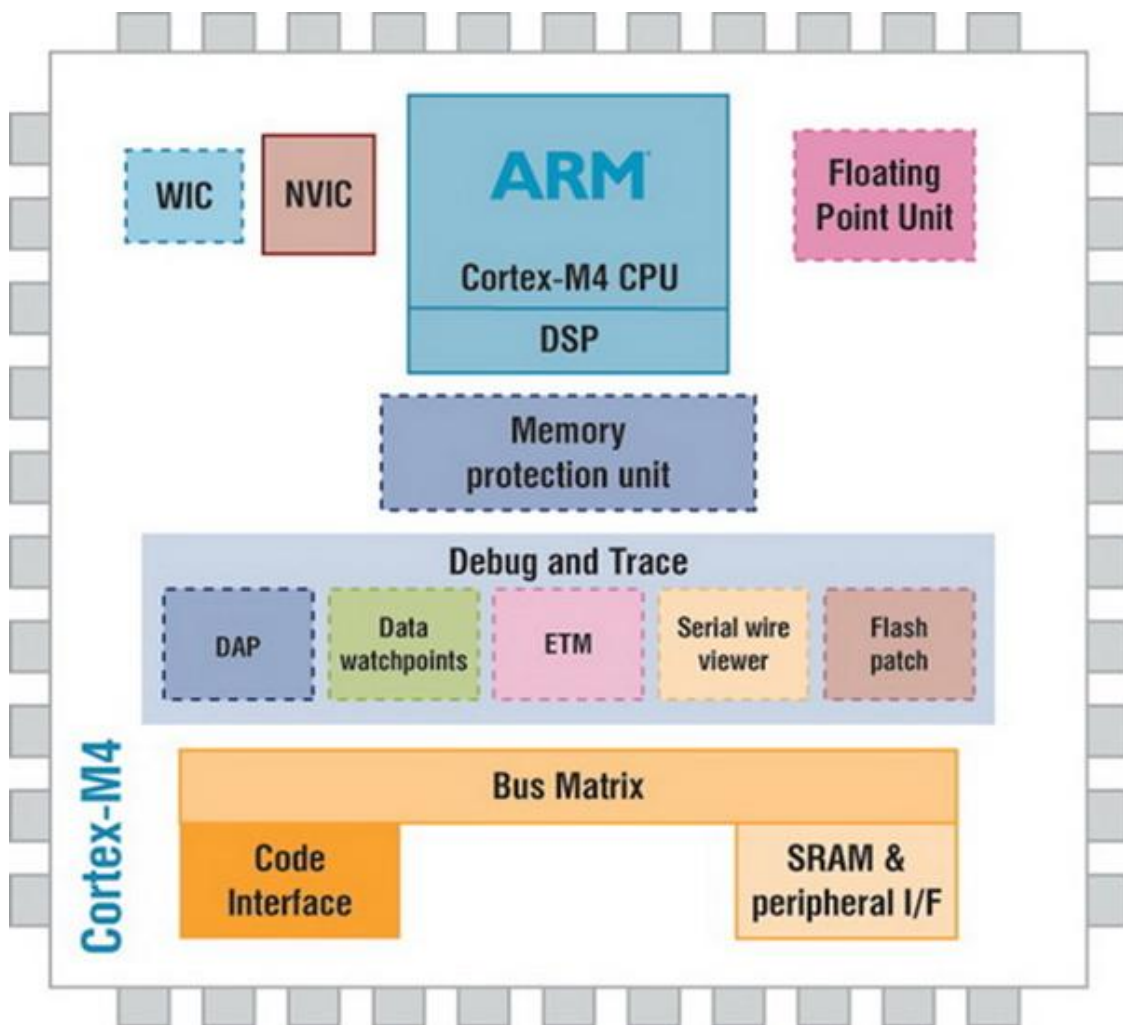


Рисунок 7.5 – Процесорне ядро ARM Cortex-M4

Чотиригігабайтний адресний простір Cortex-M4 складається з чітко розподілених областей коду програми, статичного ОЗУ, пристроїв введення-виведення і системних ресурсів. Основна відмінність від ядра ARM7 полягає в тому, що ядро Cortex-M4 виконано по Гарвардській архітектурі, отже має декілька шин, що дозволяють виконувати операції паралельно. Дане сімейство також має відміну від попередніх ARM-архітектур в можливості проводити операції з фрагментованими даними. Даний підхід гарантує, що внутрішня статична ОЗУ буде використана максимально ефективно.

Сімейство також надає можливість доступу до двох розділених банкам пам'яті розміром 1 Мбайт в режимі bit-bang. Такий підхід дозволяє раціонально використовувати ресурси контролера для доступу до регістрів і прапорів УВВ, розташованим в області статичного ОЗУ, це виключає необхідність інтеграції повнофункціонального бітового процесора [93].

Один з найважливіших компонентів ядра Cortex-M4 - контролер векторизованих вкладених переривань (КВПП), що надає узагальнену структуру переривань і методи їх обробки. КВПП визначає вектори переривань для близько двохсот джерел, і кожному може бути призначений свій пріоритет. При розробці такого механізму було зроблено акцент саме на швидкодії обробки переривань, таким чином час з моменту отримання запиту на переривання до його обробки не перевищує дванадцяти циклів. Це досягається з використанням автоматизованих стекових операцій, виконуваних вбудованим в ЦПУ спеціальним мікрокодом. При одночасному надходженні переривань КВПП здійснює впорядковану обробку переривань, при чому затримка виклику чергової процедури переривання не перевищує шести циклів. Питання накладення переривань залишається також актуальним (як і для більшості сучасних мікроконтролерів), так як в разі накладення, переривання з більш високим пріоритетом може витіснити більш низькопріоритетне переривання без витрат на додаткові цикли ЦПУ. На структуру організації переривань в ядрі Cortex-M4 значно впливають економічні режими роботи. Так існує можливість автопереходу в економічний режим роботи після закінчення обробки переривання при відповідній конфігурації ЦПУ. Після такого переходу ядро не діятиме до виникнення наступної виняткової ситуації. Спочатку ядро Cortex-M4 розроблялося як недороге, однак воно залишається 32-бітовим ЦПУ,

відповідно підтримує два режими роботи: *threading* і *handling*, кожен з яких може мати свої стеки. Це дає можливість розробляти інтелектуальне ПО, використовуючи операційні системи реального часу (RTOS). До складу ядра також входить 24-бітний таймер, що самостійно перезавантажується, який використовується для генерації інтервальних періодичних переривань і широко використовуваний більшістю RTOS. Сімейство Cortex на відміну від ЦПУ ARM7 і ARM9 (мають 32-бітний ARM і 16-бітний Thumb набори інструкцій), підтримує набір інструкцій Thumb-2, що представляє собою суміш 16- і 32-бітних інструкцій, що дозволяє досягти продуктивності 32-бітного набору ARM і властивій 16-бітного набору Thumb щільності коду. У той же час Thumb-2 є набором інструкцій, орієнтованим на компілятори C/C ++, що в свою чергу звільняє розробника від прив'язки до асемблерних інструкцій для досягнення максимальної ефективності.

На сьогоднішній ядро Cortex-M4 - є останньою сходинкою сімейства Cortex-M, що дає можливість обробляти сигнали на рівні DSP. Додана підтримка можливості множення з накопиченням за один такт, арифметика з насиченням, обчислення з плаваючою комою, команди управління потоком даних SIMD (single instruction multiple data). Блок обчислень з плаваючою комою повністю відповідає стандарту IEEE 754 і дає процесору можливість здійснення багатьох базових речовинно-чисельних математичних операцій. Ядро Cortex-M4 розроблено так, що б інструкції DSP виконувалися за один такт, на нативному рівні підтримується FPU, це дозволило вийти на нові сегменти ринку. Відтепер відпала необхідність використання окремих DSP для того, що б провести обробку сигналів, так з'явилася можливість використовувати лише один STM32F4xx, який включає в себе DSP і мікроконтролер на одному кристалі. STM32F4xx застосовується скрізь, де існує необхідність обробляти цифрові сигнали: контроль над кроковими двигунами, обробка звукових і відеосигналів, технології радіолокації, навігації, інше. Мікроконтролер може легко виконати цифрову фільтрацію, згортку або швидке перетворення Фур'є [93].

8 КОНСТРУКТОР ДЛЯ РОЗРОБКИ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

Н.І. Строїтелева, доцент, к.ф.-м.н.

8.1 Основні функціональні елементи платформи Arduino

Arduino - це електронний конструктор і зручна платформа швидкої розробки електронних пристроїв для новачків і професіоналів. Платформа користується величезною популярністю в усьому світі завдяки зручності і простоті мови програмування, а також відкритій архітектурі і програмного коду. Пристрій програмується через USB без використання програматорів. Arduino дозволяє комп'ютеру вийти за рамки віртуального світу в фізичний і взаємодіяти з ним. Пристрої на базі Arduino можуть отримувати інформацію про навколишнє середовище за допомогою різних датчиків, а також можуть управляти різними виконавчими пристроями.

Мікроконтролер на платі програмується за допомогою мови Arduino (заснованій на мові C++) і середовища розробки Arduino (заснована на середовищі Processing). Проекти пристроїв, засновані на Arduino, можуть працювати самостійно, або ж взаємодіяти з програмним забезпеченням на комп'ютері (напр. Flash, Processing, MaxMSP). Плати можуть бути зібрані користувачем самостійно або куплені в збірці. Програмне забезпечення є безкоштовним для скачування. Вихідні креслення схем (файли CAD) та скетчі є загальнодоступними, користувачі можуть застосовувати їх на свій розсуд.

Arduino – цифровий пристрій, який використовує стандарт 0В – 5В [94]. З цим пов'язано і значення напруги його живлення. Цифровий стандарт забезпечує як виконання розрахунків в середині контролера, так і зв'язок Arduino з іншими цифровими пристроями. Зв'язок із зовнішніми пристроями контролер здійснює за допомогою пінів, або ніжок. Arduino – це маленький електронний пристрій, що складається з однієї друкованої плати, який здатний

управляти різними датчиками, електродвигунами, освітленням, передавати і приймати дані.

Arduino – це ціле сімейство пристроїв різних розмірів і можливостей. «Мозок» Arduino – це мікроконтролер сімейства Atmega. Мікроконтролер являє з себе мікропроцесор з пам'яттю і різними периферійними пристроями, реалізований на одній мікросхемі. Фактично це однокристальний мікрокомп'ютер, який здатний виконувати відносно прості завдання. Різні моделі з колекції Arduino оснащені різними мікроконтролерами. Для спілкування служать електричні виводи, розміщені по периметру плати Arduino. Не всі виводи у Arduino однакові, є виводи цифрові та аналогові. Принципова різниця між ними в тому, що на цифрових виводах може бути тільки два значення: або логічна «1» (TRUE, від 3В до 5 В), або логічний «0» (FALSE, від 0 до 1,5 В), а на аналогових виводах – діапазон від логічної 1 до 0 розбитий на безліч дрібних ділянок. Якщо підключити до цифрового виводу Arduino світлодіод і подати на вивід логічну «1», то світлодіод спалахне з максимальною яскравістю; якщо подати «0» – світлодіод згасне. Ніяких проміжних варіантів немає. Якщо світлодіод підключити до аналогового виводу, то яскравість світлодіода можна змінювати плавно. На практиці до аналогових виводів найчастіше підключають будь-які аналогові датчики.

Велика кількість виводів у Arduino дозволяє підключати до нього величезну кількість різних периферійних пристроїв. Серед них, наприклад, кнопки, світлодіоди, мікрофони і динаміки, електродвигуни і сервоприводи, ЖК дисплеї, зчитувачі радіоміток (RFID і NFC), ультразвукові та лазерні далекоміри, bluetooth, WiFi і модулі Ethernet, зчитувачі SD карт, GPS і GSM модулі, а також десятки різних датчиків: освітленості, магнітного поля, гіроскопи і акселерометри, датчики диму і складу повітря, температури і вологості та багато, багато іншого. Все це перетворює Arduino в універсальне ядро системи, яке може бути конфігуроване абсолютно різноманітними способами. Написання повідомлень для Arduino називається програмуванням.

Для полегшення цього процесу розроблено спеціальне програмне середовище - Arduino IDE. Воно дозволяє програмам вийти з віртуального світу в реальний світ. Стає можливо побачити, як написані програми змушують блимати світлодіод або обертати вал двигуна, а потім робити і складніші корисні речі.

8.2 Різновиди повнофункціональних пристроїв Arduino

Розглянемо декілька різновидів плат Arduino. Періодично команда Arduino випускає нові плати, таких пристроїв вже багато на ринку, але наклонено світовою спільнотою ще більше [95]. Всі «розміри» і різновиди Ардуіно - плат абсолютно сумісні.

Розглянемо декілька сучасних оригінальних плат (рис. 8.1):

- Arduinoxxx - стандартний розмір, 20 входів-виходів, повна сумісність з усіма шілдами.
- ArduinoMegaxxx - збільшений розмір, 70 входів-виходів, сумісність не з усіма шілдами.
- ArduinoNanoxxx - зменшений розмір, 22 входів-виходів, не сумісна з шілдами.
- ArduinoMinixxx - ще менший розмір, 20 входів-виходів, не сумісна з шілдами, не має USB.



Рисунок 8.1 – Arduino xxx [95]

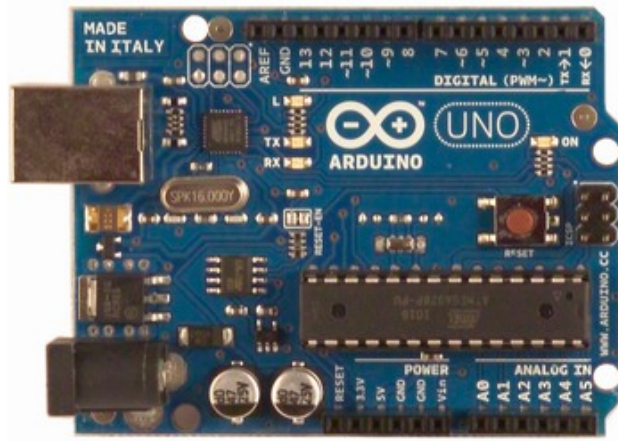


Рисунок 8.2 – ArduinoUNO [95]

На UNO (рис.8.2) вирішили замінити перетворювач USB-UART на мікроконтролер Atmega 8U2 (потім на 16U2). Завдяки такій зміні піднялася швидкість прошивки - тепер замість ~ 10секунд треба чекати ~ 3с, а головне, в цей МК - конвертор можна завантажити свою прошивку, і перетворити Arduino в мишку, клавіатуру або мультимедійний пристрій [96].

В моделі ArduinoLeonardo (рис. 8.3) все на одному чипі, USB незалежний ні від UART ні взагалі від будь-яких виводів. Плата побудована на ATmega32u4 і в порівнянні з попередніми моделями має визначні зміни в потужності. На 0,5кБ збільшилася ОЗП, ШІМ - виходів стало на 1 більше, аналогових входів стало 12 (6 аналогових та нові 6 цифрових пінів) [96]. Фізично Leonardo дуже схожий на UNO, так що так само сумісний зі старими шілдами.



Рисунок 8.3 – ArduinoLeonardo [86]

ArduinoMegaххх - серія більш вдосконалених плат представлена моделями Mega, Mega2560 і ArduinoADK (рис. 8.4). В плати успішно встроюються майже всі шілди, на платах велика кількість виводів: 54 цифрових (з них 15 - з широтно-імпульсною модуляцією), 16 - аналогових, 128 / 256кб – флеш пам'яті, 8Кб ОЗП, 4Кб eeprom, 4 UART [96].



Рисунок 8.4 – ArduinoMega [96]



Рисунок 8.5 – ArduinoNano [97]



Рисунок 8.6 – ArduinoMini [98]

ArduinoNano – невелика за розмірами плата з роз’ємом mini-USB (рис.8.5). Шілди до неї не підходять, але сама вона зручно встромляється в макетну плату. ArduinoMini - ще менша плата з шілдами не сумісна, але зручна для вбудовування в закінчені девайси - нічого зайвого, немає USB, тому програмується вона через адаптер USB-Serial. Так само на платі присутній дуже малопотужний стабілізатор. Існують варіанти плати працюють на 3,3 і 8МГц [98].

8.3 Основні відомості про ArduinoMega2560

Arduino Mega 2560 – це пристрій на основі мікроконтролера ATmega2560 (рис. 8.7).

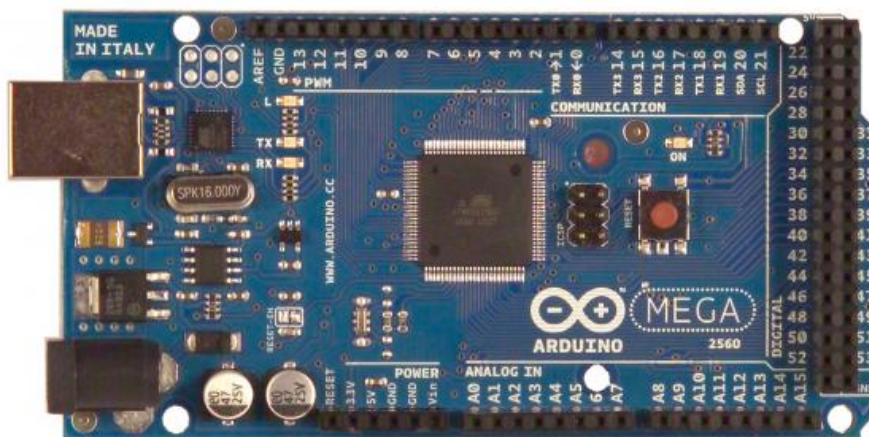


Рисунок 8.7 – ArduinoMega 2560, вид зверху

У його склад входить все необхідне для зручної роботи з мікро контролером (див. табл. 8.1): 54 цифрових входів/виходів (15 з яких можуть використовуватися в якості ШІМ - виходів), 16 аналогових входів, 4 UART (апаратних приймача для реалізації послідовних інтерфейсів), кварцовий резонатор на 16 МГц, роз’єм USB, роз’єм живлення, роз’єм ICSP для внутрішньо схемного програмування і кнопка скидання [99]. Для початку роботи з пристроєм досить просто подати живлення від AC/DC- адаптера або батарейки,

або підключити його до комп'ютера за допомогою USB-кабелю. ArduinoMega сумісний з більшістю плат розширення, розроблених для ArduinoDuemilanove і Diecimila.

Таблиця 8.1 – Основні параметри платформи ArduinoMega 2560 [99]

Робоча напруга	5В
Напруга живлення (рекомендована)	7...12В
Напруга живлення (максимальна)	6...20В
Цифрові входи/виходи	54
Аналогові входи	16
Максимальний струм одного виводу	40 мА
Максимальний вихідний струм виводу 3,3V	50 мА
Flash - пам'ять	256 КБ
SRAM	8 КБ
EEPROM	4 КБ
Тактова частота	16 МГц

ArduinoMega може живитися від USB або від зовнішнього джерела живлення - тип джерела вибирається автоматично. В якості зовнішнього джерела живлення може використовуватися мережевий AC/DC-адаптер або акумулятор/батарея. У разі живлення від акумулятора/батареї їх необхідно приєднати до виводів Gnd і Vinроз'єму POWER.

Напруга зовнішнього джерела живлення може бути в межах від 6В до 20В [96]. Однак, зменшення напруги живлення нижче 7В призводить до зменшення напруги на виводі 5V, що може стати причиною нестабільної роботи пристрою. Використання напруги більше 12В може призводити до перегріву стабілізатора напруги і виходу плати з ладу. З огляду на це, рекомендується використовувати джерело живлення з напругою в діапазоні від 7 до 12В. На рис. 8.7 приведений зовнішній вид платформи ArduinoMega 2560

із призначенням виводів (пінів). Перелік виводів платформи наведений у табл. 8.2.

Таблиця 8.2 – Призначення виводів ArduinoMega 2560

Tx0 – Tx3	UART-передавач
Rx0 – Rx3	UART-приймач
RST	Зовнішній RESET
GND	Земля (мінус живлення)
D2 – D12	Цифровий (ШІМ) вхід/вихід
D22 – D53	Цифровий вхід/вихід
A0 – A15	Аналоговий вхід
5V	Вхід/вихід 5 В (живлення)
RST	Зовнішній RESET
GND	Земля (мінус живлення)
VIN	Зовнішнє живлення (до 12 В).
3.3 V	Вхід/вихід 3.3 В (живлення)

З використанням функцій `pinMode ()`, `digitalWrite ()` і `digitalRead ()` кожен з 54 цифрових виводів ArduinoMega можна налаштувати на роботу в якості входу або виходу. Рівень напруги на выводах обмежений 5В. Максимальний струм, який може віддавати або споживати один вивід, становить 40 мА. Всі виводи пов'язані з внутрішніми резисторами (за замовчуванням відключеними) номіналом 20...50 кОм.

В ArduinoMega 2560 є 16 аналогових входів, кожен з яких може сприйняти аналогову напругу у вигляді 10-бітного числа (1024 різних значень). За замовчуванням вимір напруги здійснюється у діапазоні від 0 до 5В. Проте, верхню межу цього діапазону можна змінити, використовуючи вивід AREF і функцію `analogReference`. Формування низького рівня (LOW) на виводі Reset призведе до перенавантаження мікроконтролера.

ArduinoMega програмується за допомогою програмного забезпечення Ардуіно. ATmega2560 в ArduinoMega випускається з прошитим завантажником, що дозволяє завантажувати в мікроконтролер нові програми без необхідності використання зовнішнього програматора. Проте, мікроконтролер можна прошити і через роз'єм для внутрішнього схемного програмування ICSP (In-Circuit Serial Programming), не звертаючи уваги на завантажувач.

Серцем платформи ArduinoMega 2560 є 8-бітний мікроконтролер сімейства AVR - ATmega2560. Він надає 256 КБ флеш-пам'яті для зберігання прошивки, 8 КБ оперативної пам'яті SRAM і 4 КБ незалежної пам'яті EEPROM для зберігання даних. Мікроконтролер ATmega16U2 забезпечує зв'язок мікроконтролера ATmega2560 з USB-портом комп'ютера.

8.4 Принципи практичної роботи з платформою Arduino

Як відомо з булевої алгебри, математичні операції можливо виконувати, оперуючи двійковим представленням. Будь-яке число може бути представлене в двійковому коді з наборів бітів – нулів і одиниць, над якими можна виконувати будь-які математичні операції. Використання такого підходу дозволило створити цифрові пристрої. Для передачі інформації в цифрових пристроях в двійковому вигляді використовуються дискретні значення напруг. Найчастіше це 0 В – низький рівень, або логічний нуль, і 5В – високий рівень, або логічна одиниця. Однак, не менш популярним стандартом є 0В в якості нуля і 3,3В в якості одиниці. Тому, дуже важливо враховувати, який стандарт прийнятий в тому чи іншому пристрої при компонуванні електронної схеми [100].

Arduino – цифровий пристрій, який використовує стандарт 0В–5В. З цим пов'язано і значення напруги його живлення. Цифровий стандарт забезпечує як виконання розрахунків всередині контролера, так і зв'язок Arduino з іншими цифровими пристроями. Зв'язок із зовнішніми пристроями контролер здійснює

за допомогою пінів (виводів), або ніжок. Всього ArduinoMega 2560 має 70 пінів, кожен з яких виконує свою функцію, 54 із них можуть працювати як цифрові входи або виходи. Якщо пін працює як цифровий вхід, подача на нього сигналу напругою в 5В буде розпізнаватися контролером, і, як наслідок, програмою, як логічна одиниця, а подача 0 В, тобто напруги, відповідного «мінуса» схеми – логічним нулем. Оскільки сигнали передаються по проводах, а низька напруга зазнає значних втрат при передачі на відстань, більшу ніж на 3м. Arduino сприймає сигнал від 3 В до 5 В як логічну одиницю, а меншу напругу – як логічний нуль.

Використовуючи цифровий вхід можна отримувати інформацію від цифрових датчиків. Наприклад, більшість датчиків руху працюють за логікою 0 – 3.3 В і подають на свій цифровий вихід значення логічної одиниці при реєстрації руху. З урахуванням цього, можна написати програму, яка при надходженні на ніжку логічної одиниці, буде здійснювати певну дію (наприклад, включати світло або сирену), використовуючи цифровий вихід.

Пін в якості цифрового виходу дозволяє передавати контролеру інформацію або команди іншим пристроям, користуючись тією ж логікою. Сигнал рівня 5В на ніжці означатиме логічну одиницю, а 0В – логічний нуль. Наприклад, найпопулярнішим засобом комутації напруги є електромагнітні або твердотільні (оптоелектронні) реле. Схема управління цих пристроїв влаштована таким чином, що при подачі на них логічної одиниці реле (ключ) замикається, а якщо на вході логічний нуль, то переходить в розімкнутий стан. Таким чином, використовуючи одну з ніжок як цифровий вхід, на який можна підключити датчик руху, а другу – як цифровий вихід, що керуючи реле, можна зробити автоматичну систему освітлення. Враховуючи, що Arduino має 54 цифрові входи/виходи, можливо його використання в якості центрального керуючого модуля для 27 пар датчиків руху/пристроїв освітлення.

Arduino – цифровий пристрій, однак найчастіше є необхідність у зчитуванні та обробці сигналів з аналогових пристроїв, де значення напруги не

є дискретним, і несе в собі смислове навантаження. Більш того, іноді використання аналогових пристроїв є більш доцільним, ніж їх цифрових аналогів. Для цього в цифровій схемотехніці використовують аналогово-цифровий перетворювач (АЦП), який є і в Arduino, і дозволяє подавати аналоговий сигнал на спеціально відведені для цього аналогові входи. АЦП порівнює поточне значення сигналу на аналоговому вході з напругою живлення або з зовнішнім джерелом опорної напруги, поданої на відповідний вхід, і видає число, що відповідає відношенню першого до другого. Точність цього числа залежить від розрядності АЦП.

Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) – процес генерації сигналу з послідовності логічних нулів і одиниць (імпульсів) з можливістю зміни їх шпаруватості на постійній частоті.

Шпаруватість імпульсів – відношення періоду слідування (тривалості логічного нуля) до тривалості імпульсу (сумі тривалості логічної одиниці і логічного нуля). Величина вимірюється у відсотках. Наочний приклад різної шпаруватості імпульсів зображений на рис. 8.8.

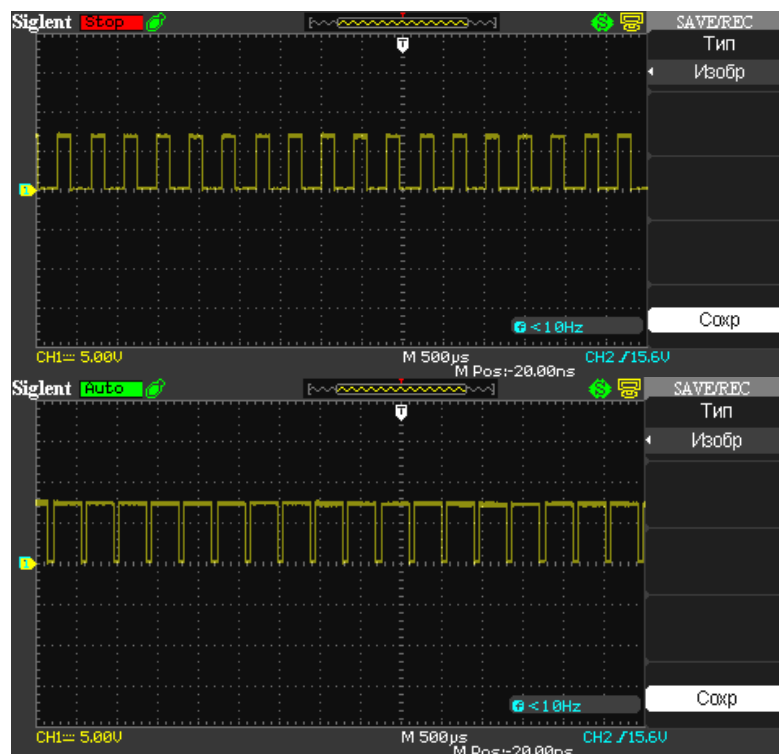


Рисунок 8.8 – Послідовності електричних імпульсів з різною шпаруватістю: зверху – 60%, знизу – 20%

Тривалість імпульсу в періодичному процесі можна визначити, як різницю між двома найближчими фронтами імпульсів, де фронт – часова область, в якій напруга наростає. Як видно з рис. 8.8, зверху зображена послідовність імпульсів, в яких значення логічного нуля становить 60% від всієї тривалості імпульсу, а на тому ж рисунку внизу – навпаки – 20%.

В ArduinoMegaє 15 пінів, для яких апаратно підтримується ШІМ. Це означає, що для його застосування немає необхідності вручну писати програму, яка визначить тривалість кожного логічного нуля або одиниці. Досить викликати певну функцію і передати їй значення шпаруватості. Все інше буде реалізовано на апаратній логіці, яка вже заздалегідь була передбачена в контролері. Такий підхід звільняє процесорний час і ресурси логіки мікроконтролера, тому що задачу генерації ШІМ-сигналу бере на себе, по суті, окремо інтегрований пристрій. ШІМ-можливості контролера мають своє розширення, яке вимірюється в бітах.

Широтно-імпульсна модуляція – універсальний спосіб управління потужністю навантаження різних пристроїв. Для прикладу, розглянемо двигун постійного струму з напругою живлення 5В. Для того, щоб керувати швидкістю обертання двигуна необхідно підвищити або знизити кінцеву провідну до нього електричну потужність. Очевидно, що подача безперервної напруги в 5В дасть двигуну 100% потужності, однак, подаючи імпульсну напругу і варіюючи шпаруватістю, можна легко контролювати, скільки потужності подано на двигун. Таким чином, менша потужність забезпечить меншу швидкість. За тією ж логікою можна управляти яскравістю освітлення LED-ламп, нагрівальних елементів і ін.

8.5 Мова програмування в програмному забезпеченні Arduino

Cі - це універсальна мова програмування з компактним способом запису виразів, сучасними механізмами управління структурами даних і багатим набором операторів. Сі не є мовою дуже високого рівня, вона не розрахована на

якусь конкретну область застосування. Однак завдяки широким можливостям і універсальності для вирішення багатьох завдань вона зручніше і ефективніше, ніж імовірно більш потужні мови. Спочатку мова Сі була створена в 20 столітті Деннісом Рітчі як інструмент написання операційної системи UNIX для машини PDP-11 і реалізована в рамках цієї операційної системи. І операційна система, і Сі- компілятор, і, по суті, все прикладні програми системи UNIX написані на Сі. Мова не прив'язана до конкретної апаратури або системи, однак на ній легко писати програми, які без будь-яких змін переносяться на інші машини, де здійснюється її підтримка. Сі - зручна, виразна і гнучка мова, придатна для програмування широкого класу задач. Її легко вивчити, і чим більше працюєш з Сі, тим вона стає зручніше.

Базова структура програми для Arduino досить проста і складається, що найменше, з двох частин. У цих двох обов'язкових частинах, або функціях, виконується код. *Setup ()* - це підготовка, а *Loop ()* – виконання [101]. Обидві функції потрібні для роботи програми. Перед функцією *setup* - на самому початку програми, зазвичай, йде оголошення всіх змінних. *setup* - це перша функція, виконувана програмою, і виконувана тільки один раз, тому вона використовується для установки режиму роботи портів (*pinMode ()*) або ініціалізації послідовного з'єднання.

Функція *loop* містить код, який виконується постійно - читаються входи, переключаються виходи і т.д. Ця функція – ядро всіх програм Arduino і виконує основну роботу. Функція *setup ()* викликається один раз, коли програма стартує. Вона повинна бути включена в програму, навіть якщо в ній немає ніякого змісту.

Функція - це блок коду, що має ім'я, яке вказує на виконуваний код, який виконується при виконанні функції. Можуть бути написані різні призначені для користувача функції, для виконання завдань, що повторюються і зменшення безладу в програмі. При створенні функції, насамперед, вказується тип функції. Це тип значення, що повертається функцією, наприклад: 'int' для цілого (integer) типу функції. Якщо функція не повертає значення, її тип повинен бути *void*. За типом функції слід її ім'я, а в дужках параметри, що передаються в функцію. Функція цілого типу *delayVal()* використовується для завдання значення паузи в програмі читанням значення з потенціометра. Фігурні дужки (також згадуються

як просто «дужки») визначають початок і кінець блоку функції або блоку виразів, таких як функція *voidloop ()* або виразів типу *for* і *if*. Незбалансовані дужки можуть призводити до критичних, незрозумілих помилок компіляції, до того ж іноді і важко виявляються у великих програмах. Середовище розробки Arduino, включає можливість зручної перевірки балансу фігурних дужок. Досить виділити дужку, або навіть клацнути по точці вставки відразу за дужки, щоб її пара була підсвічена.

Крапка з комою повинна використовуватися в кінці виразу і розділяти елементи програми. Також крапка з комою використовується для поділу елементів циклу *for*. Якщо забути завершити стоку крапкою з комою, то це призведе до виникнення помилки компіляції [101].

Блок коментаря або однорядковий коментар - це область тексту, яка ігнорується програмою і використовується для додавання тексту з описом коду або приміток. Коментар допомагають іншим зрозуміти цю частину програми. Він починається з */** і закінчується **/* і може містити безліч рядків. Однорядковий коментар починається з *//* і закінчується кодом переходу на інший рядок. Як і блок коментаря, він ігнорується програмою і не займає місця в пам'яті [101].

Змінні - це спосіб іменувати і зберігати числові значення для подальшого використання програмою. Сама назва - змінні, говорить про те, що змінні - це числа, які можуть послідовно змінюватися, на відміну від констант, чие значення ніколи не змінюється. Змінні потрібно декларувати (оголошувати) їм можна присвоювати значення, які потрібно зберегти. Код *inputVariable* оголошує змінну, а потім привласнює їй значення. Коли змінній присвоєно значення, чи переприсвоєно, ви можете перевірити це значення, якщо воно зустрічається в деякій умові, або використовувати його безпосередньо. Всі змінні повинні бути задекларовані до того, як вони можуть використовуватися. Оголошення змінної означає визначення типу її значення: *int*, *long*, *float* і т.д., завдання унікального імені змінної, і додатково їй можна присвоїти початкове значення. Змінна може бути оголошена в різних місцях програми, і те, де це зроблено, визначає, які частини програми можуть використовувати змінну. Глобальні змінні такі, що їх можуть бачити і використовувати будь-які функції та вирази програми. Такі змінні декларуються на початку програми перед

функцією *setup* (). Локальні змінні визначаються всередині функцій або таких частин, як цикл *for*. Вони видимі і можуть використовуватися тільки усередині функції, в якій оголошено.

Масив - це набір значень, до яких є доступ через значення індексу. Будь-яке значення в масиві може бути викликано через виклик імені масиву і індексу значення. Масив потребує оголошенні, а додатково може заповнюватися значеннями до того, як буде використовуватися. Масиви часто використовуються в циклі *for*, де збільшується рахунок чи застосовується для індексації позиції кожного значення.

Мова Arduino має кілька зумовлених величин, званих константами. Вони використовуються, щоб зробити програму зручною для читання. Константи зібрані в групи:

1. *true / false* це Булеві константи, що визначають логічні рівні. FALSE легко визначається як 0 (нуль), а TRUE, як 1, але може бути і чимось іншим, відмінним від нуля.

2. *high / low* константи визначають рівень висновків як HIGH або LOW і використовуються при читанні або запису на логічні виводи.

3. *input / output* константи використовуються з функцією *pinMode* () для завдання режиму роботи цифрових виводів: або як INPUT (вхід), або як OUTPUT (вихід).

Конструкція *if* перевіряє, чи буде виконана якась умова, така, як, наприклад, чи буде аналогове значення більше заданого числа, і виконує якесь вираження в дужках, якщо ця умова true (істинно). Якщо немає, то вираз в дужках буде пропущено. Якщо вираз або умова в дужках істинно, виконується вираз в фігурних дужках. Якщо немає, вираз в фігурних дужках пропускається, і програма виконується з оператора, наступного за дужками.

Конструкція *if ... else* дозволяє зробити вибір «або, або». Наприклад, якщо треба перевірити цифровий вхід і виконати щось, якщо він HIGH, або виконати щось інше, якщо він був LOW.

Конструкція *for* використовується для повторення блоку виразів, ув'язнених у фігурні дужки заданий число раз. Нарощуваний лічильник часто використовується для збільшення і припинення циклу. Коли умова стає помилковою, цикл завершується.

Деякі основні функції та процедури мови Arduino:

- *PinMode (pin, mode)* використовується в *voidsetup ()* для конфігурації заданого виведення, щоб він працював на вхід (*INPUT*) або на вихід (*OUTPUT*). Цифрові виводи в Arduino встановлені на вхід, так що їх немає потреби явно оголошувати як *INPUT* за допомогою *pinMode ()*. Виводи, сконфігуровані як *INPUT*, мають на увазі в стані з високим опором.
- *DigitalRead (pin)* зчитує значення заданого цифрового виводу (*pin*) і повертає результат HIGH або LOW.
- *DigitalWrite (pin, value)* виводить або логічний рівень HIGH, або LOW (включає або вимикає) на заданому цифровому виводі *pin*.
- *AnalogRead (pin)* зчитує значення із заданого аналогового входу (*pin*) з 10-бітовим дозволом. Ця функція працює тільки на аналогових портах (0...5). Результуюче ціле значення знаходиться в діапазоні від 0 до 1023.
- *AnalogWrite (pin, value)* записує псевдо-аналогове значення, використовуючи схему з ШІМ, на вихідний висновок, позначений як PWM.
- *Delay (ms)* припиняє програму на заданий час (в мілісекундах), де тисяча дорівнює 1 секунді.
- *Millis ()* повертає число мілісекунд, як *unsignedlong*, з моменту старту програми в модулі Arduino.
- *Min (x, y)* обчислюється мінімум двох чисел будь-якого типу даних і повертає менше число.
- *Max (x, y)* обчислюється максимум двох чисел будь-якого типу даних і повертає більше число.
- *RandomSeed (seed)* встановлює значення, або початкове число, в якості початкової точки функції *random ()*.

Отже завдяки повнофункціональній платформі Arduino стає можливим просте та ефективно моделювання приладів контролю та управління. Проста мова програмування та зрозумілі функції виводів платформи роблять Arduino найбільш зручним інструментом для початківців та професіоналів. На базі платформи можна побудувати велику кількість корисних приладів. Починаючи від простого змінювання яскравості світлодіода до впливу на системи, які можуть керувати клімат - контролем та системою безпеки цілого будинку.

9 ПРАКТИЧНІ АСПЕКТИ ПРОГРАМУВАННЯ МІКРОКОНТРОЛЕРІВ AVR

О.Г. Алексеев, доцент, к.т.н.

9.1 Операції з регістрами

9.1.1 Форма запису констант

Для запису константи на мові Асемблера для AVR існує чотири варіанти [102-104]:

`0b10001010` – двійкова. Відмінна відзнака – префікс «`0b`».

`$8a` или `0x8a` – шістнадцяткова. Префікс - «`$`» або «`0x`».

`0212` – вісімкова. Префікс – «`0`».

`138` – десятична. Префіксів немає.

Всі варіанти запису абсолютно рівноцінні. Розробник обирає будь-який з них в залежності від зручності представлення числа.

Константи можна записувати у регістри. Причому тільки у регістри R16-R31. Це робиться командою LDI:

```
ldi r16, 0b10001010
```

```
ldi r16, $8a
```

```
ldi r16, 138
```

Ці три команди повністю рівноцінні.

Команду LDI можна використовувати тільки до регістрів R16-R31. Якщо треба записати константу в один з регістрів R0-R15, це зазвичай роблять звязкою з двох команд LDI + MOV:

```
ldi r16, $8a
```

```
mov r10, r16
```

Якщо необхідно очистити весь регістр, можна в нього записати «0», а можна використати команду CLR:

```
ldi r16, 0 ; Це два рівноцінних варіанта очищення регістра
```

```
clr r16
```

Для того, щоб записати всі «1» в регістр, можна також використовувати два варіанти – запис константи \$ff, або спеціальну команду SER:

```
ldi r16, $ff ; Запис «1» в усі біти
```

```
ser r16
```

9.1.2 Команди зсувів

Команди зсувів потрібні для того, щоб зсовувати біти в регістрах праворуч або ліворуч. Існує два типи команд зсувів: логічний (LSL та LSR) та кільцевий (ROL та ROR). При логічному зсуві у спустошений біт записується «0», а при кільцевому – регістр закріплюється через прапор «C» (рис. 9.1).

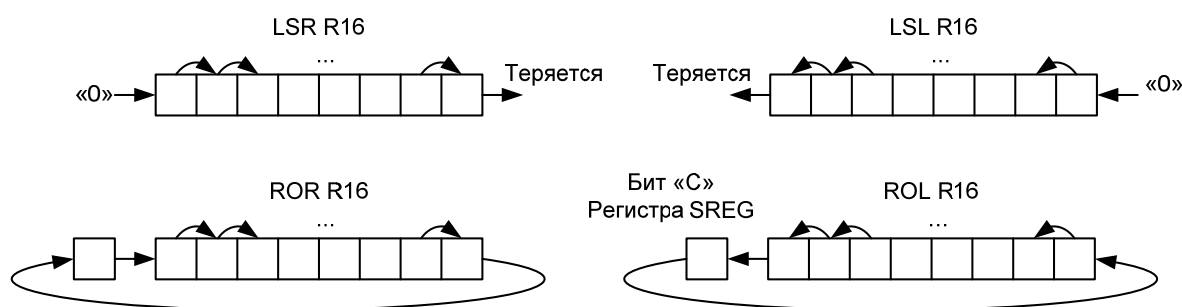


Рисунок 9.1 – Робота команд зсувів

Команди зсувів використовуються для підрахунку «1» у байті, операцій множення та поділу на ступені числа 2, а також для функцій «вогню, що біжать», імпульсів сканування клавіатури, динамічної індикації та ін.

Наприклад, якщо потрібно число, яке міститься у R16, домножити на 2, то можна записати так:

```
lsl r16 ; Зсовуємо праворуч вміст R16
```

А якщо потрібно помножити на 4, то необхідно два рази застосувати цю інструкцію:

```
lsl r16 ; Зсовуємо праворуч вміст R16,
```

lsl r16 ; та ще раз.

9.1.3 Арифметичні інструкції

Для зміни на «1» вмісту регістрів є дві команди:

inc r16 ; Інкремент вмісту r16, або «+1».

dec r17 ; Декремент вмісту r16, або «-1» .

Якщо потрібно відняти не «1», а інше число, наприклад 5, для цього є інша команда – від'ємому константи:

subi r16, 5 ; Відняти з r16 число «5».

При додаванні до цього ж регістру 5, оскільки додавати константу AVR не вміє, доводиться робити так:

subi r16, (-5) ;Взагалі, SUBI це віднімання. Але мінус на мінус дає плюс!

При додаванні регістр за регістром, є така команда:

add r16, r17 ;r16 =r 16 + r17

Аналогічно і для від'єму:

sub r16, r17 ;r16 =r 16 - r17

Є ще також арифметичні команди для двійкової арифметики, та нам вони поки не знадобляться.

9.1.4 Логічні інструкції

Можливо побітно проінвертувати вміст регістру:

com r16

Інструкція NEG використовується у двійковій арифметиці.

На Асемблері можна просто робити такі логічні операції: «ТА», «АБО», що виключає «АБО». Причому перші дві можна робити як з регістрами, так і з константами. А з константами можуть працювати тільки R16-R31. Приклади запису інструкцій:

and r16, r17 ; r16 логічно помножити на r17

andi r16, \$0f ; r16 логічно помножити на \$0f
or r16, r17 ; r16 логічно додати до r17
ori r16, \$0f ; r16 логічно додати до \$0f
xor r16, r17 ; Що виключає «АБО» r16 та r17.

Для того, щоб провести логічну операцію ANDI (ORI) константи з регістром R0-R15, необхідно використовувати додатковий регістр та зв'язок з команд **ldi – and (-or)**, наприклад:

ldi r16, \$0f ; Завантаження в r16 константу
and r10, r16 ; r10 логічно домножити на r16, у якому міститься константа.

9.1.5 Бітові операції з регістрами

Самі поширені операції у контролері – бітові. Увімкнути або вимкнути будь-який параметр, інвертувати його, перевірити наявність або відсутність. Основна маса таких операцій йде через бітові маски.

Для того, щоб оперувати з окремими бітами регістрів, існують дві команди - **SBR** та **CBR**. Ці команди дозволяють виставити в «1» або зкинути в «0» вказанні біти. Причому, які біти потрібно змінити, вказують одиниці, які стоять в цих знакомісцях. Наприклад:

sbr r16, \$F0 ; Встановити в «1» старші 4 біта в r16
sbr r17, \$03 ; Встановити в «1» біти 0 та 1 у регістрі r17
sbr r17, 0b00000011 ; та ж сама команда, але маска записана в іншому вигляді.

cbr r16, \$F0 ; Скинути в «0» старші 4 біта у регістрі r16
cbr r18, 1 ; Скинути в «0» нульовий біт у r18
cbr r18, 0b00000001 ; та ж сама команда, тільки маску записано у іншому вигляді.

Як видно, бітова маска може приймати значення від 0 до \$ff.

Є одне обмеження – команди SBR та CBR працюють тільки з регістрами R16-R31. Якщо потрібно скинути біт у регістрі, наприклад R11, використовуються операції логічного додавання або множення з константою, яка попередньо завантажується в один з регістрів R16-R31. Тобто, для такої операції потрібен додатковий регістр.

Нехай потрібно виставити у «1» в регістрі R10 біти 0, 1 та 2. Робиться так:

ldi r16, 0b00000111 ; Записати маску з «1» у бітах 0, 1 та 2 у регістрі r16

or r10, r16 ; Виконати логічне «АБО» r10 та r16.

По другій команді у регістрі r10 виставляються в «1» біти, відзначені одиницями в байті, який знаходиться у r16.

Нехай потрібно скинути у «0» у регістрі R10 біти 3, 4 та 5.

ldi r16, 0b11000111 ; Записати маску з «0» у бітах 3,4 и 5 у регістрі r16

and r10, r16 ; Виконати логічне «ТА» r10 та r16

По другій команді у регістрі r10 скидаються в «0» біти, відзначені нулями в байті, який знаходиться у r16.

9.2 Команди розгалуження

9.2.1 Інструкції безумовних переходів

Як у будь-якій мові, у цьому асемблері є інструкції безумовного переходу. Вона записується так:

rjmp m1 ; Безумовний перехід на мітку m1

Підпрограми викликаються інструкцією:

rcall Delay ; Виклик підпрограми Delay

Кожна підпрограма повинна закінчуватися інструкцією:

ret ; Повернення з підпрограми

Якщо це підпрограма повернення з переривання, то окінчуватися вона повинна інструкцією

iret ; Повернення з підпрограми обробки переривання.

Інструкція **iret**, на відміну від **ret**, виставляє в «1» прапор глобального дозволу переривання. Цей прапор називається «I», а в іншому інструкції ідентичні.

9.2.2 Переходи по стану бітів регістрів

Якщо потрібно робити різні дії, в залежності від стану певного біту у регістрі, для цього є свої команди, які працюють зі всіма регістрами (R0-R31):

SBRS (Skip If Bit in Register Set) – наступну команду пропустити, якщо біт у регістрі виставлений у «1».

SBRC (Skip If Bit in Register Clear) – наступну команду пропустити, якщо біт у регістрі зкинтий в «0».

Нехай потрібно реалізувати наступний алгоритм: якщо у регістрі r16 біт 5 зкинтий в «0», то збільшити вміст r17 на одиницю. В протилежному випадку нічого робити не потрібно (рис.9.2)

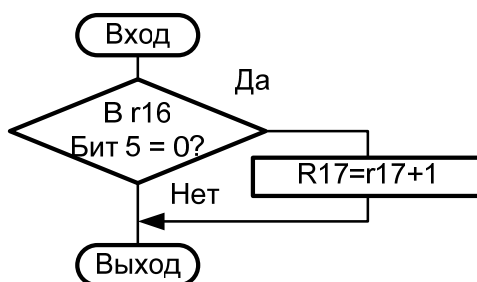


Рисунок 9.2 – Алгоритм переходу за станом біта

Програмно такой алгоритм реалізується так:

sbrs r16, 5 ; Пропустити наступну строку, якщо біт 5 = «1»
rjmp m1 ; Перехід на m1 (якщо RA0=0)

```

    rjmp mExit      ; Вихід
m1:  inc  r17      ; r17=r17+1
mExit:              ; Вихід з алгоритму

```

9.2.3 Статусний реєстр SREG

Велика кількість алгоритмів розгалуження реалізується з використанням аналізу бітів статусного реєстра – SREG (Status Register). Це реєстр стану ядра контролера. В цьому реєстрі знаходиться декілька незалежних бітів – прапорців, які можуть бути або «1», або «0», в залежності від виконаних у минулому операцій. За станом цих прапорців можна зрозуміти, що сталося з процесором та що далі робити.

Розглянемо тільки два найбільш часто використовуваних прапора.

Прапор Z (Zero). Якщо він виставлений у «1», значить, у ході обчислювання попередньої математичної операції в результаті створився ноль.

Прапор C (Carry) – прапор переносу. Якщо в результаті операції здійснився вихід за межі байта, (тобто відбулося переповнення), то виставляється цей прапор. Якщо C=1, це означає, що з меншого числа відняли більше, або додали таке число, що результат став більше 255.

Інші прапори не так часто використовуються при розгалуженні, але їх все одно розглянемо.

I – прапор дозволу переривань. Коли його встановлено в «1» – переривання дозволені. Цей прапор дуже детально буде розглянуто далі при вивченні системи переривань.

T – прапор користувача. Можна його використовувати за власним призначенням, для зберігання одного біта. Є дві команди, які дозволяють в цей біт записати будь-який біт будь-якого з 32 реєстрів загального призначення R0-R31. Це команди BLD Rn, bit та BST Rn, bit. Наприклад, якщо потрібно 5-й біт r16 скопіювати в 0-й біт реєстра r17, треба написати так:

bst r16, 5 ; Копіювати 5-й біт регістру r16 в біт T регістру SREG

bld r17, 0 ; Копіювати біт T регістра SREG в 0-й біт регістру r17.

N – прапор напівпереносу. Якщо сталася позика біту зі старшої половини байта в молодшу. Тобто, коли з числа 0001 0111 намагаються відняти 0000 1000, то відбувається позика біту з більш старшого розряду, так як молодша тетрада зменшуємого менша ніж молодша тетрада від'ємника. Використовується цей прапор в деяких математичних операціях.

S – прапор знака. Отримується як виключне «АБО» між бітами V та N.

V – прапор переповнення додаткового коду. Якщо рахується число в додатковому коді зі знаком, та воно виходить за межі регістру.

Повернемося на додатковий код. Число в додатковому коді з запозикою – сама природна форма представлення числа. Наприклад, як отримати число мінус 61, якщо не знаємо про від'ємні числа. Віднімаємо його з нуля 00 - 61 = 39, тобто запозичаємо зі старшого розряду. Перевіримо стовпчиком:

```
61
+
39
-
00
```

Одиниця не вмістилася у розрядність.

Двійковий додатковий код працює точно за таким самим принципом. А в процесорі є команди для переведення числа з/в додатковий код за одну команду.

N – прапор негативного значення. Якщо в результаті арифметичної операції 7 біт результату став «1», то цей прапор також стане «1». Тобто, це є проста копія 7-го біту.

Прапори, окрім автоматичної установки, можна встановлювати та зкидувати вручну. Для цього є команди: SE* для встановлення та CL* для зкидання. Замість зірочки підставляється потрібний прапор, наприклад, CLI – заборона переривань.

9.2.4 Команди умовного переходу та розгалуження

Для того, щоб реалізовувати алгоритми розгалуження та перевірки умов, використовують команди умовного переходу, в залежності від стану прапорів. Поки працюємо тільки з беззнаковими числами. Тому актуальні тільки два прапора: Z та C.

З прапором Z працюють дві команди. BREQ розшифровується як «Branch if Equal» (перехід, якщо еквівалентні). Ця команда здійснює перехід на мітку, якщо прапор $Z=1$. Приклад запису:

breq m1

Протилежна їй команда BRNE («Branch if Not Equal») здійснює перехід, якщо $Z=0$.

brne m1

Команда CP порівнює вміст двох регістрів. Приклад запису:

cp R16, R17

Порівняння відбувається звичайним відніманням. Тільки в результаті цього віднімання зміст регістрів не змінюється. Змінюється тільки зміст цікавих для нас прапорів – Z та C.

Якщо $R16=R17$, то $R16-R17=0$. В результаті виконання цієї команди буде $Z=1$.

Якщо $R16 \neq R17$, то $R16-R17 \neq 0$. В результаті виконання цієї команди буде $Z=0$.

9.2.4.1 По рівності вмісту двох регістрів

Наведемо приклад реалізації алгоритму розгалуження з використанням тільки що розглянутих команд. Нехай потрібно реалізувати наступний алгоритм (рис.9.3):

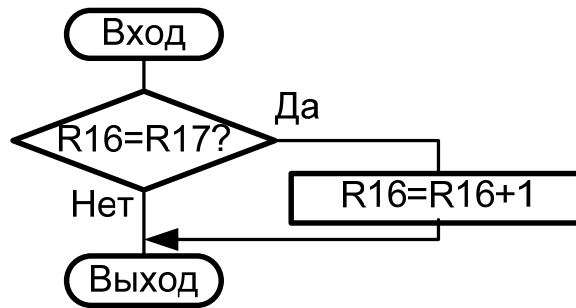


Рисунок 9.3 – Алгоритм розгалуження по рівності A=B

Програмно це буде виглядати наступним чином:

```

ср  R16, R17 ; Порівнюється вміст регістрів.
breq m1      ; Якщо вони рівні – то перехід на m1,
rjmp m2      ; Якщо ні – то вихід.
m1: inc  R16 ; Виконується потрібна дія
m2: nop      ; Вихід з алгоритму.
  
```

Можна зробити те ж саме, але з використанням команди BRNE:

```

ср  R16, R17 ; Порівнюється вміст регістрів.
brne m2      ; Якщо вони НЕ рівні – то перехід на m2,
inc  R16      ; Якщо рівні – R16=R16+1
m2: nop      ; Вихід з алгоритму.
  
```

Як видно, програма стала коротше на 1 рядок. Взагалі, це не є принциповим. Але саме головне – це те, що один і той же алгоритм можна реалізовувати різними способами.

9.2.4.2 По рівності вмісту регістра з константами

Для порівняння вмісту регістра з константою існує команда CPI. Приклад запису цієї команди такий:

```

cpi  R16, 2 ; Порівняння вмісту регістра з числом «2».
  
```

Ця команда, як й команда CP, робить «псевдовід'єм» зі вмісту R16 константи «2». Вміст регістру R16 не змінюється, а змінюються тільки прапори регістру SREG.

Команда CPI працює тільки с регістрами R16-R31.

Розглянемо алгоритм трохи складніше (рис.9.4):

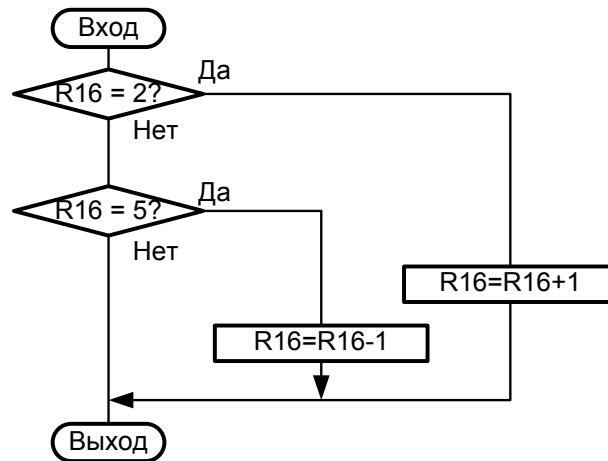


Рисунок 9.4 – Алгоритм розгалуження по рівності з константами

Програмно це буде виглядати:

```

cpi R16, 2 ; Порівняння вмісту регістру с «2».
breq m2 ; Якщо R16=2 – то перехід на m2.

cpi R16, 5 ; Порівняння вмісту регістру с «5».
breq m5 ; Якщо R16=5 – то перехід на m5.

rjmp m10 ; Якщо дійшли сюди – жодна умова
не виконана. Виходимо.

m2: inc R16 ;R16=R16+1
rjmp m10 ; В кінці також переходимо на вихід.

m5: dec R16 ; R16=R16-1
rjmp m10 ; В кінці також переходимо на вихід.
  
```


m10: nop ; Вихід з процедури.

Як видно, кожна умова перевіряється окремо парами команд CPI-BREQ. Таких пар може бути скільки завгодно багато. Тільки зі зростанням числа перевірок зростає й час на обробку. Якщо число умов складає 8...10 та більше, то використовують розгалуження на індексних переходах.

Якщо потрібно реалізувати умову типу $R16 \neq 2$, то після команди порівняння замість команди BREQ (перехід, якщо дорівнює) використовується команда умовного переходу BRNE (перехід, якщо не дорівнює).

9.2.4.3 Біт С регістру SREG

В регістрі SREG є біт С (Carry). Щоб зрозуміти, що означає цей біт, розглянемо приклад (рис. 9.5)

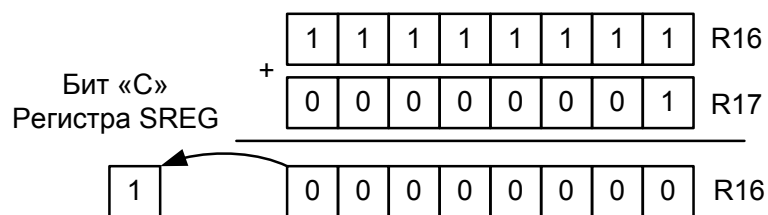


Рисунок 9.5 – Математичний сенс біту «С»

Нехай в регістрі R16 міститься число 0b11111111, а в регістрі R17 – число 0b00000001. Необхідно скласти ці два числа. За правилами арифметики, в регістрі R16 вийде 0, та виникає перенос у старший розряд. Старшим розрядом у нашому випадку є біт «С» в регістрі SREG.

Аналогічним чином, перенос виникає, якщо из меншого числа відняти більше.

З прапором «С» працюють дві команди. BRCS розшифровується як «Branch if Carry Set» (перехід, якщо $C=1$). Ця команда здійснює перехід на мітку, якщо прапор $C=1$. Приклад запису:

brcs m1

Зворотня їй команда BRCC («Branch if Carry Clear») здійснює перехід, якщо C=0. Приклад запису:

```
brcc m1
```

З використанням цих двох команд і реалізуються алгоритми розгалуження по нерівностям.

9.2.4.4 Розгалуження за умовами виду «R16 < R17»

Розглянемо реалізацію алгоритмів, використовуючих знаки нерівностей (рис.9.6):

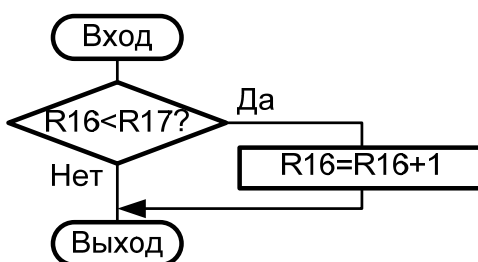


Рисунок 9.6 – Алгоритм розгалуження по нерівності R16 < R17

Тут потрібно використовувати прапор переносу C. Він отримується тоді, коли з меншого числа віднімаємо більше. Використовується, звичайно, команда CP:

```
cp R16, R17 ; Порівнюється вміст регістрів.
```

```
brcs m1 ; Якщо виник перенос, то R16 < R17. Перехід на  
m1
```

```
rjmp m2
```

```
m1: inc R16
```

```
m2: nop
```

Можна записати трохи по іншому:

```
cp R16, R17 ; Порівнюється вміст регістрів.
```

```
brcc m2 ; Якщо переноса немає, то R16 ≥ R17. Перехід на  
m2
```

m1: inc R16

m2: nop

В другому варіанті число рядків менше, але алгоритм реалізован трохи по іншому. Як правило, використовують той варіант розгалуження, який буде зрозуміліше.

9.2.4.5 Розгалуження за умовами виду « $R16 \leq R17$ »

Якщо нерівність нестрога, то необхідно робити перевірку двічі: спочатку перевіряють одну умову, а потім другу. Наприклад, спочатку рівність, а потім нерівність (рис. 9.7):

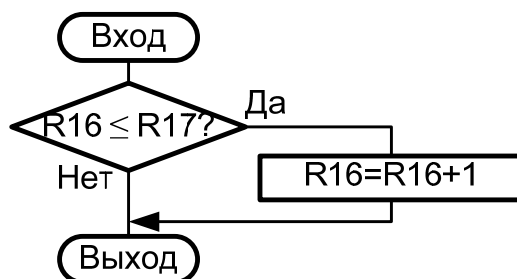


Рисунок 9.7 – Алгоритм розгалуження по нерівності $R16 \leq R17$

cp R16, R17 ; Порівнюється вміст регістрів.

breq m1 ; Якщо виник прапор «Z», то $R16 = R17$. Перехід на m1.

brcs m1 ; Якщо виник прапор «C», то $R16 < R17$. Перехід туди ж.

Як у попередніх прикладах, існує ще один варіант реалізації такого алгоритма. Тобто, нестрогу нерівність « $R16 \leq R17$ » замінюють строгою « $R16 > R17$ ». Тут без зміни блок-схеми не обійтись. Це дозволить спростити умову переходу, але ускладнює розуміння алгоритму (рис. 9.8).

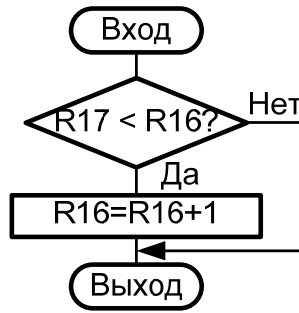


Рисунок 9.8 – Алгоритм розгалуження по нерівності $R17 < R16$

ср R17, R16 ; Порівнюється вміст регістрів.

brcs m1 ; Якщо виник прапор «С», то $R17 < R16$. Перехід на m1.

9.2.4.6 Розгалуження за умовами виду « $R16 < R17 < R18$ »

Розглянемо варіант, коли потрібно відпрацювати умову подвійної нерівності (рис. 9.9,а). Так як не можливо перевіряти відразу по дві умови, то алгоритм прийдеться переформити так, як неведено на рис. 9.9, б. Фрагмент програми, яка реалізує такі переходи, наведено нижче.

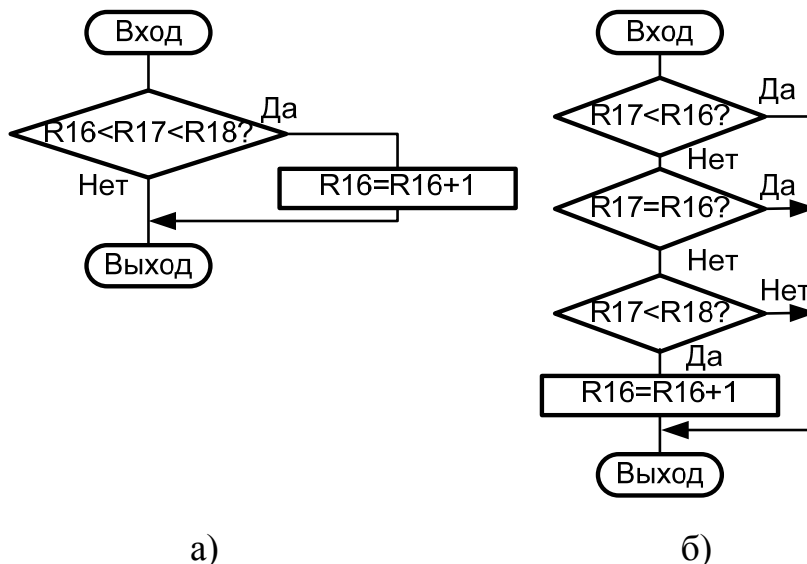


Рисунок 9.9 – Алгоритм розгалуження по нерівності $R16 < R17 < R18$

ср R17, R16 ; Порівнюється вміст регістрів.

brcs m2 ; Якщо виник прапор «С», то $R17 < R16$. Вихід.

breq m2 ; Якщо виник прапор «Z», то R17 = R16. Вихід.
cp R17, R18 ; Порівнюється вміст регістрів.
brcs m1 ; Якщо виник прапор «C», то R17 < R18. Дія 1.
rjmp m2 ; Якщо дійшли сюди – то жодну з умов
не виконано. Йдемо також на вихід.
m1: inc R16
m2: nop ; Вихід из алгоритму.

9.2.4.7 Узагальнення умов розгалуження по одному біту

Підсумуємо варіанти, за якими можна реалізовувати:

; Перехід на мітку m1, якщо:

cp R16, R17 ; R16=R17
breq m1

cp R16, R17 ; R16 ≠ R17
brne m1

cp R16, 2 ; R16 = 5
breq m1

cp R16, 2 ; R16 ≠ 5
brne m1

cp R16, R17 ; R16 < R17
brcs m1

cp R16, R17 ; A ≤ B
brcs m1
breq m1

9.2.4.8 Розгалуження по рівності «1» декількох бітів

До цього моменту здійснювалося розгалуження по стану одного біту. А якщо необхідно виконати певну дію за станом декількох бітів, наприклад, якщо

біти 0 та 1 в регістрі R17 виставлені в «1», то треба зробити інкремент регістру R16 (рис. 9.10). При цьому стан інших бітів враховуватися не повинен.

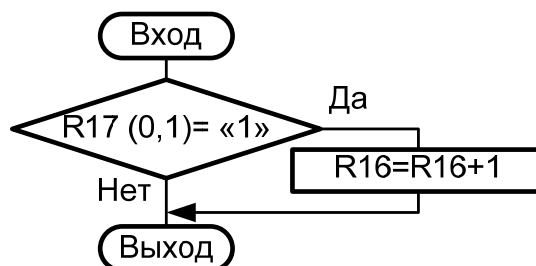


Рисунок 9.10 – Алгоритм розгалуження по рівності «1» декількох бітів

Можна, звичайно, перевіряти по одному біту, але такий підхід не є вірним. По-перше, це займе багато часу. Во-друге, при корегуванні умов розгалуження важко буде корегувати програмний текст.

Тому звичайно поступають таким чином. Виставляють в «1» всі незначущі біти. Якщо всі тестуємі біти були рівні «1», то після цієї операції в регістрі будут всі «1». В регістрі буде записано 0b11111111= \$FF. Програмно це зробити так:

```

mov r20, r17      ; Копіювати в R20 вміст R17, щоб
                  ; не зіпсувалося значення, яке в R17
ori r20, 0b11111100 ; Виставити в «1» незначущі біти
cpi R20, $ff      ; Чи всі там біти стали «1»?
breq m1           ; Якщо да – то інкрементуємо R16
brne m2           ; Якщо ні – вихідимо

m1: inc R16       ; Виконується потрібна дія
m2: nop          ; Вихід з алгоритму.
  
```

9.2.4.9 Розгалуження по рівності «0» декількох бітів

Аналогічним чином діють, якщо потрібно зробити розгалуження за умовою рівності нулю декількох бітів (рис.9.11).

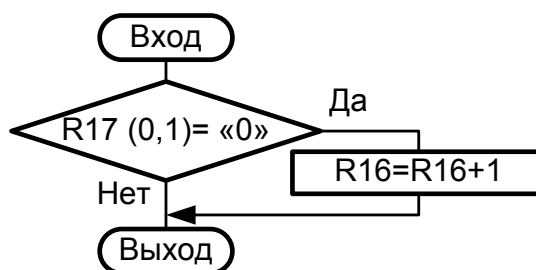


Рисунок 9.11 – Алгоритм розгалуження по рівності «0» декількох бітів

Незначно змінюється логічна обробка бітів. Скидають в «0» все незначні біти. Якщо всі тестовані біти були рівні «0», то після цієї операції в регістрі будуть все «0». У регістрі буде записано 0b00000000 = \$ 00. Програмно це можна зробити так:

```
mov r20, r17      ; Копіювати в R20 вміст R17, щоб  
                  ; не змінилося значення, яке є у R17  
andi r20, 0b00000011 ; Скидати в «0» незначущі біти  
cpi R20, $00      ; Чи всі там біти «0»?  
breq m1           ; Якщо так – то йдемо інкрементувати R16  
brne m2          ; Якщо ні – виходимо
```

```
m1: inc R16      ; Виконується потрібна дія  
m2: nop         ; Вихід з алгоритму.
```

Якщо значущі біти були рівні «0», то після команди ANDI у регістрі получится \$00. При цьому прапор Z=1. Тому наступну команду CPI для тестування на «0» можна навіть не використовувати. Але це тільки при перевірці нульових бітів. При перевірці одиничних бітів, як у попередньому пункті, перевірку командою CPI робити обов'язково.

9.2.4.10 Розгалуження по рівності «0» и «1» декількох бітів

Найчастіше зустрічається комбінована умова, коли дію необхідно виконати, якщо деякі біти дорівнюють «0», а деякі біти дорівнюють «1» (рис.9.12).

Програмно це можна зробити так:

```
mov r20, r17      ; Копіювати в R20 вміст R17, щоб  
                  ; не змінилося значення, яке є у R17  
andi r20, 0b00001111 ; Скидати в «0» незначущі біти  
cpi R20, 0b00001100 ; Чи залишилися там біти 0 та 1 «0» та 2 та 3
```

«1»?

```
breq m1           ; Якщо так – то інкрементувати R16  
brne m2           ; Якщо ні – вихід
```

```
m1: inc R16       ; Виконується потрібна дія
```

```
m2: pop           ; Вихід з алгоритму.
```

Якщо після зкидання в «0» незначущих бітів в регістрі залишилося число, яке дорівнює константі, то виконується дія.

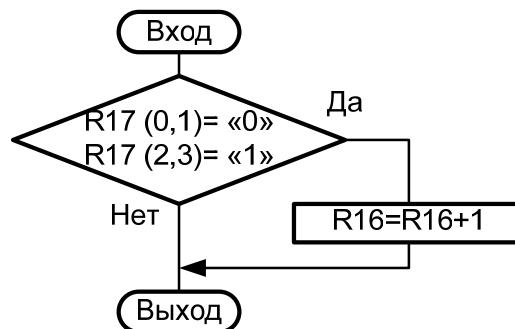


Рисунок 9.12 – Алгоритм розгалуження по рівності «0» декількох бітів

Розглянуті методи не є єдино можливими. Кожний розробник використовує ті методи розгалуження, які йому найбільш підходять у тій або іншій ситуації.

9.2.4.11 Розгалуження за станом окремих бітів портів

Якщо потрібно робити різні дії, в залежності від стану певного біту в порту введення-виводу, то для цього також є свої команди.

Нехай до лінії PA0 підключено кнопку (рис 9.13). При натиснутому стані на вхід PA0 надходить лог. «0». Реалізуємо алгоритм, який виконує дію 1 при натиснутій кнопці.

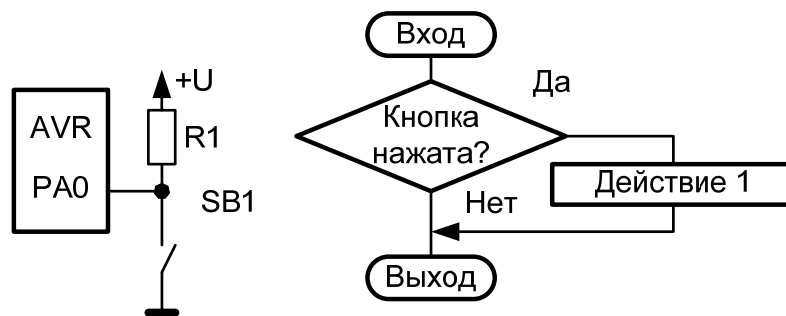


Рисунок 9.13 – Алгоритм розгалуження за станом бітів порту

sbis pina, 0 ; Пропустити наступну строку, якщо PA0=1

rjmp m1 ; Перехід на m1 (якщо PA0=0)

rjmp mExit ; Вихід

m1: nop ; Тут робиться «Дія1»

mExit: ; Вихід з алгоритму

Тобто, розгалуження алгоритму за станом біту порта можна робити за допомогою команд SBIS (Пропустити наступний рядок, якщо біт порту = 1) та SBIC (Пропустити наступний рядок, якщо біт порту = 0).

Такой спосіб організації алгоритму не фільтрує завади. Завадостійкість – окрема тема.

10 ВІЗУАЛЬНЕ МОДЕЛЮВАННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Д.Г. Алексієвський, доцент, к.т.н., К.О. Туришев, асистент

Математичне моделювання електротехнічних комплексів є важливим етапом проектування. Математичні моделі, також, знаходять своє застосування в роботі оптимальних регуляторів для складних систем, в які входять електротехнічні комплекси. При цьому, важливе значення має технологічність процедури побудови математичної моделі, а також швидкодія моделі. Причому, швидкодія моделі важлива не тільки з точки зору зручності роботи розробника, але також є визначальним фактором при синтезі оптимальних регуляторів, які використовують при реалізації своїх алгоритмів математичні моделі об'єкта управління.

Одним з найбільш поширених способів моделювання перетворювальних пристроїв, що входять до складу технологічних комплексів, є уявлення цих пристроїв на схемотехнічному рівні з використанням бібліотеки компонент (наприклад - MatLab SimPowerSystems) [105]. Такий підхід [106] дозволяє отримувати досить адекватні моделі перетворювальних пристроїв. У цих моделях процеси розглядаються на рівні роботи напівпровідникових ключів з моделюванням перехідних процесів, викликаних комутаціями.

Схемотехнічний підхід вимагає великої кількості обчислювальних операцій, тому що описує миттєві значення струмів і напруг в схемі. При моделюванні складних технологічних комплексів виникає проблема значного збільшення часу моделювання через те, що перехідні процеси в устаткуванні відбуваються на порядок повільніше, ніж процеси в напівпровідниковому перетворювачі. За час моделювання, наприклад, електромеханічного перехідного процесу, напівпровідниковий перетворювач здійснює величезну кількість робочих циклів, кожен з яких, в свою чергу вимагає великої кількості

ітерацій. Другою причиною збільшення часу моделювання є велика кількість напівпровідникових перетворювачів які входять до складу технологічних комплексів. Значно підвищити швидкодію можна шляхом опису процесів в напівпровідникових перетворювачах в локальних середніх значеннях змінних.

10.1 Побудова математичної моделі однофазного керованого мостового випрямляча

При розгляді моделі випрямляча за параметри стану моделі, взяті усереднені значення електричних величин за період зміни напруги живлення. Розглядається робота у режимі з активно-індуктивним навантаженням (рис. 10.1).

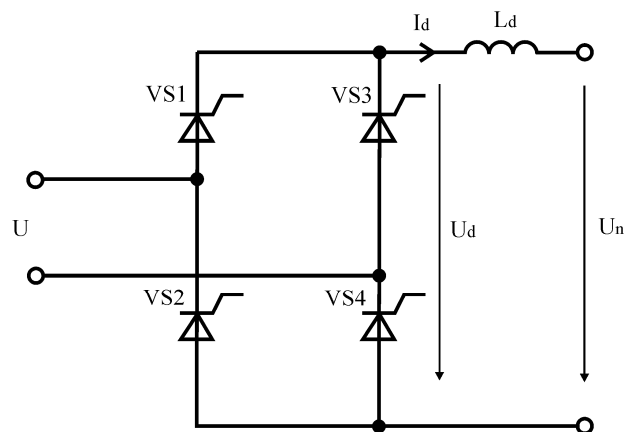


Рисунок 10.1 – Електрична схема однофазного керованого мостового випрямляча

Середнє значення напруги на виході випрямляча визначається за формулою:

$$U_d(t) = 0.45 \cdot U \cdot (\cos(\alpha_1(t)) + \cos(\beta_1(t))) - 2 \cdot U_{VS_on} - 2 \cdot I_d \cdot R_{VS_on}, \quad (10.1)$$

де U - діюче значення напруги на вході випрямляча;

α_1 - фактичний кут моменту включення вентиля;

β_1 - кут відкритого стану вентиля при зворотній полярності вхідної напруги;

U_{vs_on} - пряме падіння напруги на вентилі;

R_{vs_on} - диференційний опір вентиля у відкритому стані;

I_d - середнє значення струму на виході випрямляча.

Значення $\cos(\alpha_1(t))$ визначається за допомогою виразу:

$$\cos(\alpha_1(t)) = \cos(\alpha(t)) - \frac{2\sqrt{2} \cdot I_d(t) \cdot \pi \cdot f_c \cdot L_a}{U}, \quad (10.2)$$

де α - кут управління;

L_a - еквівалентна індуктивність вхідного кола;

f_c - частота вхідної напруги.

Кут β_1 визначається за допомогою виразу:

$$\beta_1(t) = \begin{cases} \alpha & \text{при} \left[\arctg\left(\frac{2\pi \cdot f_c \cdot L_d \cdot I_d(t)}{U_n}\right) - \alpha \right] \geq 0 \\ \arctg\left(\frac{2\pi \cdot f_c \cdot L_d \cdot I_d(t)}{U_n}\right) & \text{при} \left[\arctg\left(\frac{2\pi \cdot f_c \cdot L_d \cdot I_d(t)}{U_n}\right) - \alpha \right] < 0 \end{cases} \quad (10.3)$$

де U_n - напруга на виході індуктивного фільтра;

L_d - індуктивність фільтра.

Вираз (10.3) враховує, як режим безперервного, так і переривчастого струму випрямляча.

Вводиться позначення вхідних та вихідних змінних, відповідно до системи позначень, що була запропонована у [107]: $\alpha \Rightarrow \alpha$, $U \Rightarrow U_+$, $U_n \Rightarrow U_-$, $I_d \Rightarrow I_-$, $U_d \Rightarrow U_-$.

Візуальна модель однофазного мостового тиристорного випрямляча (а), та його позначення як елемента візуально-блочної моделі (б) [99], наведені на рис. 10.2.

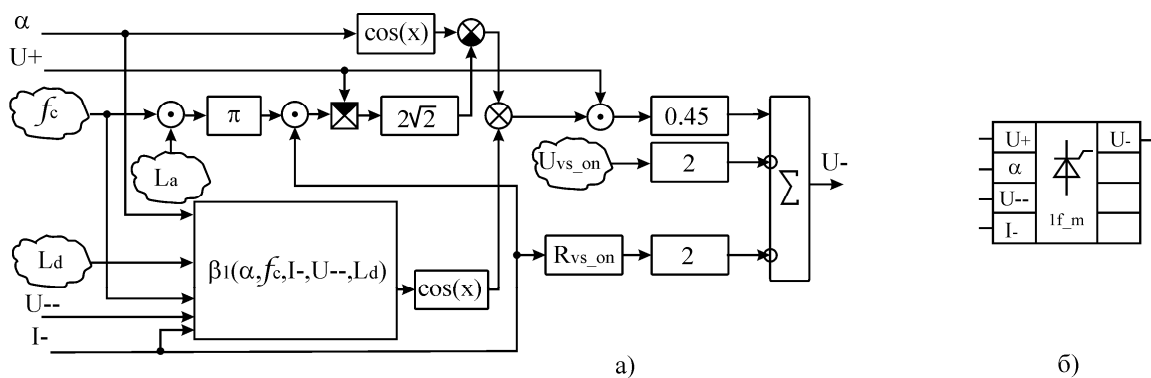


Рисунок 10.2 – Однофазний мостовий тиристорний випрямляч: а) візуальна модель; б) позначення як елемента моделі

Для підтвердження працездатності запропонованої моделі було проведено порівняльне моделювання однофазного мостового випрямляча за допомогою схематичної та запропонованої моделі.

Візуально-блочна модель, з використанням моделі випрямляча як елемента бібліотеки елементів [107], наведена на рис. 10.3.

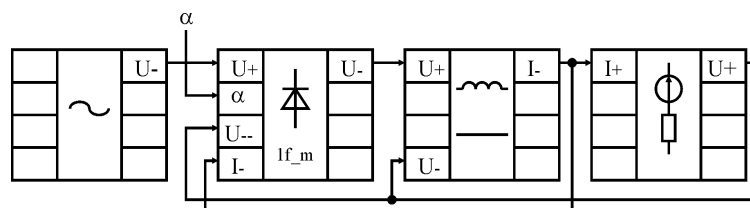


Рисунок 10.3 – Візуально-блочна модель

Результати моделювання, за двома альтернативними моделями при зміні кута управління, наведені на рис. 10.4. Хвиляста крива напруги відповідає схемотехнічній моделі, а гладка - візуальній моделі випрямляча.

На другому інтервалі зміни кута керування можна бачити режим переривчастого струму випрямляча який, як і безперервний режим, достатньо адекватно відтворюється у запропонованій моделі.

Порівняння часу моделювання запропонованої та схемотехнічної моделі виявило скорочення часу на виконання розрахунків у середньому у 27 разів.

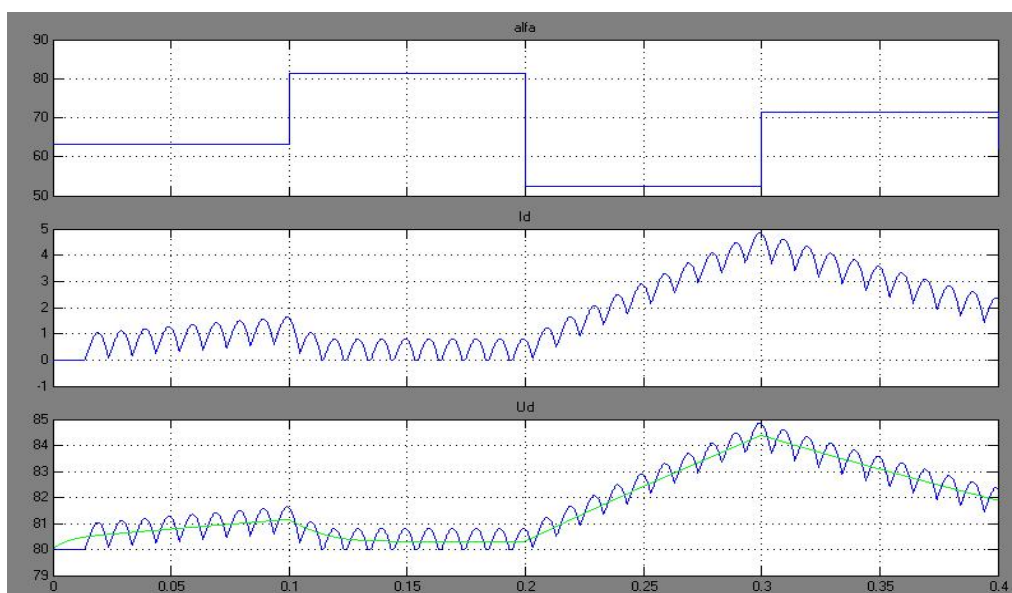


Рисунок 10.4 – Результати порівняльного моделювання

Запропонована візуальна модель однофазного мостового випрямляча дозволяє значно знизити час моделювання. Вона описує роботу однофазного мостового випрямляча не тільки у режимі безперервного струму, але і у режимі переривчастого струму.

Порівняльний аналіз результатів моделювання за допомогою візуальної та схемотехнічної моделі випрямляча виявив високий ступінь адекватності

запропонованої візуальної моделі у обох режимах роботи однофазного мостового випрямляча.

Отримана модель може бути використана як елемент бібліотеки в системі візуально-блочного моделювання електротехнічних комплексів, що запропонована у [107].

10.2 Побудова математичної моделі трифазного мостового випрямляча

Одним з часто використовуваних компонент електротехнічних комплексів є трифазний мостовий тиристорний випрямляч, візуальна модель якого створена для середніх значень змінних.

Як відомо, трифазний мостовий випрямляч (рис. 10.5), з точки зору його зовнішньої характеристики, має три режими роботи.

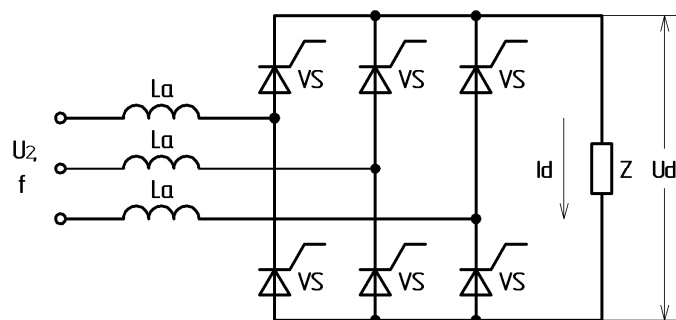


Рисунок 10.5 – Електрична схема трифазного мостового випрямляча

Дані режими визначаються значенням кута комутації, який, в свою чергу, обумовлений наявністю у входному ланцюзі випрямляча індуктивностей L_a [107].

Розрахунок зовнішньої характеристики, в залежності від режиму роботи, проводиться за трьома виразами [108]:

Перший режим описується виразом:

$$U_d = 2,34 \cdot U_2 \cdot \cos \alpha - \frac{3 \cdot I_d \cdot x_a}{\pi}, \quad (10.4)$$

де U_2 - діюче значення вторинної обмотки вхідного трансформатора;

α - кут управління;

I_d - середнє значення струму на виході випрямляча;

x_a - індуктивний опір вхідного ланцюга (індуктивний опір вхідного трансформатора або дроселя).

Другий режим описується виразом [108]:

$$U_d = \frac{9}{\pi} \cdot \sqrt{\left(\frac{U_2}{\sqrt{2}}\right)^2 - \left(\frac{x_a \cdot I_d}{\sqrt{3}}\right)^2}. \quad (10.5)$$

Третій режим: описується виразом [108]:

$$U_d = 2,34 \cdot \sqrt{3} \cdot U_2 \cdot \left(\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{I_d \cdot x_a}{\sqrt{2} \cdot U_2} \right). \quad (10.6)$$

Наведені вирази описують такі криві (рис. 10.6).

Вираз (10.4) описує лінії з відносно невеликим нахилом. При прийнятому допущенні про неврахуванні активних опорів, вираз (10.4) описує сімейство характеристик з однаковим нахилом, рівень яких визначається значенням кута управління - α .

Вираз (10.5) на характеристиці описує еліпс (див. рис. 10.5).

Вираз (10.6) описує сімейство паралельних характеристик, що мають нахил більший, ніж сімейство характеристик, описаних виразом (10.4).

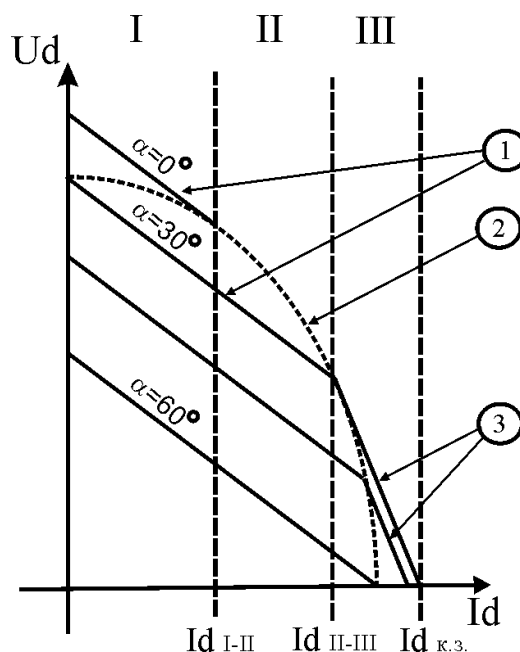


Рисунок 10.6 – Сімейство зовнішніх характеристик трифазного мостового випрямляча

Уздовж осі струму I_d зовнішню характеристику випрямляча можна розділити на три зони: **I** - $[0 - I_{d\text{I-II}}]$, **II** - $[I_{d\text{I-II}} - I_{d\text{II-III}}]$ и **III** - $[I_{d\text{II-III}} - I_{d\text{к.з.}}]$. Межі цих зон визначаються з наступних виразів [108]:

$$I_{d\text{I-II}} = \frac{\sqrt{6} \cdot U_2}{4 \cdot x_a}, \quad (10.7)$$

$$I_{d\text{II-III}} = \frac{3\sqrt{2} \cdot U_2}{4 \cdot x_a}. \quad (10.8)$$

У зоні I можливий тільки перший режим роботи випрямляча (10.4). У зоні II можливі перший і другий режими роботи. У зоні III можливі всі три режими роботи випрямляча.

У зоні II, межа між першим і другим режимами визначається з наступного виразу:

$$I_{d_{1-2}} = \frac{\sqrt{6} \cdot U_2}{4 \cdot x_a} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (10.9)$$

У зоні III вибір між режимами визначається двома умовами: межою режимів по току I_d і величиною кута управління (при $\alpha \leq 30$ ел.град. випрямляч працює в другому режимі, при $\alpha > 30$ ел.град. – в третьому).

$$I_{d_{1-(2-3)}} = \frac{1,2245 \cdot U_2}{x_a} \cdot \left(\sqrt{3} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \cos \alpha \right) \quad (10.10)$$

$$\alpha_{2-3} = 30 \text{ ел. град.} \quad (10.11)$$

Наведене вище опис обчислювального алгоритму можна представити у вигляді схеми (рис. 10.7)

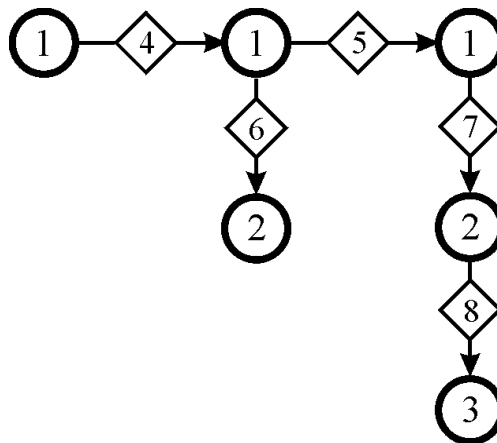


Рисунок 10.7 – Схема вибору режиму роботи випрямляча

На схемі, в круглих елементах, позначені обчислення значень напруги для режимів (10.4), (10.5) і (10.6). У ромбоподібних елементах - відповідні умови (10.7), (10.8), (10.9), (10.10) і (10.11).

Відповідно до даної схеми можуть бути складені логічні вирази для вибору одного з трьох режимів, які будуть використані при побудові моделі:

$$\begin{aligned}
 Y_1 &= \overline{X_4} + X_4 \cdot \overline{X_5} \cdot \overline{X_6} + X_4 \cdot X_5 \cdot \overline{X_7} \\
 Y_2 &= X_4 \cdot \overline{X_5} \cdot X_6 + X_4 \cdot X_5 \cdot X_7 \cdot \overline{X_8} \\
 Y_3 &= X_4 \cdot X_5 \cdot X_7 \cdot X_8
 \end{aligned}
 \tag{10.12}$$

Значення логічних змінних Y1, Y2 і Y3 відповідають застосуванню або незастосуванню відповідних виразів (10.4), (10.5) і (10.6).

Значення логічних змінних X4, X5, X6, X7 і X8 відповідають виконанню або не виконання відповідних умов (10.7), (10.8), (10.9), (10.10) і (10.11).

$$\begin{aligned}
 X_4 &= \begin{cases} 1 & \text{при } Id \geq \frac{\sqrt{6} \cdot U_2}{4 \cdot x_a} \\ 0 & \text{при } Id < \frac{\sqrt{6} \cdot U_2}{4 \cdot x_a} \end{cases} \\
 X_5 &= \begin{cases} 1 & \text{при } Id \geq \frac{3\sqrt{2} \cdot U_2}{4 \cdot x_a} \\ 0 & \text{при } Id < \frac{3\sqrt{2} \cdot U_2}{4 \cdot x_a} \end{cases} \\
 X_6 &= \begin{cases} 1 & \text{при } Id \geq \frac{\sqrt{6} \cdot U_2}{2 \cdot x_a} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ 0 & \text{при } Id < \frac{\sqrt{6} \cdot U_2}{2 \cdot x_a} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \\
 X_7 &= \begin{cases} 1 & \text{при } Id \geq \frac{1,2245 \cdot U_2}{x_a} \cdot \left(\sqrt{3} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \cos \alpha\right) \\ 0 & \text{при } Id < \frac{1,2245 \cdot U_2}{x_a} \cdot \left(\sqrt{3} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \cos \alpha\right) \end{cases} \\
 X_8 &= \begin{cases} 1 & \text{при } I\alpha > 30 \text{ ел. град.} \\ 0 & \text{при } I\alpha \leq 30 \text{ ел. град.} \end{cases}
 \end{aligned}
 \tag{10.13}$$

Блок-схема візуальної моделі представлена на рис. 10.8. Номери блоків відповідають номерам виразів.

$$x_a = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_a , \quad (10.14)$$

де f - частота джерела трифазного напруги,

L_a - індуктивність розсіювання трансформатора.

Для перевірки працездатності розглянутої візуальної моделі було проведено порівняльне моделювання джерела живлення на базі трифазного випрямляча з використанням отриманої компоненти (гладка лінія) і моделі на схемотехническом рівні. Результати порівняльного моделювання наведені на рис. 10.10. Моделювання проводилося при змінних значеннях кута управління $-\alpha$.

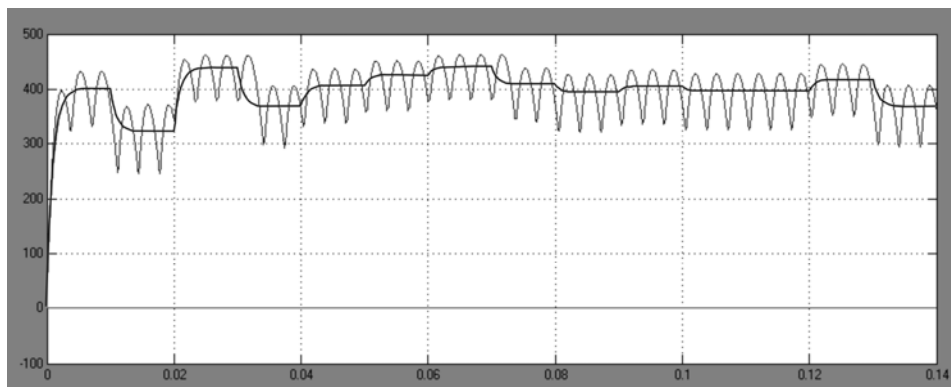


Рисунок 10.10 – Результати порівняльного моделювання джерела живлення на базі трифазного випрямляча на причинно-наслідковому і схемотехническом рівні

Приведена візуальна модель трифазного мостового керованого випрямляча, призначена для використання в якості компоненти при моделюванні електротехнічних комплексів. Вона охоплює всі три режими роботи трифазного випрямляча, однак не враховує режим переривчастого струму, що є предметом подальшого вдосконалення моделі.

Проведене математичне моделювання джерела живлення з використанням даної моделі підтверджує її адекватність і працездатність.

11 ОСНОВИ РОЗРАХУНКУ КОМУТАЦІЙНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ СИГНАЛІВ ТЕРМОПАР

В.Ю. Луценко, доцент, к.т.н. Ю. С. Оселечик, професор, д.ф.-м.н.

Термоелектричні перетворювачі – термопари є одними з найбільш розповсюджених датчиків температури. Ці датчики характеризуються широким діапазоном вимірюваних температур, високою надійністю, малою інерційністю, можливістю вимірювання різниці температур та ін.. У той же час термоелектричні перетворювачі мають відносно низьке значення температурної чутливості ($\sim n \cdot 10^{-5}$ В/град), що обмежує можливості їх застосування. Поява та використання у складі термоелектричних термометрів сучасних багаторозрядних Σ - Δ АЦП частково розв'язує проблему підвищення чутливості вимірювань, при цьому забезпечується відносно висока точність лише у разі стаціонарних сигналів термо-ЕРС або таких, що повільно змінюються. У разі необхідності реєстрації нестационарних теплових процесів або реалізації заданого теплового режиму, наприклад, як у випадку вирощування нелінійно-оптичних матеріалів, коли рівень нестабільності температури в печі впливає на кількість дефектів у кристалі, застосування цих пристроїв часто не приводить до бажаного результату. Причиною цього є низька швидкодія Σ - Δ АЦП (декілька секунд), що зумовлює появу в результатах вимірювань додаткової динамічної похибки.

Розповсюдженим підходом у реєстрації постійних сигналів термо-ЕРС є їх попередня модуляція з наступним підсиленням на змінному струмі [110, 111]. Проте такий підхід має свої недоліки – дрейф нуля, наявність комутаційної завади. Підвищити чутливість вимірювання температури термоелектричним перетворювачем вдається у ході реалізації комутаційного перетворення сигналу термо-ЕРС. В [112] описано багатоканальний вимірювальний перетворювач, в якому реалізовано один із комутаційних

методів перетворення – метод першої похідної. Реалізація такого підходу частково виключає необхідність у підсилювальних пристроях з джерелами живлення, оскільки перетворення відбувається за рахунок енергії сигналу, що генерується самим датчиком. Запропонований перетворювач складається з ключа, який періодично підключає джерело сигналу до індуктивності, яку шунтує резистор. У момент розмикання ключа починається перехідний процес і на індуктивності виникає імпульс, амплітуда якого значно перевищує вимірюваний сигнал. Не зважаючи на те, що автори [112] у своєму дослідженні не враховують вплив паразитної ємності котушки, у роботі вказується на значне підвищення чутливості вимірювань, яка визначається відношенням сумарних опорів кола по постійному струмі при замкнутому і розімкнутому ключі і може досягати значень $\sim 10^2$.

У роботі [113] описано комутаційний перетворювач, створений на базі підвищувального трансформатора. Цей перетворювач, як і описаний в [112], багато в чому аналогічний відомому в силовій електроніці зворотногоходовому перетворювачу [114]. Проте до складу цього комутаційного перетворювача не входять присутні в зворотногоходовому перетворювачі діод і накопичувальна ємність, що пояснюється різним призначенням цих перетворювачів. Включення до складу комутаційного перетворювача діода звужить діапазон вимірюваних значень термо-ЕРС, оскільки навіть з урахуванням високого коефіцієнта перетворення у випадку вимірювання малих значень термо-ЕРС (одиниці мкВ) діод буде знаходитися в закритому стані. Включення ємності забезпечить зниження амплітуди вихідного сигналу комутаційного перетворювача, що суперечить основній меті його застосування. Також зазначимо, що відсутність у складі комутаційного перетворювача накопичувальної ємності не дозволяє застосувати в повній мірі для його розрахунку енергетичний підхід, покладений в основу методики розрахунку зворотногоходового перетворювача підвищуючого типу [115]. У роботах [116, 117] запропоновано математичні основи комутаційного перетворення. Проте питання обґрунтування та аналізу

основних можливостей цього способу вимірювання постійної напруги залишаються недостатньо висвітленими.

Традиційним підходом у вимірюванні сигналів термо-ЕРС є застосування на вході підсилювачів підвищувальних трансформаторів, основним призначенням яких є узгодження рівня шумів термопари і вхідного шуму підсилювача [110]. Однак, низькі значення термо-ЕРС та наявність втрат в реальному трансформаторі обмежують ефективність такого рішення. Метою цієї роботи є аналіз переваг використання комутаційного перетворення сигналу термо-ЕРС у порівнянні з застосуванням підвищувального трансформатора з високим коефіцієнтом трансформації.

11.1 Аналіз електромагнітних процесів перетворення сигналів термо-ЕРС

Комутаційний перетворювач складається з підвищувального трансформатора, до первинної обмотки якого через ключ – К₁ періодично підключається термопара (рис. 11.1а). При розмиканні ключа відбувається комутаційне перетворення діючої в колі термо-ЕРС – Е. Вихідний сигнал перетворювача представляє собою затухаючі коливання, які можна порівняно легко підсилити, після чого здійснити реєстрацію за допомогою керованого пікового детектора і АЦП.

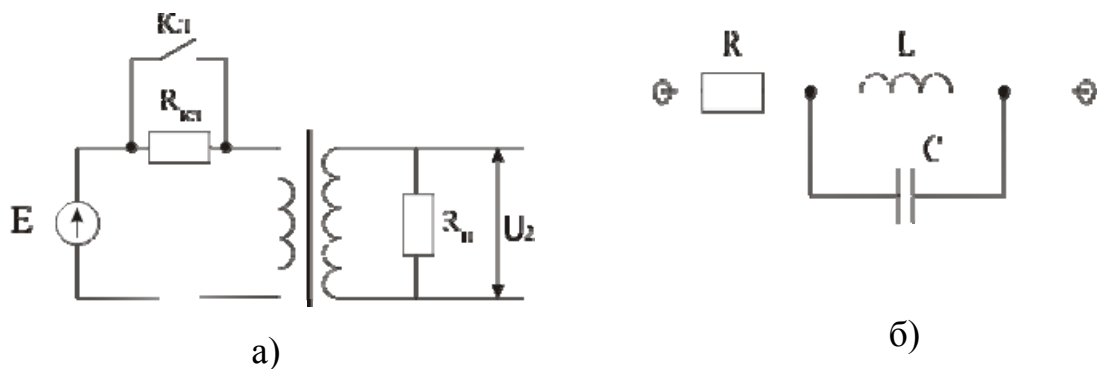


Рисунок 11.1 – Електрична схема комутаційного перетворювача
 а) - схема періодичного підключення термопари; б) - еквівалентна схема заміщення трансформатора

Аналіз електромагнітних процесів перетворення сигналів термо-ЕРС як в комутаційного перетворювачі, так і підвищувальному трансформаторі, насамперед, передбачає вибір еквівалентної схеми заміщення трансформатора. З метою спрощення аналізу і виявлення найбільш вагомих чинників будемо розглядати лінійну Т-подібну модель ідеального трансформатора, що характеризується незмінним значенням магнітної проникності осердя – μ і відсутністю втрат, пов'язаних із розсіюванням магнітного потоку [111]. В якості схеми заміщення обмотки використовуватимемо послідовно-паралельну RLC схему представлену на рис. 11.1б. Зазначимо, що більш універсальною схемою заміщення є схема, в якій ємність обмотки включена паралельно з'єднаним послідовно індуктивності і опору. Однак застосування такої схеми заміщення не дозволяє отримати аналітичних рішень, оскільки в цьому випадку схема описується диференціальними рівняннями вищих порядків, розв'язок яких можливо отримати тільки чисельно. Відмінність отриманих результатів для однієї та іншої схем заміщення не перевищують одиниць відсотків, що дозволяє віддати перевагу схемі заміщення, використання якої забезпечує отримання розв'язку в елементарних функціях.

Вхідне коло мікрвольтметра, до складу якого входить комутаційний перетворювач, утворено комутаційним перетворювачем, вихід якого підключений до входу підсилювача з коефіцієнтом посилення – K . Еквівалентна схема заміщення вхідного кола на базі комутаційного перетворювача представлена на рис. 11.2.

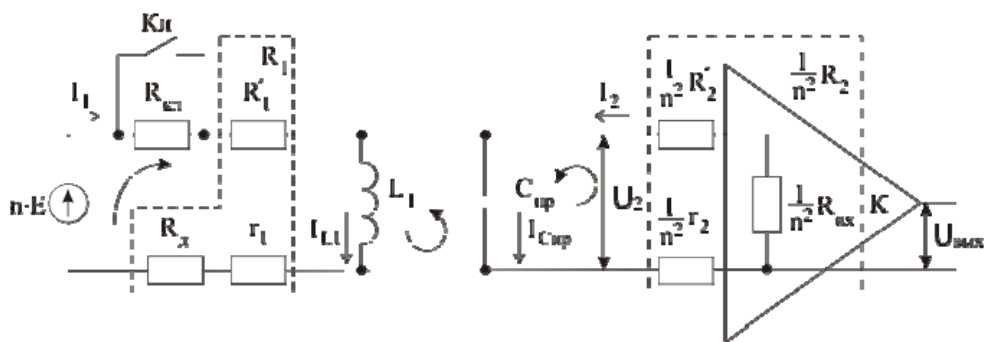


Рисунок 11.2 Еквівалентна схема заміщення вхідного вимірювального кола на базі комутаційного перетворювача

У ході подальшого аналізу ключ – Кл будемо вважати ідеальним, тобто таким, що забезпечує миттєву комутацію. Розмикання ключа здійснюється, коли струм у колі досягає свого сталого значення, тобто не раніше ніж через $3...5\tau$ (τ – постійна часу кола терморпарі). Час, коли ключ знаходиться в розімкнутому стані, вибирається достатнім, щоб провести реєстрацію першої півхвилі вихідного сигналу. Спостерігати повне загасання вихідного сигналу немає сенсу, це лише збільшить час одного вимірювання без підвищення точності. У ході подальшого аналізу будемо розглядати режим розривних струмів, при якому до початку наступного циклу вся енергія з трансформатора передається в навантаження, і наступний цикл починається з нульового струму в трансформаторі. З метою зменшення впливу мережевих наведень доцільно синхронізувати роботу ключа з напругою мережі живлення. Час одного вимірювання в цьому випадку складе 20 мс. Такого часового інтервалу цілком достатньо, щоб досягти сталого значення струму в колі терморпарі після замикання ключа та провести реєстрацію першої півхвилі вихідного сигналу.

В еквівалентній схемі заміщення (див. рис. 11.2) опір проводу первинної обмотки – R'_1 , з'єднувальних провідників і ключа в замкнутому стані – r_1 , а також внутрішній опір джерела корисного сигналу – R_d враховано з допомогою опору R_1 . Опори R'_1 , r_1 , R_d утворюють подільник напруги. Будемо розглядати випадок, коли $R_1 \cong R_d$. Опір розімкнутого ключа враховується з допомогою опору $R_{кл}$, який включено паралельно ключу. Опір проводу вторинної обмотки – R'_2 , з'єднувальних провідників – r_2 і опір навантаження комутаційного перетворювача, в якості якого виступає вхідний опір підсилювача – $R_{вх}$, враховано з допомогою опору – R_2 . Опори R'_2 , r_2 , $R_{вх}$ також утворюють подільник напруги, при цьому вихідна напруга комутаційного перетворювача представляє собою падіння напруги на опорі $R_{вх}$. Опір $R_{вх}$ разом з опором розімкнутого ключа – $R_{кл}$ визначають добротність комутаційного перетворювача і, таким чином, впливають на вид вихідного сигналу. З метою

підвищення завадостійкості, доцільно вибирати значення $R_{\text{вх}}$ та $R_{\text{кл}}$ якомога більшими, що забезпечить звуження смуги пропускання. Таким чином, на практиці необхідно прагнути до виконання умови $r_2 \ll R_2 \ll R_{\text{вх}}$, відповідно в подальшому справедливо вважати, що $R_2 \cong R_{\text{вх}}$.

Первинна і вторинна обмотки трансформатора мають N_1 і N_2 витків, відповідно, а їх індуктивності враховуються в еквівалентній схемі заміщення елементами L_1 , L_2 . За допомогою елементів C_1 , C_2 враховано наявність розподілених ємностей обмоток. В еквівалентній схемі заміщення трансформатора ці ємності зведені в одну приведену ємність $C_{\text{пр}} = C_1 + \frac{L_2}{L_1} C_2$.

Для представленої на рис. 11.2 еквівалентної схеми заміщення складена система диференціальних рівнянь, що описують електромагнітні процеси після розмикання ключа:

$$\begin{cases} I_1 + I_2 - I_{\text{Спр}} - I_{L1} = 0 \\ I_1(R_{\text{кл}} + R_1) + L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{N_2}{N_1} E \\ L_1 \frac{d^2 I_{L1}}{dt^2} - \frac{I_{\text{Спр}}}{C_{\text{пр}}} = 0 \\ \frac{L_1}{L_2} R_2 \frac{dI_2}{dt} + \frac{I_{\text{Спр}}}{C_{\text{пр}}} = 0 \end{cases} \quad (11.1)$$

Розв'язуючи систему рівнянь (11.1), отримуємо:

$$\frac{d^2 I_2}{dt^2} + 2\beta \frac{dI_2}{dt} + \omega_0^2 I_2 = 0, \quad (11.2)$$

$$\text{де } \beta = \frac{1}{2} \frac{1}{L_1 C_{\text{пр}}} \left(\frac{L_1}{R_1 + R_{\text{кл}}} + \frac{L_2}{R_2} \right); \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_{\text{пр}}}}.$$

Розв'язок рівняння (11.2) має вид:

$$I_2 = n \cdot E \cdot \frac{\left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_{\text{кл}} + R_1} \right)}{\frac{1}{n^2} R_2 C_{\text{пр}} \omega} e^{-\beta t} \sin(\omega t), \quad (11.3)$$

$$\text{де } \omega = \sqrt{\omega_0^2 - \beta^2}; \quad n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{N_2}{N_1}.$$

Рівняння (11.3) описує затухаючий коливальний процес. Тому в якості параметра, що визначає значення вихідного сигналу, будемо розглядати амплітуду першого максимуму напруги на опорі R_2 . Коефіцієнт перетворення комутаційного перетворювача визначимо як відношення амплітуди першого максимуму вихідного сигналу до постійної напруги в первинному колі:

$$K_{\text{пр}} = \frac{U_2(t_{\text{max}})}{E} = n \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_{\text{пр}}}} \cdot \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_{\text{кл}} + R_1} \right) e^{-\frac{\beta}{\omega} \arctg\left(\frac{\omega}{\beta}\right)}. \quad (11.4)$$

де t_{max} – момент часу, який відповідає першому максимуму функції (11.3).

Співмножник $e^{-\frac{\beta}{\omega} \arctg\left(\frac{\omega}{\beta}\right)}$ в (11.4) представляє собою функцію, що монотонно спадає, значення якої визначається ступенем загасання вихідного сигналу, при цьому її максимальне значення не перевищує одиниці і відповідає малим значенням загасання. Позначимо $\rho_{\text{екв}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_{\text{пр}}}}$, цей параметр має сенс еквівалентного хвильового опору комутаційного перетворювача. Таким чином, коли $R_{\text{кл}} \gg R_1$ (випадок малого згасання), значення коефіцієнта перетворення в основному визначається відношенням $n \cdot \frac{\rho_{\text{екв}}}{R_1}$.

Застосування у складі вимірювальних схем комутаційного перетворювача дозволяє знизити поріг чутливості вимірювання, що досягається за рахунок

пасивного узгодження низькоомного датчика (термопари) з підсилювачем. На рис. 11.3 представлена еквівалентна шумова схема заміщення вхідного вимірювального кола, до складу якого входить комутаційний перетворювач сигналів термо-ЕРС.

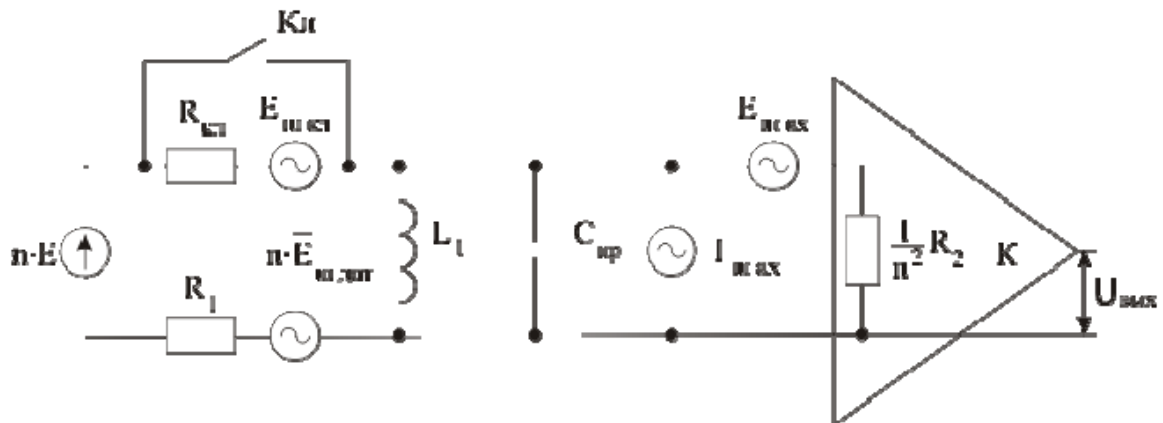


Рисунок 11.3 – Еквівалентна шумова схема заміщення вхідного вимірювального кола з комутаційним перетворення термо-ЕРС

В якості джерел шуму будемо розглядати активні опори, які входять до складу схеми заміщення і виступають джерелами «білого» шуму. Відзначимо, що у випадку «білого» шуму спектральна щільність шумових ЕРС визначається формулою Найквіста [111].

Опори R_1 і R_2 включають в себе кілька опорів, проте в ході подальшого аналізу шумових властивостей під опорами R_1 і R_2 будемо розуміти опір датчика і вхідний опір підсилювача, оскільки саме ці складові є визначальними. Шум датчика враховано у схемі заміщення шумовою ЕРС $\overline{E_{ш,дат}}$, шум опору розімкнутого ключа – шумовий ЕРС $\overline{E_{ш,кл}}$. За допомогою джерел $\overline{E_{ш,вх}}$ і $\overline{I_{ш,вх}}$ враховуються шумові властивості підсилювача. Також будемо вважати джерела шуму некорельованими. Напряга корисного сигналу на вході підсилювача визначимо наступним чином:

$$U_{\text{вх}} = E \cdot K_{\text{пр}}.$$

Напряга шуму на вході підсилювача дорівнює:

$$\overline{U_{\text{швх}}^2} = \left[\left(\overline{E_{\text{шдат}}} K_{\text{пр}} \right)^2 + \left(\overline{E_{\text{шкл}}} \cdot \frac{\frac{1}{n^2} R_2}{R_1 + R_{\text{кл}} + \frac{1}{n^2} R_2} \right)^2 + \left(\overline{I_{\text{швх}}} \cdot \frac{\frac{1}{n^2} R_2 (R_1 + R_{\text{кл}})}{R_1 + R_{\text{кл}} + \frac{1}{n^2} R_2} \right)^2 + \overline{E_{\text{швх}}}^2 \right] \Delta f$$

де Δf – ефективна шумова смуга пропускання.

Відношення сигнал-шум на вході підсилювача дорівнює:

$$\frac{C}{\text{Ш}} = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{швх}}}$$

Значення мінімального сигналу, що може бути виміряне, визначимо з умови $\frac{C}{\text{Ш}} = 1$:

$$E_{\text{min}}^2 = \left[\overline{E_{\text{шдат}}}^2 + \frac{\overline{E_{\text{швх}}}^2}{K_{\text{пр}}^2} + \frac{1}{K_{\text{пр}}^2} \cdot \left(\frac{\frac{1}{n^2} R_2}{R_1 + R_{\text{кл}} + \frac{1}{n^2} R_2} \right)^2 \cdot \left(\overline{E_{\text{шкл}}}^2 + \overline{I_{\text{швх}}}^2 (R_1 + R_{\text{кл}})^2 \right) \right] \Delta f \quad (11.5)$$

Перший член виразу (11.5) визначає абсолютну нижню межу вимірювання, оскільки він представляє собою напругу теплових шумів датчика, визначену в смузі пропускання підсилювача. Три інших члена (11.5) визначають зниження чутливості схеми за рахунок власних шумів підсилювача і опору розімкнутого ключа. Вагомою перевагою комутаційного перетворювача є те, що його вихідний сигнал представляє собою вільні затухаючі коливання,

які відбуваються на частоті ω , а це, в свою чергу, дозволяє істотно зменшити значення смуги і тим самим знизити рівень мінімальної вимірної напруги.

Як відомо, високу чутливість мікрвольтметрів і нановольтметрів постійного струму забезпечує узгодження джерела сигналу з шумливим підсилювачем за допомогою вхідного трансформатора [110]. Тому доцільно порівняти отримані для комутаційного перетворювача результати з можливістю застосування в якості пасивного узгоджувального пристрою підвищувального трансформатора. Застосування підвищувального трансформатора передбачає перетворення постійного сигналу термо-ЕРС в змінну напругу. Процес модуляції малих сигналів є окремим завданням. Обмежимося розглядом, коли модульований сигнал термо-ЕРС – E' подається на вхід трансформатора. Будемо вважати, що розглянутий підвищувальний трансформатор не спотворює форми вхідного сигналу. Еквівалентна схема заміщення вимірювального кола, до складу якого входить підвищувальний трансформатор з приведеними до первинної обмотки джерелами сигналу і шуму, представлена на рис. 11.4.

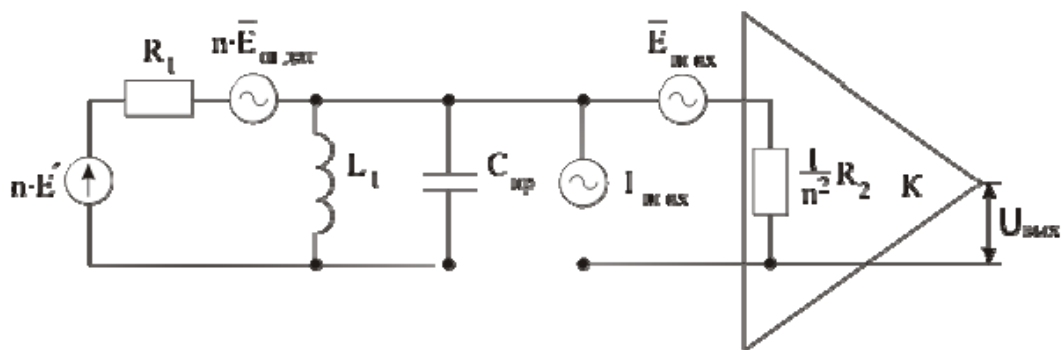


Рисунок 11.4 – Еквівалентна схема заміщення вимірювального кола, до складу якого входить підвищувальний трансформатор з приведеними до первинної обмотки джерелами сигналу і шуму

Зміст елементів схеми заміщення підвищувального трансформатора той же, як і при розгляді комутаційного перетворювача. Напруга корисного сигналу на вході підсилювача дорівнює:

$$U_{\text{вх}}^{\text{тп}} = E' \cdot K_{\text{тп}}^{\text{тп}},$$

де $K_{\text{тп}}^{\text{тп}}$ – коефіцієнт перетворення трансформатора.

Для представленої на рис. 11.4 еквівалентної схеми заміщення трансформатора коефіцієнт перетворення визначається виразом:

$$K_{\text{тп}}^{\text{тп}} = n \cdot \frac{1}{R_1 \sqrt{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{n^2} \cdot \frac{1}{R_2}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega L_1} - \omega C_{\text{тп}}\right)^2}},$$

де ω – частота вхідного сигналу.

Напруга на затискачах вторинної обмотки трансформатора і відповідно коефіцієнт перетворення $K_{\text{тп}}^{\text{тп}}$ набуватимуть максимальних значень, коли

$\omega \rightarrow \omega_0$, $\left(\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_{\text{тп}}}}\right)$. Значення коефіцієнта перетворення в цьому випадку

визначається виразом:

$$K_{\text{тп}}^{\text{тп}} = n \cdot \frac{R_2}{R_2 + \frac{L_2}{L_1} R_1} \quad (11.6)$$

У ході подальшого аналізу будемо вважати, що значення коефіцієнта перетворення визначається виразом (11.6). Значення мінімального сигналу, що може бути виміряно вимірювальним колом на базі підвищувального трансформатора також визначається з умови $C_{\text{тп}}/Ш = 1$:

$$E_{\text{мін}}^{\text{тп}^2} = \left[\overline{E_{\text{шдм}}}^2 + \overline{E_{\text{швх}}}^2 \left(\frac{1}{n} + n \frac{R_1}{R_2}\right)^2 + \overline{I_{\text{швх}}}^2 \frac{R_1^2}{n^2} \right] \Delta f \quad (11.7)$$

Вибір оптимального коефіцієнту трансформації – n дозволяє підвищити чутливість вимірювальних схем, як з комутаційним перетворенням, так і з підвищувальним трансформатором, оскільки збільшення n забезпечує збільшення амплітуди вихідного сигналу. У той же час таке збільшення буде супроводжуватися, крім усього іншого, зростанням власної розподіленої ємності трансформатора, вплив якої носить шунтувальний характер, і тим самим обумовлює зниження амплітуди вихідного сигналу. Врахування впливу розподіленої ємності трансформатора в першу чергу необхідне у випадку комутаційного перетворювача, оскільки значення паразитних ємностей впливає на коефіцієнт перетворення. У разі підвищувального трансформатора вплив на корисний сигнал ємності трансформатора може бути зменшено за рахунок зміни частоти вхідного сигналу, так щоб виконувалася умова $\omega \approx \omega_0$.

Як відомо [114], значення ємності обмотки залежить від багатьох факторів, основними з яких є спосіб намотування і кількість витків. Урахування всіх факторів, що визначають значення паразитної ємності, є недоцільним, а часом і нездійсненним. Тому обмежимося припущенням, що ємність обмотки пропорційна кількості витків. В цьому випадку для приведеної ємності трансформатора можна записати

$$C_{\text{прив}} = C_1 + n^2 C_2 = kN_1 + n^2 C_2, \quad (11.8)$$

де k – коефіцієнт пропорційності між ємністю обмотки і кількістю витків – N_1

Значення ємності первинної обмотки C_1 може бути оцінено експериментально, відповідно до запропонованої в [117, 118] методики, в ході аналізу параметрів перехідного процесу в колі, що складено з джерела постійної ЕРС, періодично працюючого ключа і сердечника, на якому розміщено первинну обмотку. Значення приведеної ємності трансформатора –

$C_{\text{прив}}$ визначається аналогічно, з тією різницею, що до первинної обмотки через періодично працюючий ключ підключається джерело ЕРС, а аналізований сигнал реєструється на затискачах вторинної обмотки. Значення коефіцієнта k визначається розрахунковим шляхом за формулою (11.8) для відомих значень приведеної ємності трансформатора $-C_{\text{прив}}$, ємності первинної обмотки C_1 та кількості витків первинної і вторинної обмоток $-N_1, N_2$.

В якості критерію для порівняння комутаційного перетворювача і підвищувального трансформатора будемо використовувати розраховане в одній і тій же смузі частот значення виграшу:

$$\eta = 10 \lg \left(\frac{E_{\min}^2}{E_{\min}^{\text{тп}^2}} \right) \quad (11.9)$$

Відзначимо, що при розрахунку значення виграшу у випадку комутаційного перетворювача необхідно враховувати обумовлене збільшенням коефіцієнта трансформації зростання коефіцієнт загасання β . Умова $\beta^2 \geq \omega_0^2 \epsilon$ обмеженням, при якому вихідний сигнал перетворювача являє собою аперіодичний розряд. Такий режим роботи комутаційного перетворювача є неефективним, оскільки супроводжується істотним зниженням коефіцієнта перетворення.

У таблиці 11.1 наведено додаткові технічні параметри комутаційного перетворювача і підвищувального трансформатора.

Таблиця 11.1 – Додаткові технічні параметри

Параметр	Значення
Кількість витків первинної обмотки, N_1	20
Індуктивність первинної обмотки, L_1	$1,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$
Значення розподіленої ємності первинної обмотки, C_1	$100 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$
Опір первинного кола, R_1	1 Ом
Кількість витків вторинної обмотки, N_2	100
Індуктивності вторинної обмотки, L_2	$3,75 \cdot 10^{-2} \text{ Гн}$
Опір вторинної ланцюга, R_2	10^5 Ом
Приведена ємність трансформатора (для $N_2 = 100$)	$400 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$
Опір розімкнутого ключа, $R_{\text{кл}}$	10^5 Ом

На рис. 11.5 представлені залежності функції виграшу для різних значень опору датчика при використанні на виході комутаційного перетворювача операційного підсилювача AD8099 з вхідною напругою шуму $\overline{E_{\text{швх}}} = 1 \text{ нВ} / \sqrt{\Gamma_{\text{ц}}}$ і вхідним шумовим струмом $\overline{I_{\text{швх}}} = 5 \text{ пА} / \sqrt{\Gamma_{\text{ц}}}$.

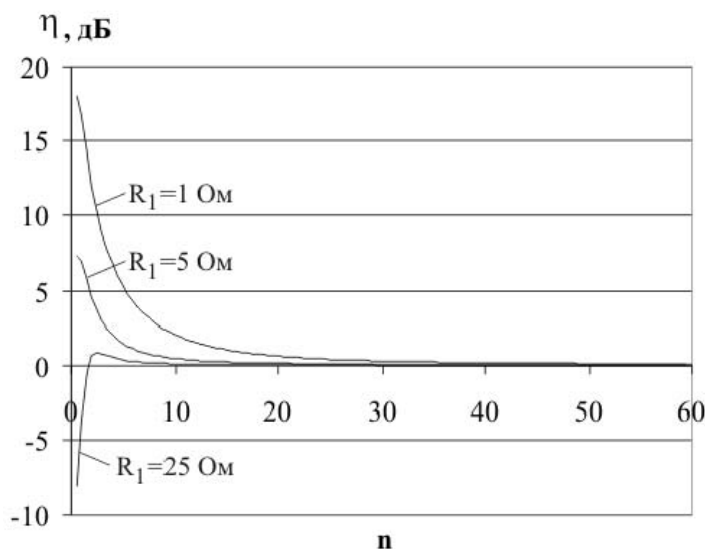


Рисунок 11.5 – Функції виграшу для різних значень опору датчика при використанні на виході комутаційного перетворювача операційного підсилювача

11.2 Рекомендації щодо використання комутаційних перетворювачів для роботи з датчиками з низьким опором

Підвищення точності вимірювання малих сигналів термо-ЕРС вимагає попереднього узгодження рівнів шуму датчика і підсилювача. Одним з поширених розв'язків цієї задачі є застосування підвищувальних трансформаторів. Проте збільшення коефіцієнта трансформації (кількості витків вторинної обмотки) не забезпечує очікуваного збільшення амплітуди вихідного сигналу. В першу чергу це пов'язано з дією двох різних за своєю природою факторів – збільшенням опору вторинного кола на величину $\frac{N_2^2}{N_1^2} R_1$, на якому падає частина вихідного сигналу, і розсіюванням магнітного потоку.

У разі застосування у складі вимірювальних схем комутаційного перетворювача однією з основних причин зниження амплітуди вихідного сигналу при збільшенні коефіцієнта трансформації є зростання розподіленої ємності трансформатора.

Виконані оціночні розрахунки функції виграшу для вибраних параметрів моделі трансформатора дозволяють зробити наступні висновки.

1. Застосування комутаційних перетворювачів представляється доцільним у разі використання низькоомних датчиків. При цьому можливий виграш порівняно з підвищувальним трансформатором досягається при низьких коефіцієнтах трансформації ($n \approx 1,5 \dots 2$) і може складати 15...18 дБ, що, безумовно, є одним з основних переваг перетворювачів цього типу.

2. У разі, коли опір терморпарі складає більше 20 Ом важко віддати перевагу якомусь способу пасивного узгодження. Ефективність використання комутаційних перетворювачів знижується, що пояснюється зменшенням коефіцієнта перетворення внаслідок зростання втрат в колі терморпарі.

3. Залежність коефіцієнта перетворення комутаційного перетворювача від опору вимірювального кола вказує на можливість застосування цих перетворювачів для вимірювання малих опорів.

Проведений аналіз електромагнітних процесів перетворення термо-ЕРС ґрунтується на ряді припущень. Зокрема, у даному дослідженні не враховувався вплив індуктивностей розсіювання, нелінійності і втрат в сердечнику, час спрацьовування, швидкість наростання струму в ключі, та ін. Відзначимо, що частина з цих чинників, які безпосередньо впливають на коефіцієнт перетворення, мають місце як у випадку комутаційного перетворювача, так і підвищувального трансформатора. Саме тому їх вплив не розглядався. Експериментальні дослідження комутаційних перетворювачів підтвердили адекватність запропонованих моделей і можливість одержання високих значень коефіцієнта перетворення ($\sim 10^3$), що дозволило підвищити ефективність пасивного узгодження терморпарі з підсилювальним трактом, про що свідчить зменшення похибки вимірювання термо-ЕРС до рівня ± 300 нВ при тривалості одного вимірювання 20 мс.

СПИСОК ПОСИЛАНЬ

1. Киреев, В.Г. Исторические тенденции и прогноз развития КМОП ИМС [Текст] / В. Г. Киреев // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2004. – № 7. – С. 72-77.
2. Персональные страницы [Электронный ресурс] . – Режим доступа : http://people.overclockers.ru/PsiAmp/17064/Osobennosti_perehoda_s_300_mm_na_450_mm_plastiny
3. Освенский, В. Б. Состояние и основные пути развития технологии получения совершенных монокристаллов полупроводников [Текст] / В. Б. Освенский // Фундаментальные проблемы российской металлургии на пороге XXI века. Т.4. М.: Изд-во РАЕН.1998. – С.85-141.
4. Горнев, Е.Г. Мировая полупроводниковая индустрия [Текст] / Е. Г. Горнев // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2004. – №7. – С.22-25.
5. 3D News. Daily. Digital. Digest. [Электронный ресурс] . – Режим доступа : www.3dnews.ru/news/_bolshaya_chetverka_za_skoreishii_start_450_mm_proizvodstva
6. Electronic engineering times [Электронный ресурс] . – Режим доступа : www.eetimes.com
7. ЗАО Предприятие Остек [Электронный ресурс] . – Режим доступа : www.ostec-materials.ru/materials/waferworld-si-plastiny-kremnievye.php
8. SUMCO Corporation [Электронный ресурс] . – Режим доступа : http://www.sumcosi.com/english/products/next_generation/problem.html
9. Новые материалы в кремниевых интегральных схемах будущих поколений [Текст] / А. А. Орликовский, В. В. Вьюрков // «Кремний-2012», г. С-Петербург.
10. iXBT Новости [Электронный ресурс] . – Режим доступа : www.ixbt.com/short/110598.shtml

11. iXBT Новости [Электронный ресурс] . – Режим доступа : www.ixbt.com
12. IC Knowledge LLC. On-line store [Электронный ресурс] . – Режим доступа : www.icknowledge.com
13. Тасит Муруки. Закон Мура против наномеров [Электронный ресурс]– Режим доступа: <http://subscribe.ru/archive/comp.news.ixbt/201111/02111527.html>
14. Intel Corporation [Электронный ресурс] . – Режим доступа : <http://www.intel.ua/content/www/ua/uk/search.advanced.html>
15. Intel Corporation [Электронный ресурс] . – Режим доступа : <http://www.intel.ua/content/www/ua/uk/homepage.html>
16. Disappointing-Ultrabook-Shipments-Wont-Derail-SSD-Market-in-2012.aspx [Электронный ресурс] . – Режим доступа : <http://www.Samsung.com>
17. Memory-and-Storage/News/Page [Электронный ресурс] . – Режим доступа : <http://www.isuppli.com>
18. uh.ru Просмотр фотографий [Электронный ресурс] . – Режим доступа : <http://uh.ru/a/333565>
19. IBM: Системы IBM – Россия [Электронный ресурс] . – Режим доступа : <http://www-03.ibm.com/systems/ru/>
20. Intel Corporation [Электронный ресурс] . – Режим доступа: <http://www.intel.com/content/www/us/en/homepage.html>
21. Samsung покажет на ISSCC 2012 20-нанометровую фазовую память плотностью 8 Гбит [Электронный ресурс] . – Режим доступа : <http://www.ixbt.com/news/hard/index.shtml?15/29/35>
22. Review: Fancy New Philly Car Service Uber [Электронный ресурс] . – Режим доступа : http://blogs.phillymag.com/the_philly_post/2012/06/15/review-fancy-philly-car-service-uber/
23. Hybrid Memory Cube [Электронный ресурс] . – Режим доступа : <http://www.ixbt.com/tag/hybrid%20memory%20cube/>

24. Корпорация SanDisk Russia [Электронный ресурс] . – Режим доступа : <http://ru.sandisk.com>
25. Cyber style - Новости [Электронный ресурс] . – Режим доступа : <http://cyberstyle.ru/newsline/5185-runcore-pro-iv-ssd-nakopitel.html>
26. Micron Technology, Inc. [Электронный ресурс] . – Режим доступа : www.micron.com
27. Создан 3D микрочип, который позволяет перемещать информацию в трех измерениях [Электронный ресурс] . – Режим доступа : <http://www.insotel.ru/article.php?id=440>
28. [Электронный ресурс] . – Режим доступа : <http://news/nice.edu/2012/03/27transparent-memory-chips-are-coming-2>
29. Гибкий и прозрачный телефон [Электронный ресурс] . – Режим доступа : <http://digest.subscribe.ru/inet/worldnews/n708716635.html>
- 30.. International Technology Roadmap for Semiconductors 1999 Edition / Front and Processes [Текст] // SST's Semiconductors Weekly, Monday. – 2002. – Dec.16. – P.109-115.
31. Петров, С.В. Мировой уровень и тенденции развития производства монокристаллического кремния. Требования к монокристаллическим пластинам большого диаметра, применяемым для создания СБИС [Текст] / С. В. Петров // Известия вузов. Цветная металлургия. – 1997. – №5. – С. 7-12.
32. Современные проблемы выращивания монокристаллов кремния [Текст] / А. А. Алешин, А. Н. Бузынин // "Кремний-2004": Тез. докл. Совещания, 5-9 июля 2004г., г. Иркутск: Изд-во Института географии СО РАН, – 2004. – С.61.
33. Мировая кремниевая индустрия. Часть 1. Особенности фирменных структур и государственного регулирования [Текст] / Т. В. Критская, Г. А. Колобов, И. Ф. Червоный // Труды Запорожской государственной академии, – 2003. – Вып. 8. – С. 5-10.

34. Костенко, В.Л. Комбинированные твердотельные структуры и микроэлектронные сенсоры [Текст]: научное издание / В.Л. Костенко. – Запорожье: Издательство ЗГИА, 1997. – 109 с. – Библиогр. : С. 98 – 109. – ISBN 966–7101–09–6.

35. Кісельов Є.М. Моделювання комбінованого діоду Шоттки [Текст] / Є.М. Кісельов // Проблеми машинобудування – 2013. – №6. – С. 3 – 7.

36. Измерительные преобразователи на основе комбинированных твердотельных структур [Текст]: научное издание / В.Л. Костенко, Е.Я. Швец, Е.Н. Киселев, Н.А. Омельчук. – Запорожье: Издательство ЗГИА, 2001. – 101 с. – Библиогр. : С. 96 – 99. – ISBN 966–7101–36–3.

37. Маллер, Р. Элементы интегральных схем [Текст]: пер. с англ. / Р. Маллер, Т. Кейминс – М.: Мир, 1989. – 630 с.

38. Алексеевский Д.Г. Объяснение эффекта автооптимизации электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием / Д.Г. Алексеевский, // Технічні науки та технології. Науковий журнал. Серія: Технічні науки. – Чернігів: ЧДТУ», 2015. – № 1 (1). – С. 170–176. Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/tnt_2015_1_28

39. Патент СССР №1457, Класс 88-с. Ветро-электрический генератор [Текст] / А.Г. Уфимцев; заявник А.Г. Уфимцев. – № 77853, заявл. 14.01.1924; опубл. 31.07.1926.

40. Андрианов В.Н., Быстрицкий Д.Н., Вашкевич К.П. Секторов В.Р. Ветроэлектрические станции. –Москва, Ленинград: Государственное энергетическое издательство, 1960. –320 с.

41. Красовский Н.В. Схема ветряного двигателя с аэродинамической передачей. Известия ОТН АН СССР. – 1939. –№5.

412. Патент на винахід US4197056, МПК F03D 1/00, F03D 11/04. Wind-driven power plant [Текст] / Ulrich Hutter; заявник і патентовласник Ulrich Hutter. –US 05/935558, заявл. 21.08.1978; опубл. 08.04.1980.

43. Патент на винахід US4735552, МПК F03D 1/00, F03D 11/04. Space frame wind turbine [Текст] / William K. Watson; заявник і патентовласник William K. Watson. –US US 06/784,789, заявл. 04.10.1985; опубл. 05.04.1988

44. Патент на винахід US5151610, МПК F03D 9/00. Wind machine with electric generators and secondary rotors located on rotating vertical blades [Текст] / Jean St-Germain; заявник і патентовласник Jean St-Germain. – US 07/619423, заявл. 29.11.1990; опубл. 29.09.1992.

45. Патент на винахід WO2002086312, МПК F03D 1/02 , F03D 1/06 , F03D 5/00 , F03D 7/02. Wind turbine having secondary rotors [Текст] / Helge Aagaard Madsen, Flemming Rasmussen; заявник і патентовласник Forskningscenter Risø (Risø National Laboratory). – PCT/DK2002/000264, заявл. 23.04.2002; опубл. 31.10.2002.

46. Патент на винахід EP 1 390 615, МПК F03D 1/02, F03D 11/00. WIND TURBINE HAVING SECONDARY ROTORS [Текст] / Helge Aagaard Madsen, Flemming Rasmussen; заявник і патентовласник Technical University of Denmark 2800 Lyngby (DK). – 02735087.5, заявл. 29.11.1990; опубл. 30.08.2008. Бюл. № 18.

47. Патент на винахід UA49970, МПК F03D 1/00. Вітродвигун [Текст] / М.С. Голубенко, О.Л. Кадацький, В.С. Легеза, В.О. Циганов, С.І. Лось, Г.В. Гальмаков; заявник і патентовласник Державне конструкторське бюро «Південне» ім. М.К.Янгеля. – № 2000031794, заявл. 30.03.2002; опубл. 15.10.2002, Бюл. № 10.

48. Патент на винахід UA55513, МПК F03D 1/00. Вітродвигун [Текст] / М.С. Голубенко, С.М. Конюхов, С.І. Лось, С.І. Ус, В.С. Легеза, В.О. Циганов, О.Л. Кадацький, Г.В. Гальмаков, С.Л. Арсен'єв, О.М. Семенов; заявник і патентовласник Державне конструкторське бюро «Південне» ім. М.К.Янгеля. – № 2000084879, заявл. 16.08.2000; опубл. 15.04.2003, Бюл. № 4.

49. Патент на винахід UA76797, МПК F03D 7/02. Вітродвигун [Текст] / М.С. Голубенко, С.І. Довгалюк, О.В. Дудко, О.Л. Кадацький, С.Д. Курдюков,

О.М. Фельдман, В.О. Циганов; заявник і патентовласник - Товариство з обмежену відповідальністю «Проектно-конструкторське технологічне бюро «Конкорд». – № 20040604281, заявл. 03.06.2004; опубл. 15.09.2006, Бюл. № 9.

50. Патент на винахід UA73806, МПК F03D 1/00 . Вітродвигун [Текст] / О.Л. Кадацький, М.С. Голубенко, С.І. Довгалюк., О.М. Фельдман; заявник і патентовласник - Товариство з обмежену відповідальністю «Проектно-конструкторське технологічне бюро «Конкорд». – № 2000010431, заявл. 27.01.2003; опубл. 15.09.2005, Бюл. № 4

51. Патент на винахід UA76785, МПК F03D 1/00. Вітродвигун [Текст] / М.С. Голубенко, С.І. Довгалюк, О.Л. Кадацький, В.Г.Шульга; заявник і патентовласник - Товариство з обмежену відповідальністю «Проектно-конструкторське технологічне бюро «Конкорд». – № 20040503430, заявл. 06.05.2004; опубл. 05.09.2006, Бюл. № 9.

52. Патент на винахід UA76894, МПК F03D 1/00. Вітродвигун [Текст] / М.С. Голубенко, С.І. Довгалюк, О.Л. Кадацький, С.Д. Курдюков, С.В. Піддубний, О.М. Фельдман, В.О. Циганов; заявник і патентовласник - Товариство з обмежену відповідальністю «Проектно-конструкторське технологічне бюро «Конкорд». – № a200500405, заявл. 17.01.2005; опубл. 05.09.2006, Бюл. № 9.

53. Патент на винахід UA75359, МПК F03D 1/00. Вітродвигун [Текст] / М.С. Голубенко, С.І. Довгалюк, О.Л. Кадацький, О.М. Фельдман; заявник і патентовласник - Товариство з обмежену відповідальністю «Проектно-конструкторське технологічне бюро «Конкорд». – № 20021210254, заявл. 18.12.2002; опубл. 17.04.2006, Бюл. № 4.

54. Патент на винахід UA80576, МПК F03D 1/00, F03D 7/00. Вітродвигун [Текст] / М.С. Голубенко, С.І. Довгалюк, О.Л. Кадацький, О.М. Фельдман; заявник і патентовласник - Товариство з обмежену відповідальністю «Проектно-конструкторське технологічне бюро «Конкорд». – № a200505043, заявл. 27.05.2005.

55. Патент на винахід UA80566, МПК F03D 1/00. Вітродвигун [Текст] / М.С. Голубенко, С.І. Довгалюк, О.Л. Кадацький, О.М. Фельдман; заявник і патентовласник - Товариство з обмеженою відповідальністю «Проектно-конструкторське технологічне бюро «Конкорд». – № а200504277, заявл. 04.05.2005.

56. Патент на винахід UA8646, МПК F03D 1/00. Вітродвигун [Текст] / М.С. Голубенко, С.І. Довгалюк, О.М. Фельдман, О.О. ЯЦУРА; заявник і патентовласник - Товариство з обмеженою відповідальністю «Проектно-конструкторське технологічне бюро «Конкорд». – № а200506034, заявл. 21.06.2005.

57. Патент на винахід EP 2 045 463, МПК F03D 1/02. Wind power plant [Текст] / M.S. Golubenko, S.I. Dovgolyuk, A.L. Kadatskiy, S.D. Kurdyukov, A.M. Feldman, V.A. Tsygnaov; заявник і патентовласник Project, Design And Technological Bureau Concord Ltd. Dnepropetrovsk 49069 (UA). – 06813166.3 (PCT/UA2006/000051), заявл. 13.09.2006; опубл. 08.04.2009. Бюл. № 15.

58. Патент на винахід UA86606, МПК F03D 1/00, F03D 7/02. Вітроелектричний агрегат [Текст] / М.С. Голубенко, С.І. Довгалюк, О.Л. Кадацький, С.Д. Курдюков, О.М. Фельдман, В.О. Циганов; заявник і патентовласник - Товариство з обмеженою відповідальністю «Проектно-конструкторське технологічне бюро «Конкорд». – № а200607729, заявл. 10.07.2006; опубл. 12.05.2009, Бюл. № 9.

59. Патент на винахід RU2366829, МПК F03D 9/00. Двухроторный генератор [Текст] / С.В. Пустынников; заявник і патентовласник - Государственноеобразовательное учреждениевысшегопрофессионального образования Томскийполитехнический университет. – № 2008113437/06, заявл. 07.04.2008; опубл. 10.09.2009, Бюл. № 25.

60. Патент на винахід RU2372519, МПК F03D1/02. Ветровая энергетическая установка [Текст] / С.Е. Варламов, Ю.М.Дурнева, Н.Б.Болотин;

заявник і патентовласник - С.Е. Варламов, Ю.М.Дурнева, Н.Б.Болотин. – № 2007133088/06, заявл. 03.09.2007; опубл. 10.09.2009.

61. Патент на корисну модель UA26494, МПК H02K 17/34 (2007.01). Автономна вітроелектрогенеруюча система / Алексієвський Д.Г., Буров О.М., Веселов К.І., Семенов В.В., Струнчик Г.М, Таранець А.В.. Заявлено 11.05.2007; Опубл. 25.09.2007. Бюл. № 15.

62. Патент на винахід UA81015, МПК F03D 7/02, F03D 1/02, F03D 11/02. Вітроенергетична установка [Текст] / Н.В. Мхітарян, С.О. Кудря, І.П. Кравченко; заявник і патентовласник - Інститут відновлюваної енергетики НАН України – № а201006719, заявл. 01.06.2010; опубл. 25.06.2013, Бюл. № 12.

63. Вишневецкий П.О. Оценка эффективности применения преобразователя частоты для турбогенераторной схемы ВЭУ при работе на малых скоростях ветра / П.О. Вишневецкий, Н.С. Голубенко, С.И. Довгалюк, А.А. Яцур // Нетрадиционная энергетика XXI века. материалы Международной конференции. – Крым, Гурзуф, 2003. –С. 103-105.

64. Голубенко Н.С. Аэродинамические особенности безмультипликаторной турбогенераторной схемы ветроэлектрической установки большой мощности / Н.С. Голубенко // Нетрадиционная энергетика XXI века: материалы IV междунар. конф., Крым, 2003 г. — С. 115–132.

65. Голубенко Н.С. Тенденции развития ветроэнергетики и безмультипликаторные ветровые установки / Н. С. Голубенко, С. И. Довгалюк, А. М. Фельдман, В. А. Цыганов // Нетрадиционная энергетика XXI века: материалы IV Международной конференции. – Крым, Гурзуф, 2003. –С. 68–74.

66. Алексеевский Д.Г. Определение коэффициента преобразования мощности электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием / Д.Г. Алексеевский, А.А. Бурова, А.Н. Буров, С.А. Кулаков // Вісник ЧДТУ. Серія: Технічні науки. – Чернігів: ЧДТУ», 2014. – № 2 (73). – С. 176–180.

67. Алексієвський Д.Г., Панкова О.О. Морфологічний аналіз структур вітроелектрогенеруючих систем з аеродинамічним мультиплікуванням / Д.Г. Алексеевский, // Вісник КНУТД. Серія: Технічні науки. – К.: КНУТД», 2016. – № 5 (102). – С. 39–44.

68. Idan, M., D. Lior, and G. Shaviv, A Robust Controller for a Novel Variable Speed Wind Turbine Transmission. *Wind engineering*, 2000. 24(3): p. 151-167.

69. Iqbal, M.T., A. Coonick, and L.L. Freris, Dynamic Control Options for Variable Speed Wind Turbines. *Wind engineering*, 1994(1): p. 1-12.

70. Ofualagba G. The Modeling and Dynamic Characteristics of a Variable Speed Wind Turbine/ G.Ofualagba, E.Ubeku. // *Journal of Energy Technologies and Policy* – 2011.- Vol.1, №3. – P. 10-22.

71. Зубова Н. В. Повышение режимной управляемости ветроэнергетических установок с изменяемой геометрией лопастей регуляторами на нечеткой логике: Дис.канд.тех.наук: 05.14.02 / Зубова Наталья Владиславовна; Новосибирский государственный технический университет. – М., 2014.- 190с.

72. Санкевич С.А., Моделирование системы управления ветроэлектрической установки/ С. А. Санкевич, Ю. Н.Петренко // *Системный анализ и прикладная информатика*, №1-2, 2015, с. 35-38

73. Wang D., Chang L. «An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems», *IEEE Transactions in Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1242–1249, September 2004.

74. Munteanu I. Optimal control of wind energy systems: *Advances in Industrial Control*/ I. Munteanu, A. I. Bratcu, N-A. Cutululis, E. Ceanga// series ISSN 1430-9491– Springer-Verlag London Limited, 2008. – p.284.

75. Алексеевский Д.Г. Электромеханическая система ветроэнергетической установки на базе сверхсинхронного вельтильного каскада: Дис. Канд.тех.наук: 05.09.03 / Алексеевский Дмитрий Геннадиевич; Запорожская государственная инженерная академия. – З., 2003. – 199с.

76. Melício R. Doubly Fed Induction Generator Systems for Variable Speed Wind Turbine/ R.Melício, V.M.F. Mendes.// IEEE Industry Applications Magazine – 2012. - Vol.8, №3. – P.26-33.
77. M.M. Hand, “Variable-Speed Wind Turbine Controller Systematic Design Methodology: A Comparison of Non-linear and Linear Model Based Designs”, [Online]. Available: <http://www.nrel.gov/docs/fy99osti/25540.pdf>
78. Yue Hou., Wind Turbine Control Systems Analysis – Introduction to PID Controller Design/ Yue Hou // IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference – 2014.
79. Boukhezzar B. Nonlinear Control of Variable Speed Wind Turbines without wind speed measurement/ B. Boubekeur, H. Siguerdidjane// IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference – 2005. – P.3456-3461.
80. Belghazi O. Pitch angle control for variable speed wind turbines using genetic algorithm controller/ O.Belghazi, Cherkaoui M. // Journal of Theoretical and Applied Information Technology – 2012.- Vol.39, №1. – P. 6-10.
81. Tai LI. Compensation Control Studies for Variable-Speed Wind Power Systems Based on Neural Network/ Tai LI, Zhi-Cheng JI. // Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review) – 2012.- Vol.2, №5. – P. 31-34.
82. Adams, T. M. Introductory MEMS: Fabrication and Applications [Текст] / T. M. Adams. – Springer, 2010. – 444 p.
83. Кісельов, Є. М. Піроелектричний елемент живлення [Текст] / Є. М. Кісельов, В.Є. Кісельов // Матеріали XXII науково-технічної конференції студентів, магістрантів, аспірантів і викладачів ЗДІА, 23-27 жовтня 2017 р. – Запоріжжя, 2017. – Т. III. - С. 109-110.
84. E.Muljadi and C.P. Butterfield. Pitch-Controlled Variable –Speed Wind Turbine Generation. February 2000 - NREL/CP-560-27143.

85. В.Л. Мисайлов, Ю.Н.Ульянов Возможности повышения коэффициента использования энергии ветра в ветроэнергетических установках с горизонтальным расположением оси вращения. Вісник НТУ «ХПІ» 2013 .-№58.
86. Веб-сайт компанії “STMicroelectronics” [Електронний ресурс].
87. Веб-сайт компанії “ARM Ltd.” [Електронний ресурс].
88. ARM – это просто. [Електронний ресурс]. /Сторожев Д.
89. Введение в архитектуру Cortex-M3. Часть 1. [Електронний ресурс].
90. Что такое ARM. [Електронний ресурс].
91. STM32: Урок 5 – Архитектура. [Електронний ресурс].
92. Знакомство с ARM Cortex-M3 и с STM32, в частности. [Електронний ресурс].
93. Stm32: Эпоха 32-битных микроконтроллеров наступила. [Електронний ресурс].
94. Каталог – Микроконтроллеры:datasheet. [Електронний ресурс] Режим доступа: <https://avrlab.com/node/177>. – Дата доступа лютий 2018.
95. SupporttheArduinoSoftware. [Електронний ресурс] Режим доступа: <https://www.arduino.cc/en/Main/Software>. – Дата доступа травень 2017.
96. En_Main_Boards.[Електронний ресурс] :Режим доступа: <https://www.arduino.cc/en/Main/Boards> - Дата доступа грудень 2017
97. ArduinoNano [Електронний ресурс] - Режим доступа: <http://arduino.ru/hardware/arduinoboardnano>. – Дата доступа грудень 2017
98. Yourduino [Електронний ресурс] : Режим доступа: <http://yourduino.com>- Дата доступа: грудень 2017.
99. Getting Startedwith Arduinoand Genuinoproducts [Електронний ресурс] – 2016 – Режим доступа: [Електронний ресурс] – статті – Режим доступа: <https://www.arduino.cc/en/Guide/HomePage> - Дата доступа: січень 2018.
100. SIM800LATCommandManualV1.01. [Електронний ресурс] : Режим доступа: http://www.2150692.ru/files/sim900r_at_commands_v1.01.pdf. – Дата доступа січень 2018.

101. Язык программирования Ардуино. Блокнот Ардуино [Электронный ресурс] :Режим доступа:<http://yourduino.com/sunshop>. - Дата доступа грудень 2017.
102. [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://easyelectronics.ru/>
103. Евстифеев, А. В. Микроконтроллеры AVR семейств Tiny и Mega фирмы "ATMEL" / А. В. Евстифеев. - М. : Додэка-XXI, 2004. - 558 с. : ил.
104. Гребнев, В. В. Микроконтроллеры семейства AVR фирмы Atmel: (+ CD) / В. В. Гребнев. - М. : РадиоСофт, 2002. - 172 с.
105. Черных И.В.. SIMULINK среда создания инженерных приложений. Москва, ДИАЛОГ-МИФИ, 2004г.
106. Герман-Галкин С.Г.. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем. -Санкт-Петербург: "КОРОНА принт", 2001.
107. Алексеевский Д.Г. Визуальное моделирование многоканальных ветроэлектрогенерирующих систем // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Спецвипуск: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. – Харків: Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут». – 2017. – № 27(1249). – С. 332–336.
108. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. -М.: Высшая школа, 1974.
109. Беркович Е.И., Ковалев В.Н., Ковалев Ф.И., Кочетков В.Д., Крылов С.С., Дурносков Б.Д., Мосткова Б.Д., Пырков В.В., Сакович А.А., Толкачев А.И. Полупроводниковые выпрямители / Под ред. Ф.И., Ковалева и Б.Д. Мостковой. –М.: Энергия, 1978. –448 с.
110. Александров В.С., Прянишников В.А. Приборы для измерения малых постоянных напряжений и токов.–Л.: «Энергия», 1971. – 184с.
111. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. – М.: Высш. шк., 1984. –559 с.

112. Васин Н.Н., Иоффе В.Г., Болтянский А.А. Многоканальный измерительный преобразователь постоянного напряжения милливольтового уровня // Приборы и системы управления .– 1976.– №10. – С.39-40.
113. Макашов Д.Д. Обратногоходовой преобразователь <http://bludger.narod.ru/smps/Flyback-R01.pdf>
114. Эраносян С.А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 176с.
115. Kirby Creel Expedite transformer calculations for flybacks <http://powerelectronics.com/mag/801PET22.pdf> (Eng).
116. Жагров А.С., Луценко В.Ю. Математическая модель датчика с коммутационным преобразованием термо-ЭДС // Украинский метрологический журнал. – Харків: ДНВО «Метрологія». – 2006г. – №3. – С.27-34.
117. Жагров А.С., Луценко В.Ю., Оселедчик Ю.С. Экспериментальное исследование датчика температуры с коммутационным преобразованием термо-ЭДС // Украинский метрологический журнал. – Харків: ДНВО «Метрологія». – 2008г. – №4. – С.29-37.
118. Луценко В.Ю., Оселедчик Ю.С., Жагров А.С. Пристрій для вимірювання температури // Патент 30068 UA, МПК G01K 7/2. №200711373; Заяв. 15.10.07; Опубл. 11.02.08, Бюл. № 3.