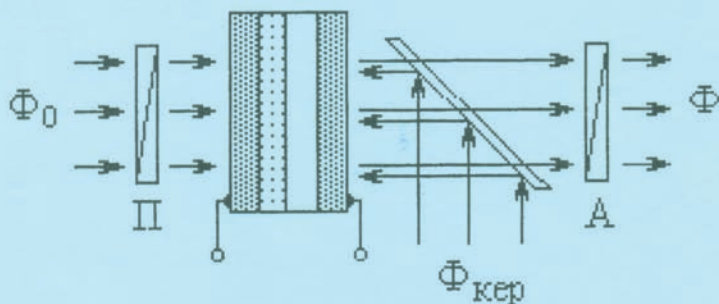


В.П. Кожем'яко, М.Г. Тарновський, С.В. Павлов

СХЕМОТЕХНІКА СУЧАСНОГО ПРИЛАДОБУДУВАННЯ

Частина IV



Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

В.П. Кожем'яко, М.Г. Тарновський, С.В. Павлов

СХЕМОТЕХНІКА СУЧАСНОГО ПРИЛАДОБУДУВАННЯ. ЧАСТИНА IV

Навчальний посібник

Затверджено Ученою радою Вінницького державного технічного університету як навчальний посібник для студентів бакалаврського напрямку 6.091101 – „Лазерна та оптоелектронна техніка”. Протокол №5 від 26 грудня 2002 р.

Вінниця ВНТУ 2003

УДК 681.3, 621.32, 621.383

K58

Рецензенти:

В.С. Осадчук, доктор технічних наук, професор

В.Г. Петрук, доктор технічних наук, професор

Б.М. Сусіденко, кандидат технічних наук, професор

Рекомендовано до видання Ученою радою Вінницького державного технічного університету Міністерства освіти і науки України

В.П. Кожем'яко, М.Г. Тарновський, С.В. Павлов
K58 **Схемотехніка сучасного приладобудування. Частина IV.** –
Вінниця: ВНТУ, 2003. – 135 с.

В посібнику розглянута схемотехніка основних типів програмовних логічних інтегральних схем та цифрових інтегральних схем на арсеніді галію, висвітлені теоретичні основи та схемотехніка одноелектронних приладів, дані основи схемотехніки пристроїв оптичної обробки інформації.

Посібник розроблений у відповідності з планом кафедри та може бути рекомендованим для студентів, що вивчають цифрову схемотехніку та оптоелектроніку.

УДК 681.3, 621.32, 621.383

© Кожем'яко В.П., Тарновський М.Г., Павлов С.В., 2003

ПЕРЕДМОВА.....	5
1. ПРОГРАМОВНІ ЛОГІЧНІ ІНТЕГРАЛЬНІ СХЕМИ.....	6
1.1 Програмовні логічні матриці.....	7
1.2 Програмовна матрична логіка.....	12
1.3 ПЛІС на основі дворівневої логічної структури І-НІ/І-НІ.....	16
1.4 Програмовні вентильні матриці.....	19
1.5 Програмовні вентильні матриці на базі СЗПДВ з підвищеним рівнем інтеграції.....	25
1.6 Програмовні багатоблочні матриці.....	32
КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ.....	37
2. ІНТЕГРАЛЬНІ СХЕМИ НА ОСНОВІ АРСЕНІДУ ГАЛІЮ.....	39
2.1 Польовий транзистор з бар'єром Шотткі.....	40
2.2 Польовий транзистор з гетеропереходом.....	42
2.3 Цифрові інтегральні схеми на арсенід-галієвих польових транзисторах.....	45
2.3.1 Логічні схеми на польових транзисторах з безпосередніми зв'язками.....	45
2.3.2 Логічні схеми з буферними каскадами.....	47
2.3.3 Логічні схеми на польових транзисторах з діодами Шотткі.....	48
2.3.4 Витоково-зв'язана логіка.....	49
КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ.....	51
3. ОДНОЕЛЕКТРОННІ ТА МОЛЕКУЛЯРНІ ПРИЛАДИ.....	53
3.1 Теоретичні основи одноелектроніки.....	54
3.1.1 Базова теорія кулонівської блокади.....	54
3.1.2 Со-тунелювання.....	60
3.2 Реалізація одноелектронних приладів.....	60
3.2.1 Прилади на основі скануючого тунельного мікроскопа.....	61
3.2.2 Вертикальні одноелектронні прилади на основі сендвічевих структур.....	62
3.2.3 Прилади на основі квантових проводів.....	64
3.2.4 Кремнієві одноелектронні прилади.....	64

3.2.5 Прилади на основі двовимірного електронного газу в AlGaAs/GaAs гетероструктурах.....	66
3.3 Застосування одноелектронних приладів.....	66
3.4 Молекулярна електроніка	72
КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ.....	75
4. ОПТИКОЕЛЕКТРОННІ ЕЛЕМЕНТИ І ПРИСТРОЇ.....	76
4.1 Принципи роботи пристроїв оптичної обробки інформації.....	77
4.2 Керовані оптичні транспаранти.....	83
4.2.1 Електрично керовані транспаранти	83
4.2.2 Оптично керовані транспаранти	88
4.3 Модулятори оптичного випромінювання	98
4.3.1 Одновимірні багатоканальні модулятори	100
4.3.2 Двовимірні моделювальні матриці	102
4.3.3 Матричний модулятор з пригніченням сателітних дифракційних максимумів.....	105
4.4 Оптичні дефлектори	106
4.4.1 Електрооптичні дефлектори.....	106
4.4.2 Акустооптичні дефлектори.....	109
4.5 Оптичні логічні елементи і функціональні вузли.....	112
4.5.1 “Смарт-піксел”	113
4.5.2 Трансфазор	119
4.5.3 Логічні елементи на основі керованих оптичних транспарантів	126
4.5.4 Матричні оптичні процесори	128
4.5.5 Цифрові оптичні процесори	130
КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ.....	132
ЛІТЕРАТУРА	133

ПЕРЕДМОВА

Швидке зростання об'ємів інформації, що передається, обробляється та зберігається, визначає динаміку розвитку мікроелектроніки. На даному етапі основним напрямом мікроелектроніки є інтегральна електроніка, що вирішує питання створення інтегральних схем надвеликого ступеня інтеграції. Найсуттєвішими досягненнями на цьому шляху є програмувальні логічні інтегральні схеми та інтегральні схеми мікропроцесорів, які і визначають той прогрес, який можна спостерігати сьогодні в області обчислювальної техніки.

Не зважаючи на високий рівень та перспективність подальшого розвитку, традиційна інтегральна електроніка вже практично вичерпала свої можливості і не може задовольнити вимоги до продуктивності електронних засобів обробки інформації, які прогнозуються у найближчому майбутньому. По-перше, швидкодія інтегральних схем має обмеження, які, крім конструктивних та схемотехнічних аспектів, пов'язані з кінцевим значенням швидкості руху носіїв заряду у напівпровіднику, і які не можливо подолати без використання нових, більш "швидкодійних" матеріалів. По-друге, розміри елементів інтегральних схем можна зменшувати лише до тих пір, доки не будуть досягнуті мінімальні розміри з точки зору фізичних принципів роботи приладів або вичерпані технологічні можливості реалізації мінімальних розмірів. Тому збільшення продуктивності за рахунок підвищення щільності упаковки інтегральних схем, тобто за рахунок нарощування апаратних ресурсів теж не представляється можливим. У зв'язку з цим гостро встає питання про пошук і розробку принципово нових електронних приладів, про застосування нових підходів і методів до подання та обробки даних. Тому підготовку кваліфікованих та конкурентноздатних спеціалістів з електроніки та електронної схемотехніки не можливо здійснити, не приділивши уваги тим тенденціям, які намітилися сьогодні в електроніці.

Метою написання даного навчального посібника стало надання студентам знань щодо основних досягнень сучасної електронної схемотехніки в області розробки і виробництва програмувальних інтегральних схем, ознайомлення їх з основними напрямками, які можуть забезпечити подальший прогрес електронної техніки або можуть скласти конкуренцію сучасній мікроелектроніці. Сподіваємося що книга буде цікавою та корисною не лише студентам спеціальності "Лазерна та оптоелектронна техніка", а й студентам інших спеціальностей, що вивчають електроніку, оптоелектроніку та цифрову схемотехніку.

1 ПРОГРАМОВНІ ЛОГІЧНІ ІНТЕГРАЛЬНІ СХЕМИ

Функціональна складність обчислювальних структур і систем обумовлює застосування складних спеціалізованих великих інтегральних схем (ВІС) та надвеликих інтегральних схем (НВІС). Величезні витрати на розробку і виготовлення нерегулярних ВІС і НВІС окупаються лише за масового їхнього виробництва. Крім того, для перекладу готової структурної схеми пристрою обчислювальної техніки в замовлену ВІС необхідно витратити багато часу і великі кошти на її розробку і виготовлення. При цьому існує ризик неправильного перекладу схеми. Ці проблеми можна вирішити за допомогою програмувальних логічних інтегральних схем (ПЛІС), конфігурацію яких розробник може задати сам, не прибігаючи до їх виготовлення. Термін ПЛІС відповідає англійському FPLD (field programmable logic devices).

У наш час технологія виготовлення ПЛІС забезпечує [1–3]:

- високий ступінь інтеграції (один корпус ПЛІС дозволяє реалізувати схему, що при малому і середньому ступені інтеграції розміщується в 100 – 150 корпусах);
- високу швидкодію (час поширення сигналу з входу на вихід кристала не перевищує кількох десятків наносекунд);
- можливість реалізації в одному корпусі практично будь-якої глибини рівнів комбінаційних і (або) послідовнісних схем;
- час реалізації замовленого варіанта схеми від 1 до 6 тижнів.

Сьогодні розробкою ПЛІС займаються понад 20 великих напівпровідникових фірм. Серед них такі відомі виробники інтегральних схем як [1] Advanced Micro Devices, Fairchild Semiconductor, GE/Intersil, Plessey Semiconductor, Intel, National Semiconductor, Altera, Lattice Semiconductor, VLSI Technology, Xilinx.

Програмувальні інтегральні схеми виготовляються як за біполярною, так і за КМОН технологіями. Біполярні ПЛІС відрізняються високою швидкодією, але споживають в порівнянні з КМОН-схемами більшу потужність. Крім того, біполярна технологія забезпечує можливість лише однократного програмування, як правило, за допомогою перепалювання плавких перемичок.

КМОН-технологія надає можливість виготовляти ПЛІС, які програмуються за допомогою затворів, що плавають. Такі ІС передбачають ультрафіолетове (УФ) або електричне стирання і є найбільш перспективними з технологічної точки зору. КМОП ПЛІС з УФ-стиранням

характеризуються більш високим рівнем інтеграції, меншою споживаною потужністю і більш низькою питомою вартістю виробництва в перерахуванні на одну схемну функцію ніж схеми з електричним стиранням. Проте останні можна більш оперативнo перепрограмувати в складі однієї і тієї ж схеми на стадії макетування і налагоджування дослідного варіанта системи і репрограмувати для використання в різних схемах.

Подальше збільшення функціональної складності і швидкодії ПЛІС пов'язується з використанням арсенід-галієвої та біполярної ЕЗЛ-технологій.

1.1 Програмовні логічні матриці

Структура програмовної логічної матриці (ПЛМ) складається з двох частин. У першій частині вхідні змінні та їх інверсії, які отримуються у самій матриці, селективнo підключаються до входів логічних елементів І, що утворюють матрицю добутків (матрицю І). Сигнали з виходів елементів І вводяться до другої частини матриці, де за допомогою інших селективних з'єднань можуть бути подані на входи елементів АБО, що утворюють матрицю сум (матрицю АБО). У ПЛМ передбачено програмування як матриці І, так і матриці АБО. Структура типової ПЛМ, виготовленої за ТТЛ-технологією, зображена на рис. 1.1.

На програмовних логічних матрицях можна будувати не лише комбінаційні схеми, а й схеми з пам'яттю. Для реалізації останніх між елементами ПЛМ вводяться зворотні зв'язки. Таким чином можуть бути реалізовані тригери, лічильники та інші найпростіші кінцеві автомати [4].

Різновидністю традиційної ПЛМ є запам'ятовувальна логічна матриця (ЗПЛМ). За структурою вона відрізняється від звичайної ПЛМ тим, що матриці вентилів І та АБО доповнені тригерними запам'ятовувальними елементами і з'єднані одна з одною таким чином, що вихідні і вхідні лінії поперемінно чергуються в межах однієї матричної структури [1, 4]. Це дозволяє, по-перше, розширити матрицю, вводючи значно більше число тригерів без збільшення розмірів області введення-виведення. По-друге, рядки матриці (сигнали кон'юнкції) і стовпці (сигнали диз'юнкції) можна розділяти на необхідне число незалежних сегментів, які дозволяють подавати незалежні змінні і функції на менших ділянках матриці. Це підвищує щільність компонування логічних схем у матриці в два-три рази та забезпечує можливість виконання на одному кристалі більш складних

функцій. Крім того, з'являється можливість використовувати схеми ЗЛМ для розв'язування незалежних завдань, оскільки стовпці та рядки у ЗЛМ можна розділяти на будь-яку необхідну кількість сегментів.

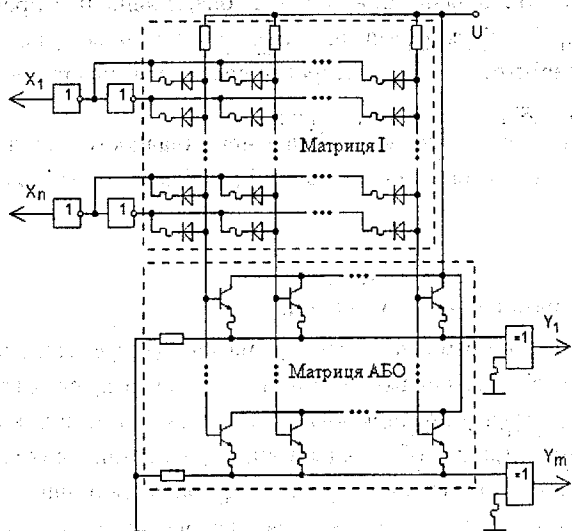


Рисунок 1.1 – Логічна структура програмової логічної матриці

Ще однією різновидністю ПЛМ є асоціативна логічна матриця (АЛМ) [4]. Вона будується у вигляді блоків, кожен з яких може являти собою комбінацію з декількох поперемінно розташованих горизонтальних і вертикальних МОН-комірок (блоки можуть мати різну структуру). Тому АЛМ є найбільш гнучкою і перспективною для створення складних послідовних схем.

За рахунок внутрішніх зворотних зв'язків асоціативна ПЛІС дозволяє реалізовувати на кристалі ВІС багатовхідні, багаторівневі комбінаційні і послідовнісні схеми, а за рахунок сегментування – складні функції з великою інформаційною щільністю запису. Крім того АЛМ надають можливість розташовувати послідовнісні схеми-автомати й елементи комбінаційних схем у будь-яких ділянках матриці без врахування їх розташування в проектній схемі, що забезпечує простоту і гнучкість при програмуванні АЛМ.

Популярність ПЛМ пояснюється їх швидкодією та ефективністю з точки зору використання логічних вентилів у тому випадку, якщо всі програмовні функції реалізуються в одному приладі. Перші ПЛМ

характеризуються рівнем інтеграції до 800 еквівалентних логічних вентилів, можливістю однократного програмування логічної структури, жорстко заданими кількістю та типом внутрішніх тригерів [1].

Подальшим розвитком технології ПЛМ є розширення їх функціональних можливостей та збільшення ступеня інтеграції. Це досягається переходом від біполярної до КМОН-технології та заміною логічних матриць, що програмуються шляхом перепалювання плавких перемичок, логічними матричними схемами, які програмуються за допомогою затворів, що плавають.

Сучасні ПЛМ крім матриць І та АБО містять так звані макроелементи, які складаються з кількох логічних вентилів (крім логічних вентилів макроелементи можуть містити і тригери). Так в мікросхемі GAL39V18, що розроблена фірмою Lattice Semiconductor за новою технологією Ultramos-III (спрощений варіант технології КМОН постійних запам'ятовувальних пристроїв з електричним стиранням), використовуються чотири типи макроелементів, які призначаються для керування матрицями І та АБО. Керування матрицею комірок І, яка складається з 5700 елементів, здійснюється за 38 входами, з кожним з яких зв'язаний макроелемент. Десять з цих макроелементів є входними логічними елементами, десять – логічними елементами введення-виведення, десять – вихідними логічними елементами і вісім – схованими регістрами логічних станів. Вихідні та сховані макроелементи містять тригерну D-E-конфігурацію, в якій використовуються два терми АБО (терм – елементарна операція над логічними змінними), що дозволяє реалізовувати широкий набір функцій. Матриця АБО, яка утворюється 2300 елементами, керується 64 термами добутоків, кожний з яких є функцією всієї матриці І. Тридцять шість термів матриці АБО розділені на 18 пар, кожна з яких керує або одним з десяти вихідних логічних макроелементів, або одним з восьми схованих регістрів логічних станів.

Застосування цих схованих макроелементів підвищує гнучкість інтегральної схеми (ІС), оскільки звільняє контакти для підключення інших функціональних елементів. Крім того, споживачі мають додаткову можливість зробити схованими 10 вихідних логічних макроелементів за рахунок додаткового введення до кожного вихідного макроелемента другого кола зворотного зв'язку до матриці І. Більш того, перетворення елемента в схований може бути твердим, а може керовано реалізовуватися в динамічному режимі споживачем. Крім того, 10 входних макроелементів і 10 макроелементів введення-виведення можна груповим чином

програмувати, перетворюючи їх у реєстри-фіксатори або в елементи комбінаційної логіки.

Типовий час затримки сигналу в асинхронному режимі для обох матриць – 20 нс, час затримки між тактовим і вихідним сигналами – 12-15 нс. Це забезпечує роботу приладу у конвеєрних системах на частоті понад 40 МГц, а в якості кінцевого автомата – на частоті 25 МГц. Струм споживання – 80 мА, споживана потужність – 400 мВт [1].

У більш новій 24-контактній ПЛІС GAL6001 тієї ж фірми складністю 700 вентилів, яка виготовлена за 0,8-мкм технологією Ultramos-III, досягнуто час затримки розповсюдження сигналу 22–25 нс [1]. Ця схема містить чотири секції з різними програмовними макроелементами, 10 вихідних логічних макроелементів, 10 вхідних логічних макроелементів, вісім схованих макроелементів логічних станів та 10 макроелементів введення-виведення, утворюючи в результаті високо універсальний кристал, який є розширенням за функціональними можливостями варіантом більшості 24-контактних ПЛІС.

Ще більшу функціональну гнучкість ПЛІМ можна досягти за допомогою реалізації програмовних з'єднань на базі елементів перепрограмуваних постійних запам'ятовувальних пристроїв з електричним стиранням (ЕСПЗП). Прикладом такого підходу є нове сімейство мікросхем фірми International CMOS Technology, що має великі функціональні можливості і гнучкість (до 4 тис. різних конфігурацій) [1]. До складу сімейства входять матриці PA7024, PA7028, PA7040 та PA7068, виготовлені за 1-мкм КМОН-технологією. Архітектура цих ІС забезпечує рівень складності від 1200 до 3000 еквівалентних вентилів.

Основу архітектури сімейства складають матриці схованих логічних елементів керування, оточених елементами введення-виведення, і глобальний елемент (рис. 1.2а). На відміну від інших видів матриць, у яких необхідна логічна функція реалізується в логічних елементах, у матрицях цього сімейства функції виду «сума логічних добутоків» розподілені в програмовній матриці міжз'єднань. Ця розподілена матриця логічних функцій складається з набору шин, що утворюють вхідні лінії (вхідна шина), терми добутоків (шина І) і терми сум (шина АБО) (рис. 1.2б). Таким чином, на входах будь-якого логічного елемента керування можна отримати повні функції виду «сума логічних добутоків». Цей елемент керування у свою чергу може використовувати такі функції як компоненти різних комбінаційних і реєстрових функцій. Висока гнучкість подвійної

архітектури дозволяє за допомогою ІС сімейства RA70XX будувати різноманітні пристрої – від кінцевих автоматів до схем довільної логіки.

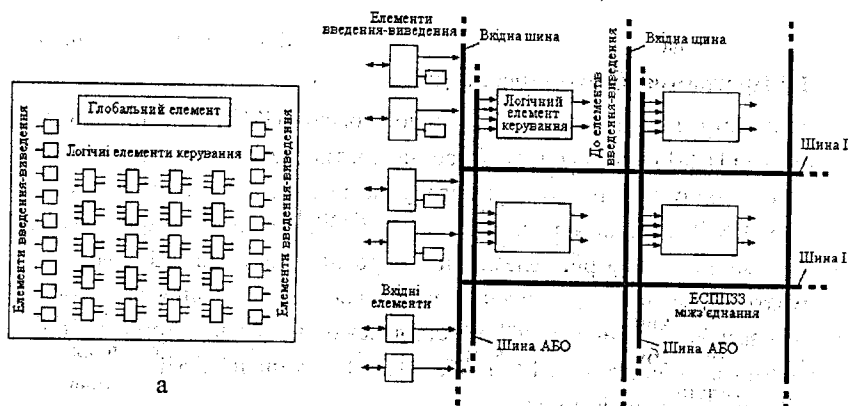


Рисунок 1.2 – Блок схема ПЛІМ RA7024/7040/7028/7068 з електричним стиранням фірми International CMOS Technology (а) та розподілення функцій «сума логічних добутків» в між'єднаннях кристала RA70XX (б)

Кожний логічний елемент керування у схемі RA7024(40) має чотири входи та два незалежних виходи. На входи заведені терми сум. від шини АБО. Сигнал з одного з виходів надходить на вхідну шину. Другий вихід можна підключити до будь-якого елемента введення-виведення та відповідного йому зовнішнього контакту.

Логічний елемент керування містить програмовний універсальний регістр, який можна реалізувати за схемою асинхронного чи синхронного D-, E- або J-K – тригера, ЕСППЗП для збереження даних (обсяг пам'яті – кілька бітів), що визначають конфігурацію елемента, та три програмовних мультиплексори розводки логічних сигналів і сигналів керування.

Оскільки два виходи логічного елемента керування є абсолютно незалежними один від одного, кожен такий елемент може мати два різних вихідних сигнали. У результаті, наприклад, кристал типу RA7024 у цілому реалізує 40 логічних функцій типу «сума логічних добутків».

Внутрішні схеми працюють з тактовими частотами до 50 МГц, а максимальний час затримки сигналів між контактами ІС, що визначається часом проходження сигналу через вхідний буфер введення-виведення, один логічний ступінь у логічній матриці та інший вихідний буфер введення-

виведення, складає 23 нс. Можна вводити додаткові внутрішні ступені логіки, кожний з яких буде вносити затримку близько 17 нс [1].

1.2 Програмовна матрична логіка

Архітектура програмовної матричної логіки (ПМЛ) є різновидністю архітектури ПЛМ і відрізняється від останньої тим, що містить програмовну матрицю І (одну чи кілька) і фіксовану матрицю АБО [1, 5]. У процесі розвитку ПМЛ з'явилися і більш складні їх різновиди, що крім базової матриці містять буферні елементи зворотних зв'язків. Це дозволяє формувати більш ніж один рівень логіки шляхом об'єднання вбудованих тригерів-заскочок, лічильників, регістрів зсуву і навіть автогенераторів. Основними виробниками ПЛІС на базі ПМЛ є компанії AMD, ICT, Intel, Altera, Lattice Semiconductor [1].

Традиційні ПЛІС на базі архітектури програмовної матричної логіки побудовані на скомбованих логічних структурах, зв'язаних з певними зовнішніми контактами через макроелементи введення-виведення та регістри. Тому під час використання однієї функції в сполученні з одним контактом виявляється, що всі інші функції, зв'язані з цим контактом, залишаються нереалізованими. Це призводить до того, що при підвищенні рівня інтеграції збільшуються як розміри регістрів і макроелементів, так і кількість непрацюючих вентилів. Ця надмірність є одним із серйозних недоліків ПЛІС на базі ПМЛ.

Модернізація структур ПЛІС з архітектурою ПМЛ відбувається у напрямку модернізації макроелементів введення-виведення. Кількість та складність останніх визначає коефіцієнт використання логічних вентилів та функціональну гнучкість ПМЛ.

Прикладом сучасної ПЛІС з архітектурою ПМЛ є мікросхема 85C220 фірми Intel [5]. На рис. 1.3а зображена архітектура цієї ПЛІС, а на рис. 1.3б – структура макрокомірки введення-виведення.

Схема містить логічну матрицю та вісім макрокомірок введення-виведення, кожна з яких має програмовну структуру введення-виведення та вісім термів добутку. Логічна матриця є програмовною матрицею І, яка використовується для програмування елементарних кон'юнкцій логічних змінних. Замість матриці АБО використовуються елементи з фіксованими входами, які виконують операцію диз'юнкції.

Для кожної макрокомірки введення-виведення (рис. 1.3б), що будується на основі D-тригера, можна задати один з п'яти варіантів

конфігурації: поточковий (прохідний), синхронний або асинхронний із застосуванням, синхронний або асинхронний регістровий. В прохідному режимі сигнал обходить тригер-заскочку. В синхронному варіанті тригер-заскочка керується зовнішнім сигналом, який подається через спеціальний вхід. В асинхронному режимі сигнал дозволу для заскочки формується за допомогою терму-добутку будь-якої допустимої комбінації вхідних сигналів.

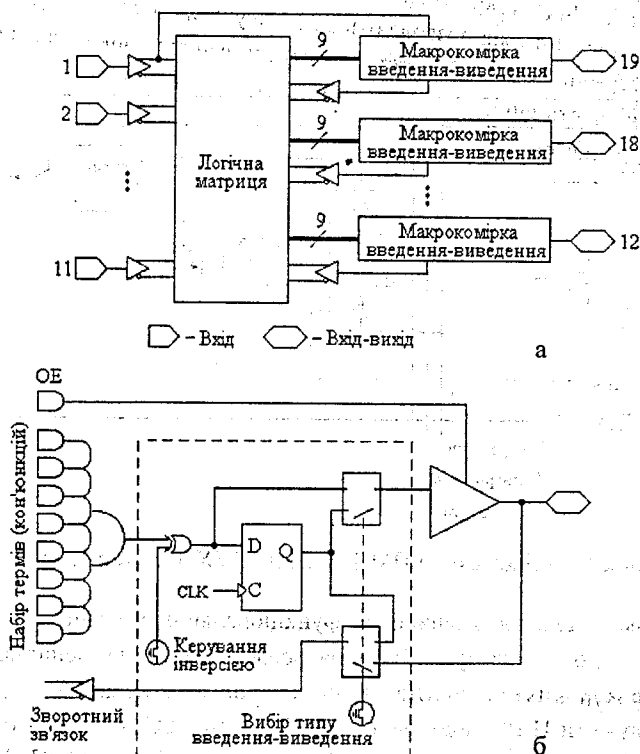


Рисунок 1.3 – Архітектура ПЛІС 85C220 фірми Intel (а) та структура макрокомірки введення-виведення (б)

Іншим типовим представником ПЛІС на базі ПМЛ є IC AmPAL32VX10 фірми AMD, що виготовлена за КМОН-технологією. Прилад передбачає можливість програмного визначення регістрового або комбінаційного режиму використання кожного виходу, що забезпечується макроелементом

введення-виведення. Існують два варіанти ПЛІС: з часом затримки поширення сигналу від входу до виходу 25 і 35 нс, відповідно.

Макроелемент введення-виведення будується на основі D-тригера з високою швидкістю, на якому емулюються інші типи тригерів: T, RS або JK. Особливістю макроелемента є наявність двох зворотних зв'язків в матриці І (рис. 1.4), які дозволяють реалізовувати в складі макроелементів сховані тригерні схеми. Крім того, наявність вентиля виключального АБО надає можливість спільної роботи декількох груп макроелементів у складі синхронних систем [1].

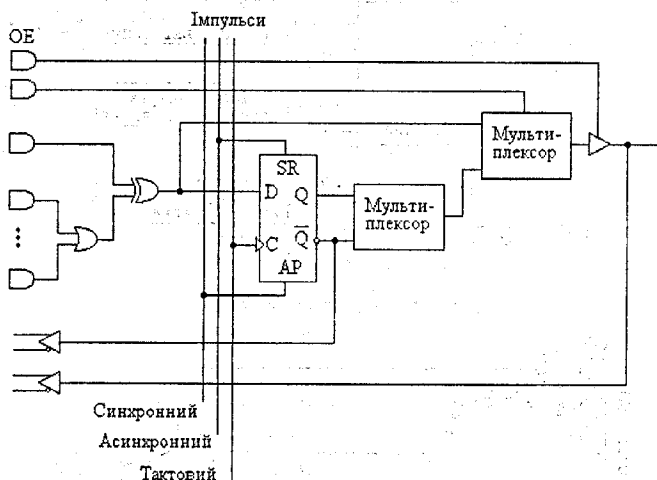


Рисунок 1.4 – Блок схема ПМЛ AmPAL32VX10 фірми AMD

Одним із шляхів розширення функціональних можливостей ПМЛ є введення до складу її макроелементів введення-виведення запам'ятовувальних елементів з електричним стиранням. Прикладом можуть служити ПЛІС моделей 18CV8, 20CG10, 18CV8Z, 22CV10C та ін., які виготовляються компанією ICT за технологією КМОП ЕСПІЗП. Функціональна гнучкість цього сімейства мікросхем обумовлюється тим, що в них кожен логічний терм безпосередньо зв'язаний з багатофункціональним макроелементом введення-виведення і його контактом. Кожний з цих макроелементів містить D-тригер, вихідний мультиплексор, мультиплексор зворотного зв'язку та чотири запам'ятовувальні елементи з електричним стиранням. Шляхом програмування останніх можна задавати для кожного макроелемента одну з 12 можливих конфігурацій: полярність виходу, коло зворотного зв'язку, тип

виходу (регістровий чи комбінаційний), визначати тип макроелемента (вхідний, вихідний чи двонаправлений). Завдяки цьому прилад може замінити близько 30 інших 20-контактних ПЛІС [1]. Слід відзначити, що елементи ЕСППЗП, які визначають конфігурацію ПЛІС, можна репрограмувати до 100 разів, а безпомилкове збереження записаної в них інформації гарантується принаймні протягом 20 років [1].

Як було відзначено вище, основним недоліком ПЛІС з архітектурою ПМЛ є нераціональне використання її логічної матриці. Зменшити кількість незадіяних вентилів та збільшити функціональну щільність упакування ПМЛ можна завдяки розділенню її логічної матриці на кілька сегментів та спільному використанню наявних вентилів різними макроелементами введення-виведення. Прикладом такого підходу можуть служити мікросхеми EP1200/1210 та EP1800 фірми Altera.

Прилад EP1200 містить 28 макрокомірок та чотири внутрішні регістри стану. Для зменшення загальної кількості сум логічних добуток у ньому передбачена можливість спільного використання тих самих термів у різних вихідних елементах. Вбудовані тригери-заскочки забезпечують можливість синхронізації вхідних сигналів за допомогою програмовної синхронізуючої структури, що може функціонувати з різними тактовими частотами. Для оптимізації характеристик EP1200/1210 застосовується ПЛМ, яка розділена на дві симетричні половини, зв'язані глобальною шиною. Між макрокомірками ПЛМ забезпечується як локальний, так і глобальний зв'язок. Макрокомірки у кожній половині матриці групуються разом для програмування архітектури. Група з чотирьох макрокомірок програмується індивідуально, щоб одержати виходи з активним низьким чи високим сигналом. Елементи введення-виведення макрокомірок EP 1200/1210 можуть бути запрограмовані на використання як статичного, так і динамічного керування. Статичне керування після програмування залишається незмінним, тоді як динамічне залежить від сигналів, які подані на пристрій [1].

Ще більш нова модель EP1800 є програмовним логічним пристроєм (ПЛП) з Уф-стиранням, еквівалентним 2100 двовходовим вентилям. Кристал має 68 контактів та 48 макрокомірок і за логічною складністю в 10 разів перевершує 20- і 24-контактні ПЛІС. Функціонально він замінює від 60 до 70 ІС малого чи середнього ступеня інтеграції. Швидкодія даного ПЛП складає 25 МГц, споживана потужність у спокійному робочому режимі – 50 мВт, типове споживання струму – 45 мА з робочою частотою 10 МГц [1].

У мікросхемі EP1800 використовується система локальних і глобальних шин, які разом із синхронними й асинхронними лініями передають сигнали між виводами кристала і макрокомірками. Кристал поділяється на чотири однакових квадрати. Між макрокомірками вводяться шляхи зворотного зв'язку, більша частина яких знаходиться в межах макрокомірок самого квадрата. Вісім з 12 макрокомірок кожного квадрата мають доступ до локальної шини. Чотири можуть з'єднуватися з глобальною шиною.

Кожна комірка має тригер, який може бути настроєний на роботу в режимі D-, RS-, T- або JK-тигера. Синхронізація тригера для синхронної роботи здійснюється від однієї з чотирьох ліній синхронізації квадрата, а для асинхронної — від окремого входу. Більш того, і терми добутоків, і виходи макрокомірок, і елементи введення-виведення можуть видавати синхросигнал, а будь-яка з ліній синхронізації квадрата, якщо вона не використовується в цій якості, може служити універсальним входом [1].

1.3 ПЛІС на основі однорівневої логічної структури I-НІ/І-НІ

Використання однорівневої логічної структури I-НІ/І-НІ або, так званої, програмовної макрологіки (ПМАЛ) оснований на тому, що будь-яку логічну функцію можна подати у базисі I-НІ. Тому вентиля I-НІ/І-НІ з однорівневою організацією цілком можна застосовувати для виконання комбінаційних логічних функцій у вигляді сум логічних добутоків.

Оскільки програмовні логічні ланцюжки I-НІ/І-НІ будуються з'єднанням ідентичних вентилів I-НІ з програмовними входами, то рядки матриці I-НІ легко компонується в одну глобальну матрицю зі зворотними зв'язками.

Більш складні функції можна реалізувати шляхом програмування багаторівневих логічних контурів, доповнюючи їх через кола зворотного зв'язку макроелементами більш високого рівня, такими як тригери, вентиля виключального АБО, буфери, лічильники, регістри зсуву, мультиплексори, дешифратори, арифметико-логічні пристрої та блоки пам'яті.

Головна конструктивна перевага ПМАЛ полягає в тому, що на відміну від багаторівневих структур типу I-АБО вона виконується на одному матричному рівні, що з'єднує всі макроеlementи.

Ефективна побудова послідовних схем, схем дешифраторів, генераторів парності, суматорів, а також інших логічних схем з декількома рівнями (типами) вентилів вимагає використання кількох рівнів (типів)

логічних функцій. Останні можуть бути отримані у ПМАЛ шляхом утворення декількох проходів крізь одну логічну матрицю.

Прикладами ПЛІС з архітектурою ПМАЛ є біполярні мікросхеми PLHS501 і PLHS502 фірми Signetics, в яких елементи І-НІ програмуються перепалюванням металевих плавких перемичок, та КМОН мікросхема XL78C800 фірми Exel, в якій елементи АБО-НІ формуються на основі КМОН ЕСППЗП [1].

Комбінований логічний прилад PLHS501 містить матрицю І-НІ розміром, що приблизно дорівнює ППЗП ємністю 16Кбіт, і має час затримки вихідних сигналів при однократному проходженні через матрицю 17нс, при дворазовому проходженні – 25 нс. У кристалі нараховується 24 спеціалізованих входи, 16 спеціалізованих виходів і 8 програмовних контактів введення-виведення. Незважаючи на те, що IC-PLHS501 містить лише найпростіші макроелементи введення-виведення, вона дозволяє реалізовувати практично усі логічні функції, передбачені в наявних комбінаційних ПЛІМ- і ПМЛ-схемах.

Модель PLHS502 є більш складним приладом послідовнісної логіки. В її основі лежить матриця І-НІ розміром, що приблизно дорівнює ППЗП ємністю 21Кбіт. Матриця має 24 спеціалізовані вхідні лінії і 16 програмовних ліній введення-виведення. Крім логічної матриці PLHS502 містить макроелементи високого рівня у вигляді тактових регістрів зсуву та тригерів RS- і D-типу. З метою підвищення ефективності керування трактами обробки даних макроелементи компонується у групи по вісім штук.

Час затримки вихідних сигналів складає від 12 до 16 нс. Для послідовнісних операцій максимальний час встановлення – 10-14 нс, час формування вихідного сигналу, що відлічується з моменту появи тактового сигналу, – 18 нс. Прилад є придатним для побудови асинхронних і синхронних кінцевих автоматів і керованих подіями контролерів.

Прилад XL78C800 фірми Exel має багаторівневу одноплощинну архітектуру, завдяки якій можна ефективно реалізувати широкий набір логічних функцій. Основу приладу складає матриця АБО-НІ, крізь площину якої для отримання кількох рівнів логічних функцій організується кілька проходів. При цьому передача логічних сигналів з одного рівня на інший здійснюється не виходячи за межі кристала. Правильний вибір полярності (або інвертування сигналів) входу і виходу дозволяє використовувати елементи АБО-НІ для реалізації логічних функцій І, І-НІ чи АБО.

Крім логічної матриці до складу схеми входять 10 макрокомірок, кожна з них містить тригер D-, T- або JK-типу, спеціалізований вхід і програмовний вивід введення-виведення (рис. 1.5). Тригер може бути підключений або звільнений від виводу введення-виведення і брати участь у реалізації внутрішньої логіки, оскільки логічна матриця кристала має окремі лінії для синхронних і асинхронних входів.

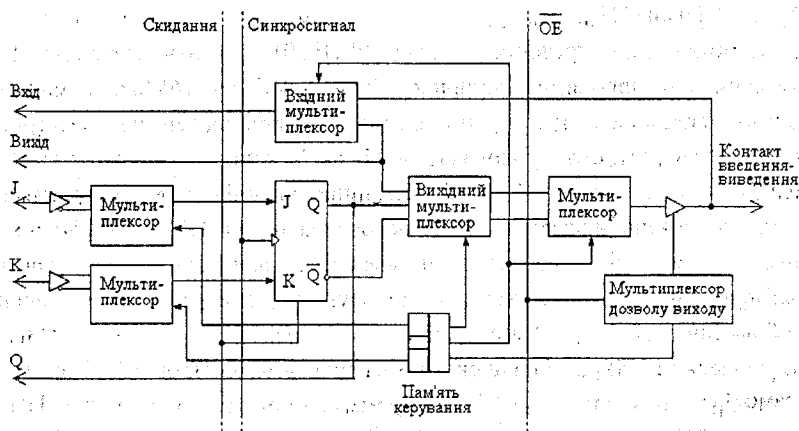


Рисунок 1.5 – Блок-схема макрокомірки введення-виведення мікросхеми XL78C800 фірми Exel

Багаторівнева архітектура дозволяє ефективно організувати функцію порівняння двійкових слів. Так, наприклад, у даному пристрої для порівняння двох байтів використовується три рівні і лише 25 термів (для порівняння, у дворівневих ПЛП в цьому випадку потрібно підсумовувати 256 термів добутоків). Перші два рівні генерують вісім окремих побітових порівнянь, які потім на третьому рівні об'єднуються через елемент АБО-НІ.

Мікросхема XL78C800 містить близько 800 (еквівалентних) вентилів і поставляється в 24-вивідному корпусі. Кристал споживає струм 20 мА з тактовою частотою 10 МГц.

1.4 Програмовні вентиляльні матриці

Програмовні вентиляльні матриці (ПВМ), які вперше були запропоновані фірмою Xilinx, являють собою нескомутовані структури ПЛІС, у яких немає наперед фіксованих зв'язків між логічними блоками і регістрами. У результаті підвищується функціональна щільність упакування кристала, а структура ПЛІС стає більш гнучкою. Це, мабуть, найперспективніший

напрямок, з погляду на можливість побудови складних операційних систем.

Програмування логічної структури ПВМ може здійснюватися за допомогою перемичок, що перепалюються, або за допомогою статичних запам'ятовувальних пристроїв з довільною вибіркою (СЗПДВ). Перші мають більшу щільність упакування, оскільки елементи СЗПДВ займають на кристалі набагато більшу площину, ніж перемички. Проте [2], сьогодні вже з'являються ПВМ-кристали на базі СЗПДВ, які виготовляються за 0,6-мкм технологією і за рівнем інтеграції перевершують матриці з плавкими перемичками. Найважливіша особливість ПВМ-кристалів на базі СЗПДВ – це можливість їх багаторазового використання, яка є зручною і вигідною для макетних і експериментальних досліджень, оскільки відпадає необхідність викидати неввірно запрограмовані однократно програмовні ІС. Крім того, репрограмування надає можливість модифікації системних функцій шляхом простого завантаження програми для нової конфігурації.

Звичайно архітектури сучасних ПВМ можна віднести до одного з двох класів: до дрібно- або крупнокоміркового [2]. Дрібнокоміркові кристали мають у своїй структурі велику кількість дрібних макроелементів вентильного рівня, з яких за допомогою комутації можна одержувати широку гаму функцій від тригерів до складних кінцевих автоматів. Вони будуються на простих функціональних блоках, що можуть складатися усього з декількох n-канальних і декількох р-канальних транзисторів, з яких і будуються схемні функції.

Прикладами дрібнокоміркових ПЛІС з архітектурою ПВМ є ІС компаній Actel Corp., Crosspoint Solutions Inc. і QuickLogic Corp., які програмуються перепалюванням перемичок, та ІС на базі СЗПДВ компанії Pilkington Glass, які також випускаються за ліцензією компаніями Plessey Semiconductors Ltd та Toshiba Corp.

Крупнокоміркові кристали містять більш складні макроелементи, які можна використовувати для побудови комбінаційних чи послідовних логічних функцій. У комбінаційних секціях цих складних макроелементів можна реалізовувати функції чотирьох і більше змінних. У послідовнісних секціях тригери з керованою конфігурацією дозволяють з мінімальними зусиллями будувати лічильники, регістри, кінцеві автомати і т.і. Конфігурація крупнокоміркової ПВМ визначається елементами СЗПДВ, що розподіленні по її кристалу. Основними виробниками крупнокоміркових ПВМ є компанії Xilinx Inc. та Concurrent Logic Inc.

Серед ПВМ із дрібнокомірковими архітектурами найбільш відомими є три сімейства мікросхем Act фірми Actel, в якості другого постачальника

яких виступає компанія Texas Instruments Inc. Базовий логічний модуль схем сімейства Act1 виконаний на основі дворівневого мультиплексора (рис. 1.6а) [2]. На декількох таких модулях можна будувати тригери і більш складні логічні функції. У сімействі Act2 другого покоління матриці зазнали лише незначні зміни – покращенні відношення кількості контактів входів-виходів до кількості вентилів і зменшені затримки.

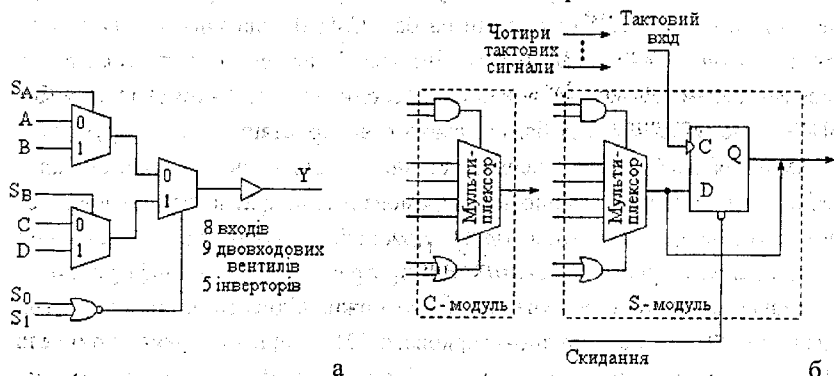


Рисунок 1.6 – Базовий функціональний блок, який використовується у ПВМ Act1 і Act2 (а) та у ПВМ Act3 (б) фірми Actel

В останньому сімействі Act3 за допомогою включення до кристала двох типів логічних модулів (рис. 1.6б), розподілених по кристалу, збільшена кількість вентилів у кристалі і зменшені затримки. Модуль першого типу – С-модуль – призначений для реалізації комбінаційних функцій і схожий на логічні модулі, які застосовувалися в попередніх сімействах Act. Модуль другого типу – S-модуль – призначений для побудови послідовнісних схем і складається з мультиплексора, виходи якого з'єднані з тригером з керованою конфігурацією [2].

Матричні кристали сімейства Act3 дозволяють будувати схеми складністю від 1 до 10 тис. еквівалентних вентилів і мати в їхньому складі такі функції, як 16-бітні лічильники зі швидкодією понад 125 МГц.

З метою полегшення реалізації функцій, що використовуються у підсистемах цифрової обробки сигналів, компанією Texas Instruments був запропонований базовий логічний модуль ПВМ, структурна схема якого зображена на рис. 1.7 [2]. Модуль будується на основі схем "Виключального АБО" і має п'ять входів та два виходи. Крім "Виключального АБО" до складу модуля входять мультиплексор та елементи І та АБО. Парні виходи вирішують проблему ефективної

реалізації функцій підсумовування і віднімання, оскільки вдвічі зменшують кількість необхідних модулів.

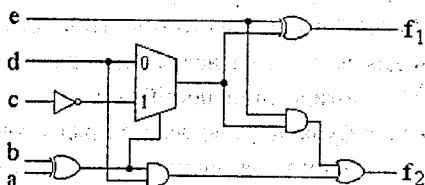


Рисунок 1.7 — Схема логічного модуля ПВМ, яка розроблена компанією Texas Instruments для прикладних задач цифрової обробки сигналів

За допомогою такої схеми можна легко реалізовувати такі найважливіші функції цифрової обробки сигналів, як “Виключальне АБО”, “Виключальне АБО-НІ”, АБО, АБО-НІ, І, І-НІ, підсумовування зі збереженням переносу та віднімання зі збереженням переносу. У порівнянні з логічним модулем фірми Actel функціональні можливості цього модуля більш обмежені, однак це ніяк не позначається на швидкодії схем, оскільки дана структура забезпечує більш високу продуктивність під час виконання арифметичних функцій. На ПВМ з такими логічними модулями легко будуються суматори та віднімачі зі збереженням переносу.

На основі поєднання технології перепалюваних перемичок, нової структури міжз'єднань, мініатюрних функціональних блоків на транзисторних парах і щільноупакованих блоків, що оптимізовані для отримання запам'ятовувальних елементів, компанія Crosspoint Solutions розробила свій варіант IC, альтернативний кристалам фірми Actel. Її сімейство ПЛІС CP20K містить шість кристалів з архітектурою ПВМ і рівнем інтеграції від 2,2 до 20 тис. еквівалентних вентилів.

В архітектурі ПВМ компанії Crosspoint базові логічні елементи фактично розділяються на два типи. Перший тип елементів — це прості транзисторні пари, які звичайно використовуються в багатьох вентилях матрицях. У даній конструкції пара з n- та p-канального транзисторів визначена як елемент мозаїки з транзисторних пар ТРТ (transistor-pair tile). Ці плиткі розташовані поруч одна з одною у рядки (рис. 1.8). Для ізоляції сусідніх логічних функцій затвори однієї транзисторної пари мають зворотний зсув, аналогічний тому, що використовується в деяких матрицях з масочним програмуванням (затворна ізоляція).

Поверх кожного рядка знаходяться елементи другого типу, що називаються елементами мозаїки ЗПДВ-логіки RLT (RAM-logic tile). Ці

елементи містять ресурси для реалізації як запам'ятовувальних елементів, регістрів-заскочок або мультиплексорів, так і логічних функцій “Виключального АБО”, “Виключального АБО-НІ”. Кожен RLT-елемент має вісім портів: шість для вхідних сигналів, один для вихідного сигналу та один двонаправлений. Чотири лінії постійно підключені до довгих ліній з'єднань для здійснення функцій стовпцевого і рядкового керування та для передачі біта даних, а комутація інших чотирьох ліній програмується. Лідером серед виробників крупнокіркових ПВМ з конфігурацією, що може динамічно змінюватися, є фірма Xilinx. Основою програмовних схем цієї фірми є нескомутована матриця логічних блоків, що називаються CLB (configurable logic block – логічний блок з програмно-керованою конфігурацією), навколо якої розташовуються програмовні блоки введення-виведення. Матриця розбивається на кілька модулів (сегментів). Кожний CLB, також як і логічний модуль ПВМ, сімейства Act3 фірми Actel, поділяється на дві частини: комбінаційну (комбінаційний блок), в основі якої лежить елемент СЗПДВ, та послідовнісну (послідовнісний блок), яка будується на одному або двох D-тригерах (у залежності від сімейства матриць).

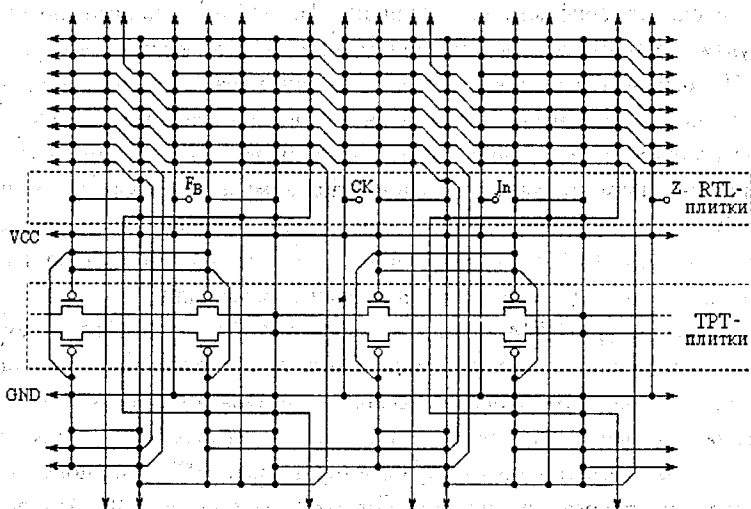


Рисунок 1.8 – Архітектура ПВМ компанії Crosspoint

У початковому стані логічні блоки оточені нескомуваними програмовними блоками введення-виведення, але при включенні живлення усі вони з'єднуються програмовними лініями з'єднань, у відповідності з

програмою задання конфігурації, яка зберігається у внутрішньому ОЗП. Користувач сам складає програму і зберігає її в пам'яті. Під час ввімкнення живлення програма записується в логічну матрицю, а після вимикання матриця повертається у початковий стан.

Одним із останніх сімейств ПВМ на базі СЗПДВ компанії Xilinx є сімейство XC4000 матричних кристалів з еквівалентною складністю від 9 до 20 тис. вентилів [1-3]. Удосконалення архітектури базового логічного елемента і програмовних блоків спеціального ЗПДВ забезпечує значно більш високий рівень використання вентилів і набагато більшу гнучкість у порівнянні з попередніми сімействами ПВМ цієї фірми. Крім того, в інтегральних схемах сімейства XC4000 будь-яка макрофункція реалізується з приблизно вдвічі меншими затримками за порівнянням з матрицями попередніх сімейств. Приблизно 40% цього виграшу досягнуто за рахунок субмікронної КМОН-технології, а інші 60% є результатом зміни архітектури елементів і кристала у цілому [1, 2]. Більше того, удосконалений пакет програм проектування дозволяє розробникам більш ефективно використовувати логічні ресурси цих кристалів.

Найбільш оригінальна особливість нового сімейства матриць пов'язана з включенням у їхній склад блоків ЗПДВ із конфігурацією, що настроюється [1, 2]. Спочатку ці блоки можна використовувати як довідкові таблиці з описанням логіки. Але якщо в кристалі потрібна пам'ять, то ці невеликі блоки пам'яті можна перенастроїти на виконання функцій запам'ятовувальних пристроїв або регістрових матриць. Для ЗПДВ можна задати практично будь-яку розрядність слова з кроком приросту в 1 біт.

Базовий логічний блок, який використовується у матриці, має 13 незалежних входів і 4 виходи (рис. 1.9). Входи керують комбінаційним логічним блоком, до складу якого входить пара незалежних 4-входових генераторів складних логічних функцій, об'єднанням яких можна реалізовувати найрізноманітніші логічні функції багатьох змінних. Оскільки в комбінаційному логічному блоці для реалізації булевих функцій використовується ОЗП з табличним переглядом, час затримки розповсюдження сигналу крізь нього не залежить від виду функції.

Два виходи комбінаційного блоку керують входами двох D-тригерів (рис. 1.9), на яких будується послідовнісний блок. Вихідні сигнали тригерів можуть використовуватися як прямі входні сигнали для комбінаційного логічного блоку, що ще більше підвищує гнучкість нової архітектури. Крім того, на виходи елемента CLB можна на вибір видавати або вихідний сигнал комбінаційного логічного блоку, або вихідний сигнал тригера.

Комутація сигналів всередині базового логічного блоку здійснюється за допомогою мультиплексорів.

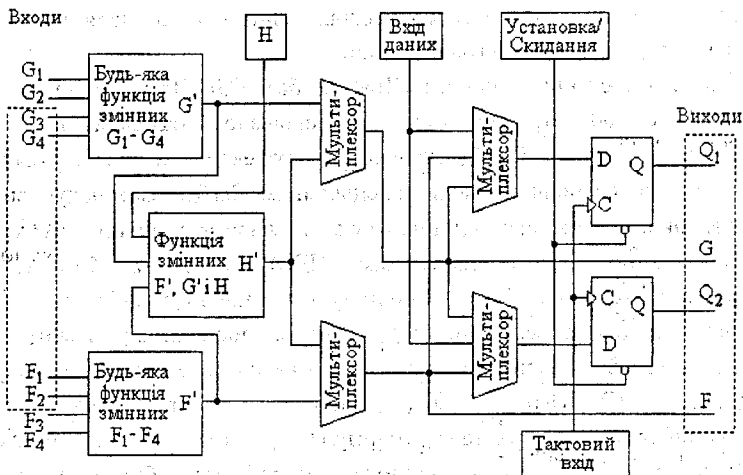


Рисунок 1.9 – Блок-схема базового логічного блоку ПВМ XC4000

Як і в попередніх пристроях фірми Xilinx, блоки CLB на вибір розробника можуть з'єднуватися з кожним із блоків введення-виведення, що виконують функції інтерфейсу між зовнішніми виводами корпусу і внутрішніми логічними блоками CLB. Кожний блок введення-виведення містить тригер, схему настройки входної порогової напруги та вихідну схему на три стани. Тригери у блоці введення-виведення забезпечують захват і синхронізацію зовнішніх сигналів. Вони розташовуються вздовж краю кристала разом з шиною тактових сигналів, яка керується із зовні або із середини.

Під дією сигналу керування з шини "3-й стан" блок введення-виведення, який конфігурований на вихід, може бути переведений у високоомний стан. Коли блок введення-виведення конфігурований на вхід, входну порогову напругу можна запрограмувати або на рівні TTL або на рівні КМОН (загальному для всього кристала).

Блоки введення-виведення можуть виконувати більше функцій ніж просте введення-виведення. Тригери, наприклад, можна використовувати як лічильники та регістри зсуву. Сигнал "3-й стан" допускає з'єднання кількох вихідних виводів разом, для отримання мультиплексора.

Трасування внутрішніх сигналів і завдання конфігурації логічних блоків і блоків введення-виведення здійснюється за допомогою спеціальної програми, яка зберігається у внутрішньому ОЗП. Це дозволяє програмувати

матрицю логічних елементів так само, як мікропроцесори, за допомогою програм, що завантажуються із зовнішнього ПЗП або ППЗП при ввімкненні живлення.

Функціональна гнучкість ПЛІС забезпечується мережею програмовних комутаційних елементів. Розрізняють три види між'єднань: універсальні, прямі та довгі.

Універсальні між'єднання – це сітка з металевих відрізків провідників, які проходять між рядками і стовпцями логічних блоків та блоків введення-виведення. Цей тип між'єднань використовується для розведення невеликих ділянок у місцях перетинів стовпців та рядків. У точках, де ці відрізки накладаються один на одного у місці перетину стовпця та рядка, використовуються двоспрямовані електронні ключі, з яких формується комутаційна матриця. Сигнал, що надходить в останню, може бути переключений на інший бік, що допускає зміну напрямку його руху або виведення його на іншу лінію.

Прямі між'єднання (програмувальні точки між'єднань) з'єднують входи логічних блоків і блоків введення-виведення з найближчими металевими лініями. Вони використовуються для побудови окремих швидкодійних структур, наприклад, лічильників і регістрів зсуву.

Довгі лінії пролягають на всю довжину та ширину кристала між рядками та стовпцями логічних блоків. Вони призначаються для розведення сигналів на великі відстані з мінімальними затримками. Для кожного рядка елементів CLB передбачається чотири вертикальні (дві загального призначення та дві для синхросигналів) та дві горизонтальні лінії, які підключаються до додаткової логічної схеми з трьома станами для реалізації двоспрямованої шини.

1.5 Програмовні вентильні матриці на базі сзпдв з підвищеним рівнем інтеграції

Програмовні вентильні матриці з підвищеним рівнем інтеграції будуються на основі поєднання крупнокоміркової та дрібнокоміркової архітектур. Такий підхід дозволяє збільшити коефіцієнт використання внутрішньої логіки матриці, полегшити реалізацію великих функціональних блоків та збільшити щільність упакування.

Основу архітектури ПВМ з підвищеним рівнем інтеграції складають складні програмовні логічні блоки (крупні комірки), які можуть функціонально поділятися на кілька більш простих програмовних елементів (дрібні комірки). Типовим прикладом ПВМ з підвищеним рівнем

інтеграції є сімейство ORCA (optimized reconfigurable cell array – оптимізована матриця на елементах з керованою конфігурацією) компанії AT&T Microelectronics Inc., яка спочатку була другим постачальником сімейств матриць XC2000 та XC3000 фірми Xilinx. Матриці сімейства ORCA працюють на тактових частотах до 80 МГц та мають у своєму складі до 22 тис. вентилів і до 288 елементів введення-виведення [2]. Завдяки високій тактовій частоті і подвійній архітектурі крупнокоміркового/дрібнокоміркового типу швидкодія нових матричних кристалів зростає до рівня, еквівалентного підвищенню тактової частоти матриць сімейства XC3000 до 250—300 МГц.

Внутрішня архітектура матриць сімейства ORCA складається з елементів двох основних типів – програмовних логічних елементів і програмовних елементів введення-виведення. До складу кожного програмовного логічного елемента (крупна комірка) входить складна схема з керованою конфігурацією, що називається програмовним функціональним блоком PFU (programmable function unit), і програмовний блок трасування. Кожен PFU-блок у свою чергу складається з чотирьох 4-входових блоків довідкових таблиць, виходи яких заведені на входи чотирьох D-тригерів. Таким чином, кожний PFU-блок за необхідності можна додатково розбити на чотири PFU-субблоки (дрібні комірки). Блок PFU забезпечує формування функцій для трактів даних, статичних ЗПДВ і схем довільної логіки [3].

Архітектура ORCA нагадує симетричну шахівницю, у якій кожна клітка є програмовним логічним елементом, а вертикальні і горизонтальні лінії – з'єднувальними каналами, кожний з яких містить 25 двоспрямованих ліній. Ці канали поділяються на три категорії: довгі лінії для трасування сигналів через весь кристал, лінії середньої довжини, які з'єднуються з кожним четвертим логічним елементом, і короткі лінії, які з'єднуються з кожним макроелементом.

Завдяки можливості вибору довжини лінії фахівці компанії AT&T зробили спробу мінімізувати навантаження на сигнальні лінії. Однак складності, пов'язані з реалізацією таких додаткових можливостей, викликають додаткове ускладнення проектного програмного забезпечення для цих матриць, оскільки воно повинно під час виконання кожного з'єднання проводити оцінювання усіх можливих варіантів. Засоби трасування, що здійснюють поворот сигнальної лінії (перехід від вертикальної на горизонтальну чи навпаки), реалізовані в складі логічного елемента (програмовний блок трасування), а не в з'єднувальних провідниках. Це збільшує складність елемента, але дає зменшення

загального обсягу схем трасування у матриці, забезпечуючи підвищену ефективність використання площини в логічних блоках у порівнянні з блоками в матрицях фірми Xilinx.

Пам'ять, що використовується в кожній з чотирьох довідкових таблиць (шістнадцять 1-бітних слів) одного PFU-блоку, можна об'єднати в ЗПДВ з організацією 16x4 біт. Як і в кристалах сімейства XC4000, табличні СЗПДВ можна при необхідності скомутувати як стандартні СЗПДВ. Проте на відміну від матриць фірми Xilinx пам'ять у матрицях сімейства ORCA можна поділяти між довідковими таблицями і системним СЗПДВ у співвідношенні 50/50. На кожному PFU-блоці можна побудувати швидкодійний 4-бітний суматор, віднімач, лічильник, мультиплексор або пристрій, що виконує інші функції. Крім того, у кожному PFU-блоці можна реалізувати чотири 4-входові функції, дві 5-входові функції, одну 6-входову і навіть декілька 11-входових. Регістри і логіку PFU-блоку можна використовувати як спільно, так і незалежно, підвищуючи тим самим ефективність топології кристала і рівень використання логіки [2].

Лідером серед виробників ПБМ з підвищеним рівнем інтеграції є фірма Altera. Її порівняно нове сімейство з п'яти інтегральних схем з максимально повною кількістю вентилів 48 тисяч (кількість використовуваних вентилів 24 тисячі) отримало назву FLEX 8000 (flexible-logic-element-matrix – гнучка матриця логічних елементів) [6].

Прилади цього сімейства виконані на базі ЗПДВ, що забезпечує можливість зміни їхньої конфігурації безпосередньо в системах. Це перший вихід фірми в сектор ринку логічних ІС на базі ЗПДВ. Матричні кристали сімейства FLEX, які виконані на основі колишніх матричних СППЗП- або ЕСППЗП-архітектур, відрізняються високою регістровою насиченістю – у їхній склад входять від 452 до 2252 тригерних схем (максимальний показник для всіх аносованих ПБМ-кристалів) і велика кількість ліній введення-виведення. Для нових ІС забезпечені висока передбачуваність і визначеність часових параметрів завдяки використанню нових логічних функціональних блоків з високою швидкодією і глобальними з'єднувальними каналами під назвою FastTracks. Ці канали дозволяють навіть для найгіршого випадку одержувати затримки розповсюдження сигналів через весь кристал значенням до 9 нс [6].

Основу матриць сімейства FLEX (рис. 1.10) складають логічні матричні блоки LAB (logic array block), що утворюють “великі комірки”. Кожний блок LAB можна розділити на вісім “дрібнокоміркових” логічних елементів LE (logic element), кожний з яких має у своєму складі

послідовності та комбінаційні логічні схеми. Чотири таких елементи еквівалентні одному PFU блоку матриць сімейства ORCA.

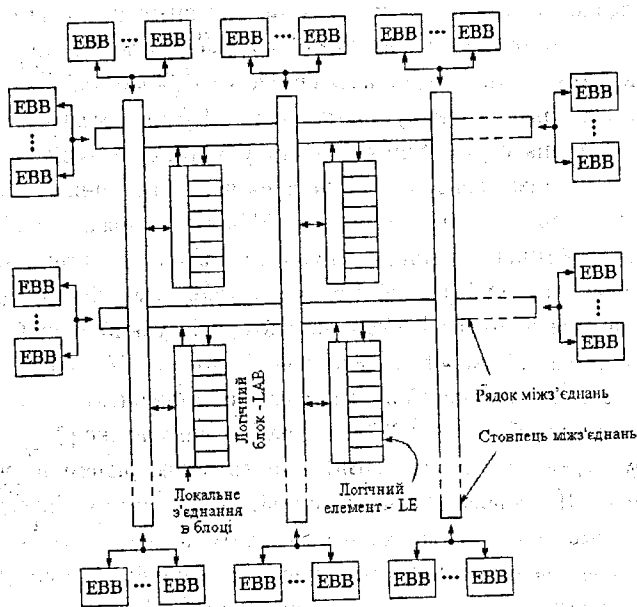
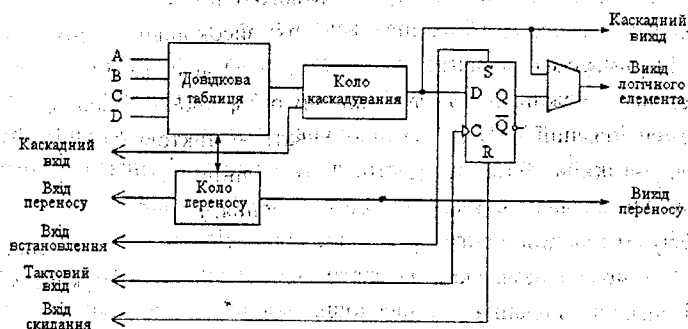


Рисунок 1.10 – Структурна схема ПЛІС сімейства FLEX8000

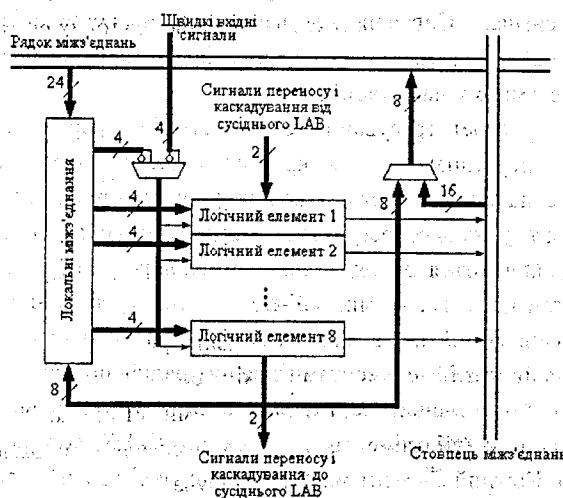
Комбінаційна логіка в кожному LE-елементі складається з 4-входової довідкової таблиці і каскадного ланцюжка. Довідкова таблиця формує будь-яку логічну функцію чотирьох змінних за 5 нс. До послідовної частини LE-елемента входить тригер з керованою конфігурацією, який має синхронний та асинхронний тактові входи, входи встановлення та скидання (рис. 1.11а). Цей тригер за допомогою налаштування конфігурації можна зробити тригером D-, T-, JK- або RS-типу. Сигнали для керування функціями тактування, скидання та встановлення можна подавати на LE-елемент із високошвидкісної сигнальної лінії або з будь-якої внутрішньої лінії елемента. Якщо LE-елемент використовується в комбінаційному режимі, то його тригер можна просто обійти.

Додаткова логіка в кожному LE-елементі включає в себе два швидкодіючих тракти даних – коло переносу та коло каскадування. Коло переносу здійснює функцію прямого переносу, а коло каскадування – послідовне з'єднання LE-елементів за допомогою використання логічних функцій І чи АБО. Ці підсекції полегшують формування швидкодіючих

суматорів і багаторозрядних функціональних блоків, здійснюючи з'єднання сусідніх LE-елементів без застосування навіть локальних між'єднань. Сума та сигнал переносу генеруються довідковою таблицею. Вихідний сигнал переносу обходить програмовний тригер і вносить менш ніж 1 нс додаткової затримки на кожний додатковий розряд реалізованої функції. Коло переносу та коло каскадування з'єднують усі LE-елементи в LAB-блоці та всі LAB-блоки в одному рядку.



а



б

Рисунок 1.11 – Структурна схема логічного елемента (а) та логічного блоку (б) ПЛІС сімейства FLEX8000

Вісім LE-елементів згруповані і скомутовані так, що утворюють один LAB-блок (рис. 1.16). Кожну таку групу з восьми LE-елементів обслуговує свій блок локальних з'єднань. Входи елементів і їх виходи «пропущені»

крізь цей блок, а також виведені на рядки і стовпці великої матриці з'єднань.

Завдяки цьому, для простої макроеlementної функції, що реалізується одним LE-елементом, затримка складає всього 5-6 нс. Кожний наступний LE-елемент додає до цієї затримки 1 нс. Каскадне включення LE-елементів дозволяє одержувати такі багатовхідні функції, як адресні дешифратори. Для двох LE-елементів 8-вхідна функція має затримку логічного сигналу 5 нс, 12-вхідна – всього 7, 16-вхідна – всього 8 нс.

Прямі й інверсні варіанти чотирьох високошвидкісних сигнальних ліній з малим розфазуванням, що з'єднані з чотирма вхідними контактами IC, заведені на кожний LAB-блок і виконують функцію глобальних сигналів керування. Дві лінії можна використовувати як тактові сигнали тригерів, а дві інші – як сигнали скидання. Одну з ліній скидання можна також використовувати як лінію сигналу встановлення. Для кожного LE-елемента в LAB-блоці можна незалежно задавати, звідки він одержує свої тактові сигнали і сигнали скидання – з високошвидкісних вхідних контактів IC, з будь-яких інших контактів або від будь-якої з внутрішніх схем, що генерує відповідний сигнал. Сигнали керування з високошвидкісних входів забезпечують найкращу взаємну синхронізацію тактових сигналів і сигналів скидання в системному масштабі.

Вбудовані ресурси трасування включають безперервні металеві лінії FastTrack, що перетинають весь кристал і забезпечують прогнозовані затримки 9 нс на повній довжині або ширині кристала. LAB-блоки, що розташовуються у вузлах регулярної матриці у всій середній частині кристала, підключаються до рядкових і стовпкових з'єднувальних каналів FastTrack. Затримка сигналу між LE-елементами всередині одного LAB-блоку складає всього 1 нс, а між елементами одного рядка – 6 нс. На передачу сигналів між LE-елементами з різних рядків потрібно 9 нс.

Елементи введення-виведення, які обслуговують зовнішні виводи кристала, вводять зовнішні сигнали в схеми FLEX або виводять їх у зовнішні кола. Кожний елемент має у своєму складі двоспрямований буфер введення-виведення, тригер і логіку керування швидкістю наростання вихідної напруги. Буфер введення-виведення та тригер можна використовувати як вхідний або вихідний регістр. Логіка керування швидкістю наростання вихідної напруги дозволяє збільшувати фронти перемикальних сигналів за порівнянням з початковими значеннями, щоб знизити кидки напруги на земляній шині.

Елементи СЗПДВ, в які записується інформація про конфігурацію ІС, необхідно завантажувати відразу після ввімкнення живлення. Відповідну інформацію можна зберігати в таких стандартних приладах пам'яті, як СППЗП та ЕСППЗП, або в системних ЗПДВ.

Фахівці фірми Altera запропонували шість різних конфігурацій пам'яті, які системотехніки можуть на вибір реалізувати в процесі системного проектування. Передбачені також два основних режими завдання конфігурації: активний і пасивний. В активному режимі FLEX-кристал сам керує процесом завантаження даних, виконуючи його безпосередньо з зовнішньої пам'яті. У пасивному режимі FLEX-кристал працює як ведений пристрій, а передачею потрібних даних керує провідна система.

Передачу даних можна виконувати по байтах або у вигляді послідовного бітового потоку. Для послідовних передач передбачене замовлене послідовне СППЗП конфігурації EPC1213, що має ємність 213 Кбіт і випускається у 8-контактному дворядному корпусі або у 20-контактному пластмасовому носії кристалів з виводами. Для реалізації побайтового режиму до шини даних FLEX-кристала можна безпосередньо підключати стандартні СППЗП або інші прилади пам'яті з байтовою організацією. Відновлення усього вмісту пам'яті можна виконати менш ніж за 100 мс. Завдяки такому малому часу системотехніки мають можливість створювати багатоцільові апаратні чи модульні комплекси, які можна автоматично перенастроювати на будь-які системні вимоги.

Двома ключовими особливостями ІС сімейства FLEX є висока швидкодія і мала потужність споживання. Ці матричні кристали, які виготовлені за допомогою 0,8-мкм КМОН-технології з двома рівнями з'єднувальної металізації, можуть працювати з зовнішніми тактовими сигналами з частотою 70 МГц. Усередині матриць на LE-елементах і LAB-блоках можна побудувати, наприклад, 16-бітні синхронні не завантажувальні лічильники з робочою частотою 160 МГц, 16-бітні реверсивні завантажувальні лічильники з частотою 70 МГц і 24-бітні суматори з частотою 50 МГц. Ці показники швидкодії на 20-50% перевершують показники більшості наявних сьогодні ПВМ-кристалів. Слід зазначити, що в режимі очікування струм споживання матричних ІС складає менш ніж 1 мА з напругою живлення 5 В. В активному режимі струм споживання зростає приблизно до 100 мА [6].

У порівнянні з вентиляними матрицями кристали сімейства FLEX мають трохи меншу швидкодію. Для сучасних матричних КМОН-кристалів типові затримки вентилів у прикладних схемах з помірними

навантаженнями складають від 500 до 600 пс. При великих навантаженнях (велике розгалуження по виходу або довгі металеві лінії) ця величина може подвоїтися. Таким чином, функціональні блоки на таких сильно навантажених вентилях, наприклад тригери і лічильники, можуть мати частоту перемикавання більш ніж 200 МГц. Тому гранична робоча частота FLEX-кристалів, яка дорівнює 160 МГц, робить їх цілком конкурентноздатними, особливо з врахуванням миттєвої реалізації потрібних схемних рішень і практично нульової вартості їхньої розробки.

Основними областями застосування ІС сімейства FLEX є відео- і графічні підсистеми, апаратура зв'язку і підсистеми керування.

1.6 Програмовні багатоблочні матриці

Програмовні багатоблочні матриці (MAX – multiple array matrix) є найновішим технічним напрямком у розвитку програмовних логічних пристроїв, що розроблений на фірмі Altera [1]. Вони будуються на принципово новій архітектурі, працюють з подвоєною тактовою частотою і мають у 4 рази більшу щільність компонування матриці логічних вентилів І-АБО ніж у найнасиченіших КМОН ПЛІС цієї фірми [1]. Новими приладами з архітектурою MAX є ПЛІС сімейств MAX3000, MAX7000 та MAX9000.

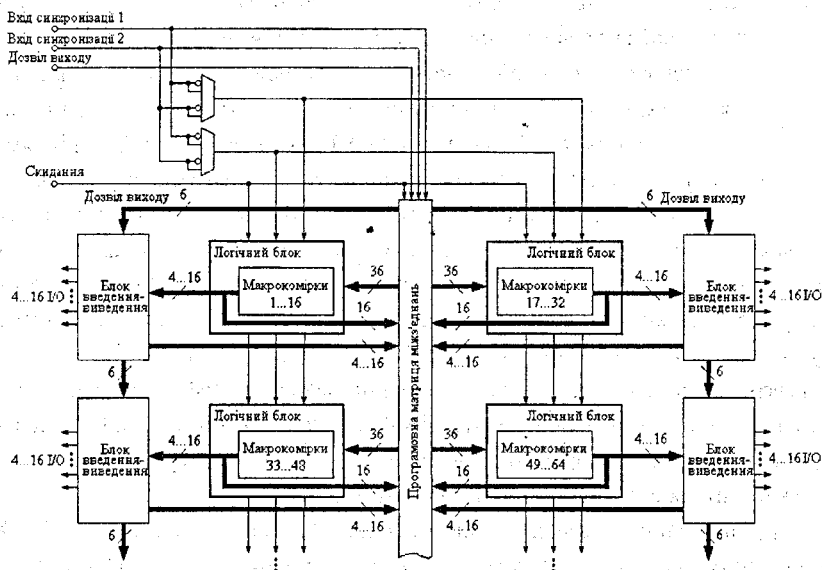


Рисунок 1.12 – Функціональна схема ПЛІС сімейства MAX 3000

Програмовні логічні схеми сімейства MAX3000 з'явилися на ринку влітку 1999 року. Вони виготовлені за 0.35 мкм технологією КМОН ЕСПІЗП [7] і допускають програмування у системі (технологія ISP – In-system programmability) та периферійне сканування (boundary scan) у відповідності зі стандартом IEEE Std. 1149.1 JTAG. Мікросхеми сімейства MAX3000 випускаються в корпусах з виводами від 44 до 208, можуть працювати у системах з рівнями сигналів 5, 3.3 та 2.5 В, мають можливість апаратної емуляції виходів з відкритим колектором, підтримують режим зниженого енергоспоживання і задовольняють вимоги стандарту PCI.

В основі архітектури ПЛІС сімейства MAX3000 (див. рис 1.12) лежать логічні матричні блоки LBA, кожен з яких складається з 16 макрокомірок. Логічні блоки з'єднуються за допомогою програмовної матриці між'єднань PIA (programmable interconnect array). Кожний логічний блок має 36 входів з PIA.

На рис. 1.13 наведена структурна схема макрокомірки, яка складається з трьох основних функціональних модулів: локальної програмовної матриці, матриці розподілення термів і програмовного тригера. На кожен макрокомірку заведені глобальний сигнал скидання та два глобальних сигнали синхронізації. Останні дозволяють ефективно програмувати схеми з двофазною синхронізацією.

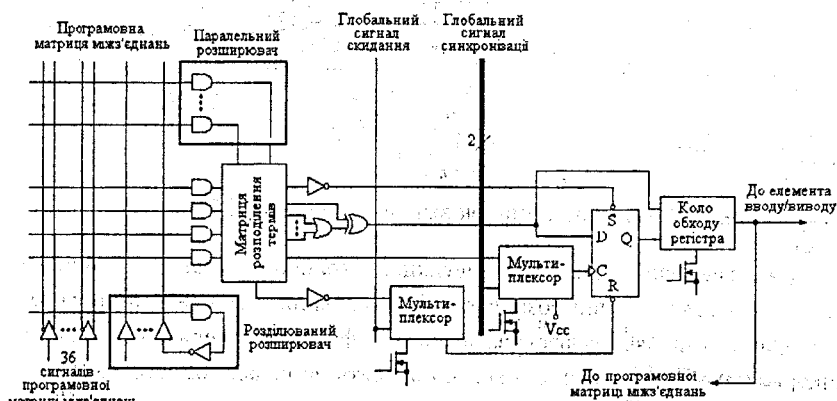


Рисунок. 1.13 – Структурна схема макрокомірки ПЛІС сімейства MAX3000

Комбінаційні функції реалізуються на локальній програмовній матриці і матриці розподілення термів, яка дозволяє об'єднувати логічні добутки чи то по АБО, чи то по виключальному АБО. Крім того, матриця розподілення

термів дозволяє зкомутувати коло керування тригером.

Для кожного тригера можна задати конфігурацію D-, T-, JK- або RS-типу. Тригер має асинхронні входи попередньої установки та скидання, що дозволяє організувати асинхронне завантаження лічильників та регістрів зсуву. Будь-який тригер макроелемента можна запрограмувати на роботу в якості регістрового елемента як прохідного, так і такого, що спрацьовує за фронтом сигналу. Прохідний регістровий елемент забезпечує мінімальні затримки від входу до виходу і використовується для побудови дешифраторів, а тригер, що спрацьовує за фронтом сигналу гарантує формування чітких сигналів, необхідних для синхронних лічильників або кінцевих автоматів. Для реалізації лише комбінаційних функцій тригер можна обійти.

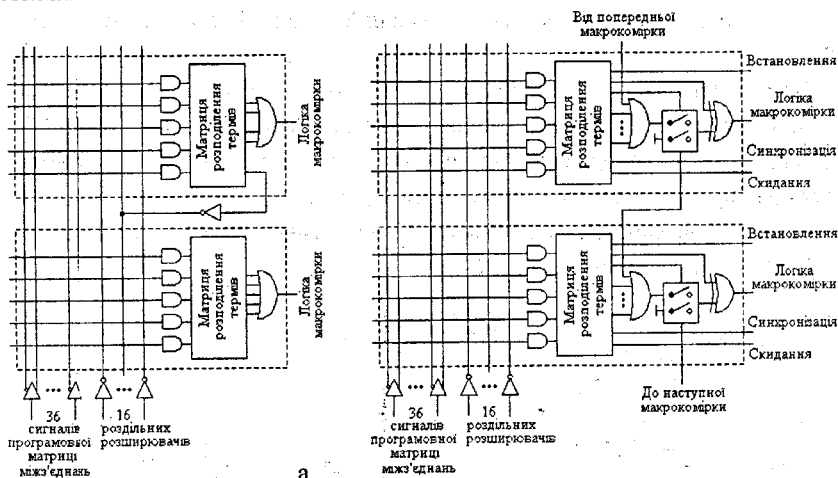


Рисунок 1.14 – Логічні розширювачі: а – роздільний, б – паралельний

Для реалізації логічних функцій великої кількості змінних використовуються логічні розширювачі. Роздільний логічний розширювач (рис. 1.14а) дозволяє реалізовувати логічну функцію з великою кількістю входів, об'єднуючи макрокомірки, що входять до складу одного логічного блоку. Таким чином, роздільний розширювач формує терм, інверсне значення якого передається матрицею розподілення термів в локальну програмовну матрицю і може бути використаний у будь-якій макрокомірці даного логічного блоку. Як видно з рис. 1.14а є 36 сигналів локальної програмовної матриці між'єднань, а також 16 інверсних сигналів з роздільних логічних розширювачів, що дозволяє в межах одного логічного блоку реалізовувати функцію до 52 термів одного рангу.

Паралельний логічний розширювач (рис. 1.146) дозволяє використовувати локальні матриці між'єднань суміжних макрокомірок для реалізації функцій, до яких входить більш ніж 5 термів. Один ланцюжок паралельних розширювачів може включати до 4 макрокомірок, реалізуючи функції 20 термів.

Для вирішення двох проблем, які є типовими для більшості структур ПЛС, – проблеми небажаних часових зсувів між логічними сигналами через різні довжини з'єднань між вентилями і проблеми довгих затримок розповсюдження сигналів – в архітектурі MAX передбачена спеціальна матриця між'єднань PIA, що зв'язує між собою логічні матричні блоки. Блок PIA (рис. 1.15), що забезпечує однакову, чітку затримку від точки до точки, діє подібно програмовній лінії зв'язку між логічними блоками, так що входи та лінії зворотних зв'язків макрокомірок можна підключати до будь-якого іншого мікроелемента в рамках приладу. Завдяки забезпеченню фіксованої затримки блок PIA усуває часові зсуви між логічними сигналами, які можуть призвести до викидів сигналів у внутрішній або зовнішній логіці.

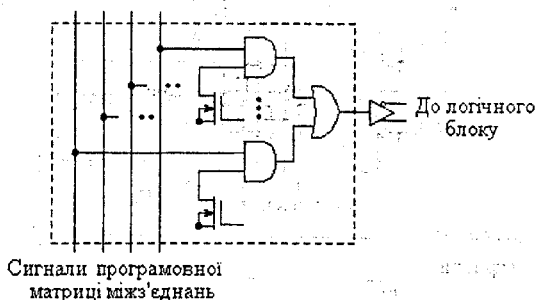


Рисунок 1.15 – Структура програмовної матриці між'єднань

На програмовну матрицю між'єднань виводяться сигнали від усіх можливих джерел: елементів введення-виведення, сигналів зворотних зв'язків логічних блоків, спеціалізованих виводів. У процесі програмування на логічний блок заводяться лише необхідні сигнали. Матриця PIA має безперервну структуру і дозволяє реалізовувати час затримки розповсюдження сигналів до 4.5 нс.

Додаткову гнучкість архітектури MAX надає оригінальна організація блоків введення-виведення (див. рис. 1.16), що дозволяють організувати режими роботи з відкритим колектором та третім станом. Блоки введення-виведення передбачають можливість розв'язування контактів введення-

виведення та внутрішніх тригерів. Це дозволяє створювати універсальні структури введення-виведення, в яких контакти вводу-виводу можна використовувати як спеціальні двоспрямовані виходи або додаткові спеціальні входи. Це, у свою чергу, дозволяє будувати великі внутрішні схеми, зберігаючи при цьому можливість використання усіх контактів вводу-виводу. Додаткова перевага розв'язки контакту вводу-виводу від внутрішнього макроелемента – можливість створювати для кожного мікроелемента подвійний зворотний зв'язок, що є корисним тоді, коли необхідно використовувати велику кількість вхідних виводів, оскільки при цьому можна використовувати зворотний зв'язок макроелемента.

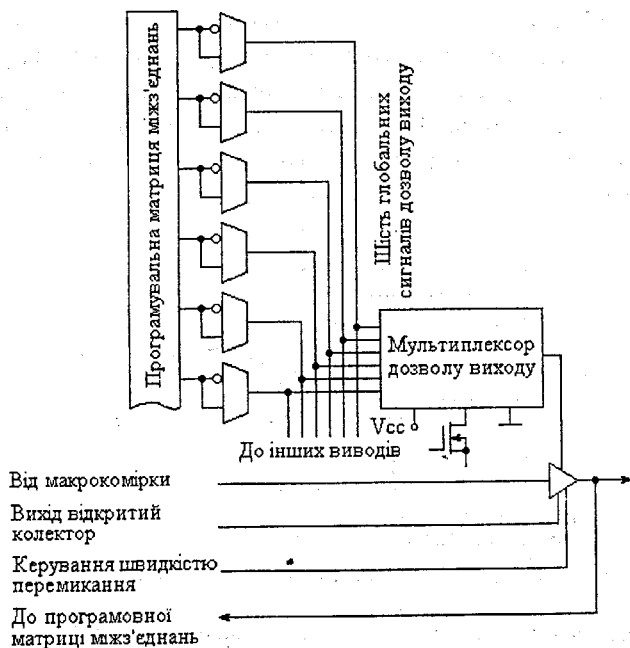


Рисунок 1.6 – Структурна схема елемента введення-виведення

Сімейство мікросхем MAX7000 є першими програмовними багатоблочними логічними матрицями, що виконанні за технологією ПЗП з електричним стиранням. У наш час випускаються ПЛІС MAX7000, MAX7000A, MAX7000B, MAX7000E та MAX7000S. Сімейства MAX7000A та MAX7000B розраховані на роботу в системах з напругою живлення 3.3 та 2.5В, відповідно. Сімейство ПЛІС MAX7000S є подальшим розвитком 5-вольтового MAX7000 з можливістю програмування у системі і останнім

часом здобуло найбільшої популярності у розробників.

Елементи введення-виведення сімейства MAX7000S дозволяють працювати з рівнями сигналів 5 та 3.3В. Програмувальна матриця міжз'єднань забезпечує час затримки розповсюдження сигналів до 5нс. ПЛІС MAX7000S підтримують режим зниженого енергоспоживання і забезпечують можливість емуляції виходів з відкритим колектором та індивідуального програмування кіл скидання, встановлення і тактування тригерів у макрокомірках. Програмовний логічний розширювач дозволяє реалізовувати на одній макрокомірці функції до 32 змінних. Також як і ПЛІС сімейства MAX3000 пристрої MAX7000S надають можливість задавати біт секретності для захисту від несанкціонованого тиражування розробки.

Сімейство ПЛІС MAX9000 має матричну структуру, яка подібна до структури ПЛІС сімейств FLEX6000 та FLEX8000, але виконану за технологією ПЗП з електричним стиранням, як і ПЛІС сімейств MAX3000 та MAX7000.

Мікросхеми сімейства MAX9000 характеризуються великою логічною ємністю і не потребують зовнішнього конфігураційного ПЗП. Завдяки матричній структурі міжз'єднань вони є придатною елементною базою для реалізації алгоритмів цифрової обробки сигналів.

Основною системою проектування пристроїв на ПЛІС фірми Altera є система MAX+PLUS II, яка до останнього часу за своїми функціональними можливостями не мала достойних конкурентів (у 1999 році з'явилася система проектування нового покоління Quartus). У матзабезпеченні MAX+PLUS II (Multiple Array matrix Programmable Logic User System) використовуються могутні методи логічного синтезу, існують різноманітні програми для автоматичної мінімізації функцій, розміщення і виявлення помилок введення проєктованих пристроїв, реєстрації максимальної часової затримки між двома зазначеними точками, а також для функціонального і часового моделювання проєктованого пристрою.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. На які основні два типи поділяються програмовні логічні інтегральні схеми за технологією їх виготовлення? Охарактеризуйте кожний з них.

2. Програмовні логічні матриці: їх структура та різновиди. Особливості структурної організації сучасних ПЛІМ.

3. Основні структурні особливості ПЛІС з архітектурою програмовної матричної логіки. Чим вони відрізняються від ПЛІС з архітектурою ПЛМ? Основні підходи до покращення функціональних характеристик ПЛІС з архітектурою ПМЛ.

4. ПЛІС на основі однорівневої логічної структури I-NI/I-NI.

5. Програмовні вентиляльні матриці. Основні класи ПВМ та їх особливості.

6. Програмовні вентиляльні матриці фірми Xilinx. Основні функціональні блоки ПЛІС сімейства XC4000, їх організація та функціональне призначення.

7. Програмовні вентиляльні матриці з підвищеним рівнем інтеграції. Особливості архітектури ПВМ з підвищеним рівнем інтеграції сімейства ORCA.

8. Програмовні вентиляльні матриці з підвищеним рівнем інтеграції фірми Altera. Основні функціональні блоки ПЛІС сімейства FLEX 8000, їх організація та функціональне призначення.

9. Програмовні багатоблочні матриці фірми Altera. Основні функціональні блоки ПЛІС сімейства MAX 3000, їх організація та функціональне призначення.

2 ІНТЕГРАЛЬНІ СХЕМИ НА ОСНОВІ АРСЕНІДУ ГАЛІЮ

У процесі розвитку мікроелектронної техніки зберігаються стійкі тенденції до зменшення маси, об'єму, енергомісткості, трудомісткості, вартості виготовлення мікросхем за відповідного зростання функціонального навантаження, надійності, продуктивності та розширенні частотних діапазонів. Арсенід галію привертає до себе увагу розробників як перспективний матеріал для мікроелектроніки завдяки ряду властивостей, що дозволяють наблизитися до оптимального вирішення перерахованих завдань. Більш висока [8-10], ніж в кремнії, рухомість електронів (у 3 - 4 рази) та висока дрейфова швидкість насичення електронів (у 6 - 8 разів більша, ніж в кремнії) дозволяє створювати надвисокочастотні (НВЧ) прилади з покращеними характеристиками. Інша позитивна якість GaAs – велика ширина його забороненої зони (за порівнянням з кремнієм більша на 0.3 eV) – дозволяє отримувати підкладки з питомим опором $10^7 \dots 10^9$ Ом·см, що визначає їх чудові діелектричні властивості до частот в кілька десятків ГГц. Крім того, велика ширина забороненої зони робить GaAs перспективним матеріалом для створення приладів та інтегральних схем, що працюють в умовах підвищеної температури та радіації. Оптичні властивості гетероструктур на матеріалах $A^{III}B^V$ відкривають перспективи створення на арсеніді галію НВЧ інтегральних схем з вбудованими лазерами та приймачами випромінювання.

Проте існують причини, що перешкоджають практичній реалізації тих переваг, які може дати використання GaAs у мікроелектроніці. Певний недолік арсеніду галію полягає у тому, що він є двокомпонентним з'єднанням. У зв'язку з цим доводиться знижувати максимальні температури під час технологічних процесів, запобігаючи тим самим дисоціації поверхні структур [9]. Легування за допомогою процесу дифузії, що знайшло широке використання у виробництві кремнієвих приладів, виявилось практично неприйнятним при переході до GaAs. В арсеніді галію не існує і стабільного природного окислу, можливість отримання якого у кремнії стала вагомим фактором в створенні технологій виробництва кремнієвих МОН-транзисторів. Поверхня GaAs більш сприйнятлива до впливу різноманітних хімічних речовин, які використовуються в технологічних процесах, що потребує в багатьох випадках розробки нових підходів до їх реалізації. Крім того GaAs є дуже

крихким матеріалом, схильним до руйнації при технологічній обробці.

Не зважаючи на всі ці недоліки, зусиллями багатьох лабораторій та фірм були знайдені практичні шляхи до реалізації активних приладів, а потім і інтегральних схем на GaAs. Великим поштовхом до розвитку технології GaAs інтегральних схем виявилось виготовлення у 1966 році [9] першого арсенід-галієвого польового транзистора, який виявився тим елементом, який дозволив “обійти” ряд технологічних труднощів. Саме польовий транзистор вже протягом 30 років, починаючи з 1974 року, коли з’явилося повідомлення про виготовлення першої цифрової інтегральної схеми на арсеніді галію [9], залишається основним активним компонентом арсенід-галієвих інтегральних схем.

Сьогодні існує два основних типи польових транзисторів, що використовуються для побудови НВЧ інтегральних схем на GaAs: польовий транзистор з бар’єром Шоттки (ПТШ або MESFET – Metal Semiconductor Field Effect Transistor) та селективно-легований гетероструктурний польовий транзистор або транзистор з високою рухомістю електронів (СЛГТ або HEMT – High Electron Mobility Transistor).

2.1 Польовий транзистор з бар’єром шоттки

Найсуттєвішою перевагою структури ПТШ у порівнянні з іншими типами надвисокочастотних транзисторів є відсутність р-n переходів. Саме використання контакту метал-напівпровідник надає можливість будувати транзистор на основі арсеніду галію, оскільки дозволяє вилучити з технологічного процесу операцію дифузії, що пов’язана з високотемпературною обробкою матеріалу. Крім високої рухомості носіїв, якою характеризується GaAs, підвищена швидкодія GaAs-ПТШ обумовлюється роботою на основних носіях і відсутністю накопичування заряду.

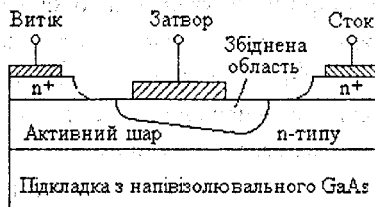


Рисунок 2.1 – Переріз типової структури GaAs-ПТШ

За принципом своєї дії польовий транзистор із затвором Шоттки,

структура якого зображена на рис. 2.1, нагадує польовий транзистор з р-п переходом: зміна напруги між затвором та витоком веде до зміни товщини збідненої області під затвором, якою визначається товщина провідного каналу між витоком та стоком, а значить і струм в колі стік-витік транзистора. Але на відміну від польового транзистора з р-п переходом, який за принципом своєї дії є польовим транзистором збідненого типу, GaAs-ПТШ може бути як збідненого, так і збагаченого типів.

Найбільш освоєним по відношенню до GaAs-технології є ПТШ збідненого типу (нормально відкритий транзистор). У такому приладі з напругою між затвором та витоком, що дорівнює нулю, канал має найбільшу товщину і тому характеризується найбільшою провідністю. Робочими напругами для нормально відкритого польового транзистора є напруги, при яких затворний перехід зміщується у зворотному напрямку. Для n-канального транзистора такими напругами є напруги при яких потенціал затвора є меншим за потенціал витоку. Нормально відкриті GaAs-ПТШ здатні пропускати найбільші струми на одиницю ширини затвору за порівнянням з іншими типами польових транзисторів на GaAs, тому вони характеризуються високою швидкістю, малою чутливістю до зміни коефіцієнта розгалуження за виходом, але й найбільшою потужністю споживання. Порогова напруга (напруга між затвором та витоком, при якій товщина каналу на стоковому краю затвора наближається до нуля), а значить і перепад логічних рівнів вентилів на таких транзисторах визначається ступенем легування каналу і товщиною активного шару під затвором. Для отримання високої завадостійкості логічних вентилів значення цієї напруги може бути зроблене досить великим (за абсолютним значенням більшим ніж 2.5В).

Змінюючи порогову напругу до нуля і навіть в область позитивних значень (для n-канального приладу), можна отримати польовий транзистор збагаченого типу (нормально закритий транзистор). У такому приладі при напрузі між затвором та витоком, що є близькою до нуля, канал має найменшу товщину і тому його провідність наближається до нуля. Робочими напругами для нормально відкритого польового транзистора є напруги, при яких затворний перехід зміщується у прямому напрямку. Для n-канального транзистора такими напругами є напруги, при яких потенціал затвора є більшим за потенціал витоку. Нормально закриті ПТШ характеризуються малими вихідними струмами та малою потужністю споживання. Перепади логічних рівнів у вентилях на таких транзисторах

обмежуються різницею між пороговою напругою, значення якої є близьким до нуля, та напругою відкриття бар'єру Шотткі у прямому напрямку (0.6...0.8 В), що знижує завадостійкість логічних схем.

Більш детально робота, характеристики та параметри GaAs-ПТШ описані у [8].

2.2 Польовий транзистор з гетеропереходом

Пошуки шляхів подальшого підвищення швидкодії активних приладів призвели до створення гетероструктур, де застосовуються матеріали з різною шириною забороненої зони, зокрема GaAs/AlGaAs, InGaAs/InP, InAlAs/InGaAs.

Польовий транзистор із селектованим легуванням є приладом на гетероструктурах, в якому використовуються високі значення рухомості та дрейфової швидкості електронного газу, що формується на межі розділу двох напівпровідникових матеріалів: сильно легованого AlGaAs та слабо легованого GaAs. Він, так би мовити, є подальшим розвитком оригінальних ідей та експериментів ряду дослідників, які використовували у своїх роботах багатошарові структури з дуже тонкими (менш, ніж 20 нм) шарами GaAs та AlGaAs, що чергуються (так звані структури з квантовими ямами). Оскільки ширина забороненої зони AlGaAs є більшою за ширину забороненої зони GaAs, то при створенні гетеропереходу дно зони провідності в GaAs буде лежати нижче, ніж дно зони провідності та донорні рівні в AlGaAs. У наслідок цього виникне спрямований потік електронів домішки з AlGaAs в GaAs. У результаті, біля межі розділу в AlGaAs буде існувати область позитивного просторового заряду, яка утворюється іонами донорної домішки, а в GaAs – область негативного заряду, утворена надлишковими електронами. Оскільки поміж позитивно зарядженими іонами та негативно зарядженими електронами діють електростатичні сили притягання, то електрони провідності в GaAs на самій границі розділу утворюють стоячу хвилю, втрачаючи здатність рухатися в ортогональному до границі розділу напрямку. У результаті утворюється, так званий, двовимірний електронний газ (ДЕГ), який характеризується значно більшою, ніж в сильнолегованих плівках GaAs, рухомістю електронів.

Структура типового польового транзистора з гетеропереходом, яка зображена на рис. 2.2, складається з чотирьох основних шарів: шару смічних контактів (n^+ - GaAs), донорного шару (n^+ - AlGaAs), шару

нелегованого AlGaAs та каналного шару (нелегований GaAs). Шар нелегованого AlGaAs (спейсер) просторово розділяє донорні іони, які утворюються в донорному шарі, та електрони провідності в каналі транзистора, що різко знижує ефективність кулонівського розсіювання на іонах домішки.

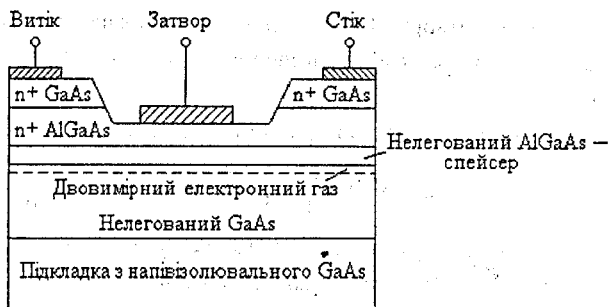


Рисунок 2.2 – Переріз типової структури GaAs-СЛГТ

Вихідним струмом гетероструктурного польового транзистора є струм стоку, який протікає паралельно поверхні і залежить від напруги, прикладеної між затвором та витоком. Метал затвора утворює з напівпровідником AlGaAs бар'єр Шоттки, ширина збідненої області якого визначає значення вихідного струму. Вихідна характеристика СЛГТ, як і в інших польових транзисторах, має лінійну область та область насичення. Насичення струму стоку викликано тут насиченням дрейфової швидкості електронів у донорному шарі AlGaAs і в області ДЕГ. Зі збільшенням негативної (замикаючої) напруги між затвором і витоком ширина збідненої основними носіями (електронами) області під затвором зростає і за відповідних напруг може повністю перекрити донорний шар AlGaAs. Режим роботи СЛГТ у діапазоні напруг затвор-витік від нуля до напруги перекриття шару AlGaAs називається режимом паразитного ПТШ, при якому струм стоку тече як через ДЕГ, так і через область донорного шару, що залишилась неперекритою. При подальшому збільшенні (за абсолютним значенням) напруги затвор-витік, коли донорний шар AlGaAs буде повністю перекритим, струм стоку може протікати лише крізь область ДЕГ. У цьому режимі, який є характерним тільки для приладів на гетероструктурах і який називається режимом керування ДЕГ, спостерігаються підвищені в порівнянні з GaAs-ПТШ значення рухомості і дрейфової швидкості електронів [10]. Ще більше зростання за абсолютним

значенням напруги керування призводить до перекриття збідненою областю області ДЕГ. Для таких напруг струм стоку зменшується практично до нуля і визначається лише струмами витоку.

Якщо затвор буде відокремленим від ДЕГ шаром тоншим за 25-30 нм, бар'єр Шотткі може повністю збіднювати область ДЕГ навіть при нульовому зміщенні затвору. Гетероструктурні транзистори такого типу будуть працювати в режимі збагачення і є нормально закритими транзисторами.

Якість СЛГТ характеризується граничною частотою відсічки f_T [10]:

$$f_T = \frac{g_{\max}}{2\pi C_s} \frac{1}{1 + C_i/C_s}, \quad (2.1)$$

де $g_{\max}$ - максимальна крутість (передаточна провідність; C_s - ємність затвора; C_i - ємності міжз'єднань і крайова ємність.

Крутість СЛГТ визначається в основному швидкістю насичення електронів. Високі значення останньої дозволяють досягти великих значень крутості та амплітуди струму. Як випливає з моделі керування зарядом [10] максимальне значення власної крутості СЛГТ, що досягається при перекритті каналу ДЕГ, зростає при зменшенні відстані між затвором і ДЕГ та при збільшенні рівня легування AlGaAs.

Ємність затвору C_s , яка теж залежить від відстані між затвором та ДЕГ, збільшується зі зменшенням товщини AlGaAs до деякої межі, що супроводжується незначним підвищенням крутості транзистора [9, 10]. Оскільки швидкість перемикання приладу залежить від g/C_s (вираз 2.1.), зменшення товщини шару AlGaAs з метою збільшення g (і, відповідно, зменшення C_s) призводять лише до незначного підвищення швидкодії приладу.

Зменшення довжини затвора приводить до зменшення часу прольоту та ємності затвора. За постійної дрейфової швидкості насичення і постійної крутості це викликає більш швидке перемикання транзистора [9, 10].

У гетероструктурах, крім розриву зони провідності (з ним зв'язана наявність ДЕГ), має місце також розрив валентної зони. Це означає, що на межі гетеропереходу може бути сформований двовимірний дірковий газ (ДДГ), рухомість якого є близькою до рухомості дірок у чистому GaAs і є порівнянною з рухомістю електронів в GaAs-ПТШ [10].

Існує три головні переваги СЛГТ перед конкурентними ПТШ: підвищена рухомість електронів, квазидвовимірний характер носіїв струму, що існують у вигляді електронного газу, і та обставина, що метал затвору є

осадженим на AlGaAs. Висока рухомість носіїв дуже важлива у діапазоні малих електричних полів, що дозволяють зменшити вплив паразитних опорів і знизити напругу насичення вольт-амперної характеристики транзистора. Низька напруга насичення дозволяє використовувати меншу за значенням напругу живлення.

Локалізація ДЕГ в тонкому шарі надчистого GaAs близько до поверхні структури призводить до високих значень крутості та вихідного опору. Обидва ці параметри є дуже важливими у надшвидкодійних логічних схемах. Крім того, максимальна швидкість електронів в ДЕГ значно перевищує швидкість електронів в сильнолегованих шарах GaAs, які є основою ПТШ.

Значення висоти бар'єру Шотткі для алюмінієвого затвору на AlGaAs значно вище за висоту бар'єру на GaAs. Це позитивно відбивається на передавальних характеристиках, різницях логічних рівнів та завадостійкості логічних елементів на СЛГТ.

2.3 Цифрові інтегральні схеми на арсенід-галієвих польових транзисторах

Надшвидкодійні цифрові інтегральні схеми являють собою одне з найбільш перспективних напрямів використання арсенід-галієвої технології [11]. Серед них найбільш розповсюдженими є логічні елементи і пристрої на їх основі (тригери, регістри, лічильники, дешифратори, мультиплексори, демультиплексори, матричні кристали), арифметично-логічні та оперативні запам'ятовувальні пристрої.

Незалежно від того, який саме тип польових транзисторів, ПТШ чи СЛГТ, використовується в арсенід-галієвих цифрових інтегральних схемах, сьогодні можна виділити чотири найбільш широко використовуваних типи елементних базисів, що застосовуються для їх побудови: логічні елементи з безпосередніми зв'язками, логічні елементи з буферними каскадами, логічні елементи з діодами Шотткі та елементи витоко-зв'язаної логіки.

2.3.1 Логічні схеми на польових транзисторах з безпосередніми зв'язками

Електричні схеми двох варіантів логічного елемента на польових транзисторах з безпосередніми зв'язками зображені на рис. 2.3. На рис. 2.3а зображений логічний елемент, що виконує функцію інвертора. Він складається з перемикального транзистора VT2 і елемента навантаження VT1, в якості якого може використовуватися звичайний польовий транзистор, польовий транзистор без затвора (резистор з насиченням

струму) або резистор з постійним опором. Найчастіше в якості навантаження використовується нормально відкритий транзистор, затвор якого з'єднаний з витягом (як це зображено на рисунку). Таке навантаження забезпечує найменший час перемикання та затримки. Крім того, навантаження у вигляді транзистора вимагає меншої площини, ніж резистор з постійним опором.

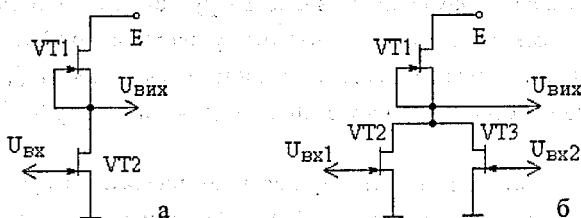


Рисунок 2.3 – Електричні схеми елементів з безпосередніми зв'язками:
а – інвертора; б – елемента АБО-НІ

На рис. 2.3б зображений логічний елемент, який виконує функцію АБО-НІ. Він складається з двох перемикальних транзисторів VT2 та VT3, що включені паралельно, і транзистора навантаження VT1.

Обидві схеми працюють аналогічно, тому розглянемо роботу лише інвертора. Коли вхідна напруга (напруга на затворі перемикального транзистора VT2) велика (більша за порогову), перемикальний транзистор відкритий і вихідна напруга за своїм значенням дорівнює нулю. Коли вхідна напруга мала (менша за порогову), перемикальний транзистор закритий. При відсутності розгалуження за виходом, тобто тоді, коли жоден логічний елемент не підключений до виходу даного, вихідна напруга за своїм значенням наближається до напруги живлення Е. Під час підключення до виходу іншого аналогічного елемента, вихідна напруга буде обмежуватися зверху напругою відкривання затворного переходу перемикального транзистора наступного каскаду. Оскільки мінімальне значення вихідної напруги в даній схемі дорівнює нулю, то в схемах на польових транзисторах з безпосередніми зв'язками в якості перемикальних елементів повинні використовуватися польові транзистори, що працюють у режимі збагачення (нормально закриті польові транзистори).

Перевагами логічних схем з безпосередніми зв'язками є простота схеми і мала кількість елементів у логічному вентилі. Це обумовлює менші паразитні зв'язки, більш високий ступінь інтеграції і меншу споживану потужність у порівнянні з іншими типами логічних схем на арсеніді галію.

Основними недоліками розглянутого типу логічних схем є використання польових транзисторів двох типів (нормально відкритих і нормально закритих) та невелике значення напруги перепаду логічних рівнів і малий запас завадостійкості, оскільки значення напруги високого логічного рівня обмежується висотою потенціального бар'єра затворного переходу польового транзистора. Крім того, необхідність отримання малого розкиду значень порогових напруг накладає жорсткі обмеження на ступінь легування і товщину активного шару транзисторів, що ускладнює технологічний процес.

2.3.2 Логічні схеми з буферними каскадами

Електричні схеми інвертора та елемента АБО-НІ з буферними каскадами зображені на рис. 2.4.

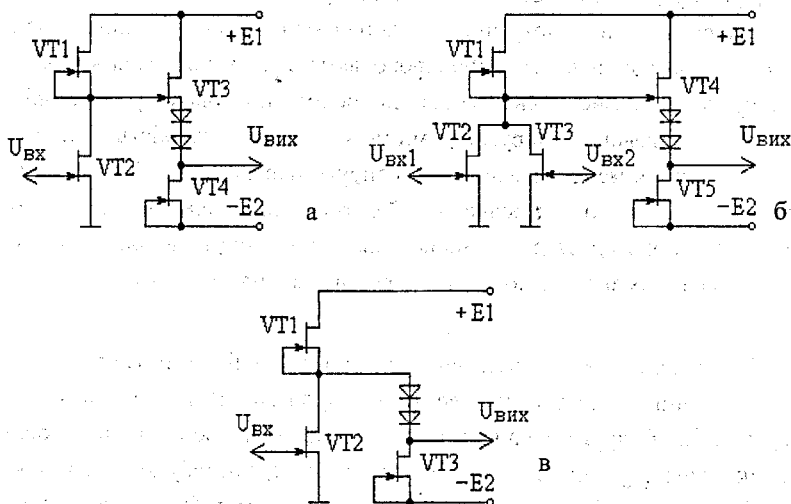


Рисунок 2.4 – Електричні схеми елементів з буферними каскадами:
 а – інвертора; б – елемента АБО-НІ; в – інвертора зі зниженою потужністю споживання

Логічні вентиля такого типу складаються з двох каскадів: логічного та буферного. Логічний (ключовий) каскад призначений для формування логічної функції від входніх сигналів, що подаються на затвори його перемикальних транзисторів. Буферний каскад, який найчастіше реалізується за схемою витокового повторювача (рис. 2.4а,б), виконує функції формування і зміщення рівнів сигналів, що надходять з виходу

логічного каскаду. Наявність такого каскаду дозволяє використовувати для побудови логічного елемента транзистори одного типу – нормально відкриті польові транзистори. Крім узгодження рівнів вхідних та вихідних сигналів логічного вентиля буферний каскад значно підвищує навантажувальну спроможність елемента. Зміщення рівнів здійснюється за допомогою діодів Шотткі. Необхідна кількість діодів визначається пороговою напругою транзисторів, що використовуються, і, у свою чергу, визначає значення напруги перепаду логічних рівнів.

До переваг логічних вентилів з буферними каскадами можна віднести високу швидкість перемикання при великому значенні коефіцієнта розгалуження за виходом.

Недоліками логіки з буферними каскадами є використання двох джерел живлення та порівняно велика споживана потужність. Для зниження споживаної потужності застосовують польові транзистори з меншою пороговою напругою або виключають зі схеми вентиля витоковий повторювач (див. рис. 2.4в). Схеми на основі польових транзисторів з меншою пороговою напругою містять меншу кількість діодів і характеризуються меншим значенням напруги перепаду логічних рівнів, а значить, і гіршою перешкодостійкістю. Виключення витягового повторювача призводить до зниження швидкості перемикання, особливо у випадках великих значень коефіцієнта розгалуження за виходом.

2.3.3 Логічні схеми на польових транзисторах з діодами Шотткі

Електричні схеми логічних вентилів з діодами Шотткі зображені на рис. 2.5. Вони будуються на нормально відкритих польових транзисторах і тому, як і логічні схеми з буферними каскадами, потребують узгодження рівнів вхідних і вихідних сигналів ключового каскаду (значення напруги, що дорівнює нулю, яке є мінімальним для виходу ключового каскаду повинно бути максимальним для його входу). Функції зміщення рівнів в схемах з діодами Шотткі виконуються вхідним каскадом, зібраним на транзисторі VT1. Транзистор VT1, підключений до джерела живлення негативною полярністю, разом із діодами Шотткі перетворює позитивні напруги логічних рівнів на вході вентиля у відповідні їм негативні напруги на затворі перемикального транзистора VT3 ключового каскаду. Як і для попередніх двох типів логічних схем ключовий каскад в елементах з діодами Шотткі виконує функції інвертора.

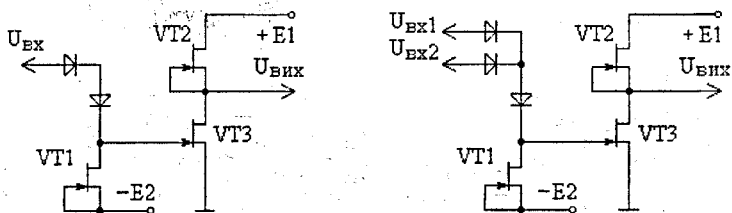


Рисунок 2.5 – Електричні схеми елементів з діодами Шотткі:

а – інвертора; б – елемента АБО-НІ

За наявності кількох входів (див. рис. 2.5б) попередній каскад, що зібраний на транзисторі VT1, додатково до формування необхідних рівнів напруг для ключового каскаду виконує логічну функцію "АБО" над входними сигналами. У цьому випадку діоди Шотткі, аноди яких безпосередньо зв'язані з входними клемми вентиля, крім зміщення рівнів запобігають замиканню входів логічного елемента.

Перевагами логічних схем з діодами Шотткі є порівняно мала потужність споживання (приблизно 1/5 потужності споживання аналогічного вентиля з буферними каскадами) і порівняно велика щільність упаковки при великих коефіцієнтах об'єднання за входом (при збільшенні кількості входів площа, що займається вентилям, збільшується несуттєво через малі розміри діодів Шотткі).

До недоліків вентилів, реалізованих за логікою з діодами Шотткі, можна віднести наявність двох джерел живлення, невелику навантажувальну спроможність та порівняно невелику швидкодію, яка зменшується при збільшенні коефіцієнта розгалуження за виходом. Для значення останнього, яке є більшим за три, для збереження швидкодії треба або додавати вихідний буферний каскад, або в якості навантажувального транзистора VT2 використовувати транзистор з широким каналом.

2.3.4 Витоково-зв'язана логіка

Розкид значень порогових напруг польових транзисторів на GaAs в логічних вентилях одного типу з однією і тією самою електричною схемою є суттєвим фактором, що обмежує рівень інтеграції та відсоток виходу придатних транзисторів. У логічних вентилях на базі витоково-зв'язаної логіки (ВЗЛ), структура логічного елемента така, що суттєвим є лише відносне відхилення значень порогових напруг транзисторів.

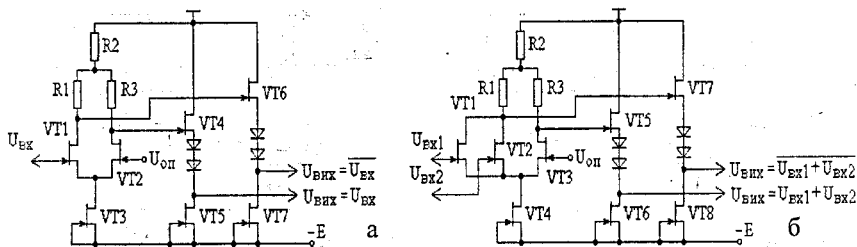


Рисунок 2.6 – Електричні схеми елементів витоково-зв’язаної логіки:
а – інвертора; б – елемента АБО-ІІІ

Електричні схеми інвертора та елемента АБО-ІІІ, реалізованих за витягово-зв’язаною логікою наведені на рис. 2.6а та 2.6б, відповідно. Одноярусний елемент ВЗЛ (рис. 2.6а), що виконує функції інвертора, складається з перемикачів струму на транзисторах VT1 і VT2 та вихідних буферних каскадів, зібраних на транзисторах VT4 і VT6. В якості навантажувальних транзисторів VT3, VT5 і VT7, що виконують функції джерел струму, використовуються нормально відкриті польові транзистори. В якості транзисторів VT1, VT2, VT4 і VT6 можуть бути використані [12, 13] як нормально відкриті, так і нормально закриті транзистори.

Один з входів диференціального підсилювача, що зібраний на транзисторах VT1 і VT2, є зовнішнім входом логічного вентиля, а інший – входом, до якого прикладається опорна напруга [13]. Проте й обидва входи можуть бути використані в якості входів логічного елемента. У цьому випадку на затвори транзисторів VT1 і VT2 будуть надходити парафазні сигнали з виходів попереднього елемента ВЗЛ [12].

Коли значення вхідної напруги (напруги, яка прикладається до затвора VT1) є більшим за значення опорної напруги $U_{оп}$, більша частина струму, значення якого задається транзистором VT3, буде протікати крізь транзистор VT1. При цьому падіння напруги на резисторі R1 буде перевищувати падіння напруги на резисторі R3. У результаті потенціал стоку транзистора VT1 буде нижчим за потенціал стоку транзистора VT2. Буферні каскади, що зібрані за схемою витокового повторювача, зміщуючи рівні вихідних напруг диференціального підсилювача, перетворюють ці потенціали у відповідні ним сигнали низького та високого рівня на виході елемента. Якщо значення вхідної напруги буде меншим за $U_{оп}$, більша частина струму транзистора VT3 буде протікати крізь транзистор VT2. У цьому випадку вихідна напруга інвертора, що знімається зі стоку

транзистора VT7, буде відповідати високому логічному рівню, а вихідна напруга, що знімається зі стоку транзистора VT5, – низькому. Значення опорної напруги $U_{оп}$ визначає порогову напругу логічного вентиля.

Для зменшення ємності затвор-стік транзисторів, яка суттєво впливає на швидкодію логічного вентиля, необхідно щоб транзистори працювали у пологій області характеристик. Для транзисторів VT1 та VT2 ця умова при вибраному значенні напруги логічного перепаду забезпечується вибором кількості діодів Шотткі, що входять до складу буферних каскадів. Якщо транзистори VT4 та VT6 є нормально відкритими, то реалізація цієї умови досягається включенням до стокових кіл транзисторів VT1 і VT2 загального резистора R2.

Схеми втягово-зв'язаної логіки споживають значно більшу потужність, ніж аналогічні елементи інших типів, оскільки вони є більш насиченими елементами та мають більші значення напруги живлення, для отримання необхідного перепаду рівнів вихідних напруг. Проте елементи ВЗЛ забезпечують [12, 13] рекордно малі значення затримки перемикавання, характеризуються доброю перешкодостійкістю, зберігають працездатність при значних технологічних розкидах параметрів схеми у широкому температурному діапазоні.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Арсенід галію як перспективний матеріал мікроелектроніки: переваги та труднощі практичного використання.

2. Польові транзистори з бар'єром Шотткі. Структура, принципи роботи та типи GaAs-ПТШ.

3. Польовий транзистор з гетеропереходом. Структура, принципи роботи та типи СЛГТ.

4. Логічні схеми з безпосередніми зв'язками: електрична схема та принцип роботи інвертора. Переваги та недоліки цього типу схем. Враховуючи те, що, як правило, напруга одного з двох логічних рівнів є близькою до нуля, визначте, якою повинна бути напруга (нульова, позитивна або негативна) високого та низького логічних рівнів для розглянутого типу схем.

5. Логічні схеми з буферними каскадами: електрична схема та принцип роботи інвертора. Переваги та недоліки цього типу схем. Враховуючи те, що, як правило, напруга одного з двох логічних рівнів є близькою до нуля, визначте, якою повинна бути напруга (нульова,

позитивна або негативна) високого та низького логічних рівнів для розглянутого типу схем.

6. Логічні схеми з діодами Шотткі: електрична схема та принцип роботи інвертора. Переваги та недоліки цього типу схем. Враховуючи те, що, як правило, напруга одного з двох логічних рівнів є близькою до нуля визначте якою повинна бути напруга (нульова, позитивна чи негативна) високого та низького логічних рівнів для розглянутого типу схем.

7. Логічні схеми на базі витоково-зв'язаної логіки: електрична схема та принцип роботи інвертора. Переваги та недоліки цього типу схем. Враховуючи те, що, як правило, напруга одного з двох логічних рівнів є близькою до нуля визначте якою повинна бути напруга (нульова, позитивна чи негативна) високого та низького логічних рівнів для розглянутого типу схем.

3. ОДНОЕЛЕКТРОННІ ТА МОЛЕКУЛЯРНІ ПРИЛАДИ

Останнім часом у зв'язку з наближенням до меж мініатюризації в класичній мікроелектроніці, посилився інтерес до приладів, що можуть забезпечити подальший прогрес електронної техніки. Одним з можливих шляхів такого прогресу є створення приладів, в яких контролюється переміщення певної кількості електронів, зокрема, одного електрона. Створення так званих одноелектронних приладів відкриває привабливі перспективи цифрової одноелектроніки, у якій біт інформації буде представлений одним електроном. У таких приладах переміщення електрона відбувається за допомогою тунелювання. Оскільки час тунелювання електрона досить малий, то теоретична межа швидкодії одноелектронних приладів є дуже високою. З іншого боку, робота, яка витрачається на переміщення одного електрона, є малою, тому енергоспоживання одноелектронних схем повинно бути надзвичайно малим. Так [14], за оцінками основоположника одноелектроніки К.К.Ліхарьова, теоретична межа швидкодії одноелектронного приладу складає сотні ТГц (терагерц), а енергоспоживання одного приладу – $3 \cdot 10^{-8}$ Вт.

Явище одноелектронного тунелювання вперше було передбачене у 1986 р. радянським вченим К.К. Ліхарьовим. Вже через кілька років з'явилися повідомлення про експериментальні спостереження всіх теоретично розглянутих ним ефектів. У силу деяких особливостей, що будуть докладно обговорені нижче, перші експерименти проводилися при дуже низьких температурах – кілька мК. У наш час одноелектронні ефекти спостерігаються і при кімнатній температурі. Незважаючи на це, питання про динамічні характеристики таких приладів, зокрема їхню швидкодію, а також про відтворюваність їх параметрів залишаються відкритими. Стійко працюючі прилади з відтвореними характеристиками існують лише при температурі 4.2 К. Однак на відміну від ситуації з високотемпературною надпровідністю, де неясно, чи можлива надпровідність при кімнатній температурі, одноелектронні ефекти при кімнатній температурі вже спостерігалися і проблема полягає в створенні приладів, придатних для серійного інтегрального виробництва.

3.1 Теоретичні основи одноелектроніки

3.1.1 Базова теорія кулонівської блокади

У теорії одноелектронного тунелювання першою була описана система з одного тунельного переходу між двома металевими контактами. Нехай ємність такої системи є C . Тоді, згідно з добре відомим рівнянням, енергія такої системи, тобто по суті конденсатора, складає

$$E = \frac{Q^2}{2C}, \quad (3.1)$$

де Q - заряд на обкладинках конденсатора.

Оскільки заряд є дискретною величиною, то мінімальне значення зміни енергії ΔE складе:

$$\Delta E = \frac{e^2}{2C}, \quad (3.2)$$

де e - елементарний заряд електрона.

Для спостереження ефектів одноелектронного тунелювання необхідне виконання двох умов. Перша з них

$$\Delta E \ll kT, \quad (3.3)$$

де k - постійна Больцмана; T - температура.

Фізично дана умова означає, що мінімальна зміна енергії повинна бути більшою за температурні флуктуації. Крім того, необхідно, щоб дана зміна перевищувала і квантові флуктуації:

$$\Delta E = \frac{hG}{C}, \quad (3.4)$$

де $G = \max(G_s, G_t)$, G_t - провідність тунельного переходу; G_s - провідність, що шунтує перехід.

На підставі (3.4), можна записати, що

$$G \ll R_Q^{-1}, \quad (3.5)$$

де $R_Q = \frac{h}{4e^2} = 6.45 \text{ кОм}$ - квантовий опір.

Одне з найважливіших припущень теорії одноелектронного тунелювання полягало у тому, що початковий заряд Q на тунельному переході може бути відмінним від 0, і, більш того, може приймати значення, не кратні цілому числу електронів. Даний факт може бути пояснений тим, що початковий заряд може бути створений поляризацією прилеглих електродів, заряджених домішок і так далі і, таким чином, мати будь-які значення. Тоді заряд Q у рівнянні (3.1) буде визначатися як $Q = Q_0 - e$. З усього вище сказаного випливає, що якщо Q лежить у межах від $-e/2$ до

$+e/2$, то додавання або віднімання цілого числа електронів буде збільшувати енергію (3.1), тобто є енергетично не вигідним. Даний висновок ілюструється рисунком 3.1.

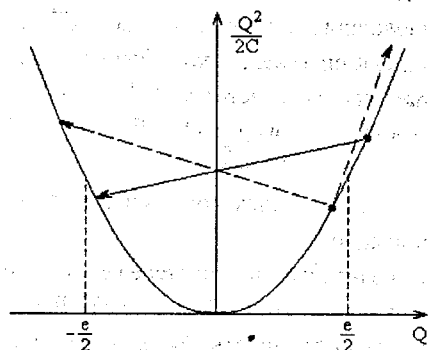


Рисунок 3.1 – Залежність зарядової енергії переходу від заряду. Стрілками показано додавання (віднімання) одного електрона [14].

З рис. 3.1 видно, що якщо заряд e хоча б не набагато меншим за $e/2$, то додавання чи віднімання одного електрона (штрихпунктирні стрілки) призводить до збільшення загальної енергії. Якщо ж заряд перевищує значення $e/2$, то вигідним стає тунелювання електрона крізь діелектрик. Оскільки напруга на конденсаторі $U = Q/C$, то при напругах від $-e/2C$ до $+e/2C$ струм через тунельний перехід протікати не повинен. Інакше кажучи, щоб забезпечити тунелювання крізь перехід, необхідно подолати силу кулонівського відштовхування електронів. Даний ефект відсутності струму при прикладенні напруги в зазначених межах був названий ефектом кулонівської блокади. Таким чином, кулонівська блокада – це явище відсутності струму, під час прикладення напруги до тунельного переходу через неможливість тунелювання електронів внаслідок їх кулонівського відштовхування. Напругу, яку необхідно прикласти до переходу для подолання кулонівської блокади, іноді називають також напругою відсічення. Надалі будемо дотримувати терміна “напруга кулонівської блокади” і позначення U_{KB} :

$$U_{KB} = \frac{e}{2C}, \quad (3.6)$$

Розглянемо процес протікання струму крізь одиночний тунельний перехід. Оскільки струм є величиною безперервною, то заряд на одному боці переходу накопичується поступово. Під час досягнення значення $e/2$ відбувається тунелювання одного електрона крізь перехід і процес

повторюється. Це аналогічно падінню крапель з нещільно закритого крана: при досягненні деякої критичної маси крапля відривається від крана і починається утворення наступної (така аналогія була запропонована Ліхарьовим [14]). Заряд одного електрона e накопичується для струму I за час t : $e = I \cdot t$. Потім електрон тунелює крізь перехід. Неважко бачити, що процес повторюється періодично з частотою:

$$f = \frac{I}{e}. \quad (3.7)$$

Такі осциляції були названі одноелектронними тунельними (SET – Single Electron Tunneling) осциляціями.

Необхідно ще раз відзначити, що спостереження кулонівської блокади можливе лише при виконанні умов (3.3) і (3.5). Дані умови, особливо температурна (3.3), накладають досить тверді обмеження на конструкції одноелектронних приладів. З рівнянь (3.2) і (3.3) можна отримати значення ємності, необхідне для спостереження кулонівської блокади при даній температурі T :

$$C \ll \frac{e^2}{2kT}. \quad (3.8)$$

Підставивши чисельні значення e і k , отримаємо, що для спостереження ефекту при 4.2 К необхідна ємність $\ll 2 \cdot 10^{-16}$ Ф, а для $T = 77$ К і $T = 300$ К, відповідно $\ll 10^{-17}$ і $\ll 3 \cdot 10^{-18}$. Таким чином, для роботи приладів при високих температурах (більших 77 К) необхідна ємність $10^{-18} - 10^{-19}$ Ф або 0.1 – 1 аФ (аттофарада).

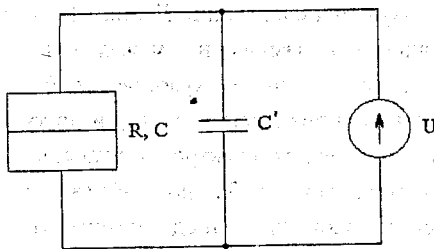


Рисунок 3.2 – Еквівалентна схема тунельного переходу

На рис. 3.2 наведена еквівалентна схема розглянутої системи. Прямокутником позначений тунельний перехід. Дане графічне позначення для кулонівського тунельного переходу є загальноприйнятим. Перехід характеризується опором R і ємністю C . Через C' позначена ємність контактів. До переходу прикладена напруга U . З приведеної схеми добре

видно, що, якщо паразитна ємність C' більша за ємність переходу, то ємність системи буде визначатися шунтуючою ємністю C' , тобто ємністю контактів. У реальних приладах не вдається отримати шунтуючу ємність меншу за $\sim 10^{15}$ Ф [14], що є, як мінімум, на два порядки більша за необхідну для спостереження одноелектронного тунелювання навіть при температурах рідкого гелію. Таким чином, спостереження одноелектронного тунелювання в системі з одним переходом при сучасному розвитку технології є проблематичним.

Для розв'язування даної проблеми була запропонована конструкція з двох тунельних переходів, що включені послідовно. Еквівалентна схема цієї конструкції подана на рис. 3.3.

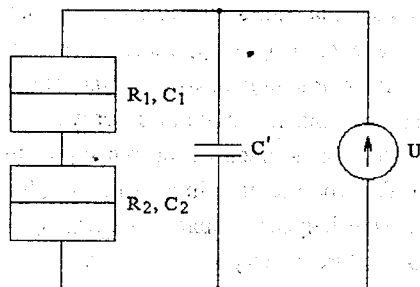


Рисунок 3.3 – Еквівалентна схема конструкції з двома переходами

Як видно з цього рисунку, ємність контактів вже не шунтує ємність кожного переходу. Загальна електростатична енергія такої системи складе:

$$E = \frac{Q_1^2}{2C_1} + \frac{Q_2^2}{2C_2}, \quad (3.9)$$

де 1 і 2 – індекси переходів.

Фізично така конструкція являє собою малу провідну частинку, яка відокремлена від контактів тунельними переходами, тому $Q_1 = Q_2 = Q$ – заряду, що знаходиться на частинці. Тоді умову (3.9) можна переписати у вигляді:

$$E = \frac{Q^2}{2C_{\Sigma}}, \quad (3.10)$$

яка є цілком аналогічною формулі (3.1), за винятком того, що замість ємності C фігурує ємність $C_{\Sigma} = C_1 + C_2$ – сумарна ємність двох переходів, оскільки C_1 і C_2 включені паралельно, якщо дивитися з частинки. Таким чином, справедливими залишаються формули (3.2), (3.4) і (3.8) якщо

замінити в них C на C_Σ . У формулах (3.3) і (3.4) необхідно замінити G на $\max(G_1, G_2)$.

Розглянемо двоперехідну систему з несиметричними переходами. Темп тунелювання крізь перший перехід можна записати як [14]:

$$\Gamma_1 = \frac{\delta E_1}{e^2 R_1}, \quad (3.11)$$

де $\delta E_1 = eU_1 - e^2/2C_1$ – зміна енергії на першому переході під час падіння на ньому напруги $U_1 > U_{\text{кв}}$. Підставивши δE_1 у рівність (3.11), одержимо

$$\Gamma_1 = \frac{U_1}{eR_1} - \frac{1}{2CR_1}. \quad (3.12)$$

Аналогічний вираз можна записати і для Γ_2 . З умови (3.12) видно, що при відхиленні R і C переходів будуть відрізнятися і темпи тунелювання електронів крізь них. Якщо R і C переходи є рівними, то при збільшенні напруги буде відбуватися плавне зростання струму, оскільки кількість електронів, що прийшли на кулонівський острів (провідну частинку), буде дорівнювати кількості електронів, що пішли з нього. При несиметричності переходів на острові буде існувати заряд з n електронів. При збільшенні напруги до значення, достатнього для закидання на острів $n+1$ -го електрона, спочатку буде відбуватися різке збільшення струму, обумовлене переходом з високим темпом тунелювання. Подальше збільшення струму буде повільним і обумовленим переходом з низьким темпом тунелювання, доки на острів не зможе потрапити $n+2$ -ий електрон. Таким чином, хоча струм крізь систему буде протікати безперервно, у кожен момент часу на острові буде існувати певна кількість електронів, яка залежить від прикладеної напруги. У результаті ВАХ двоперехідної системи буде мати східчастий вигляд, що називається “кулонівськими сходами”. Сходинок кулонівських сходів будуть тим яскравіше виражені, чим несиметричніші будуть переходи. При симетрії переходів, тобто при рівності RC -постійних, сходинок зникають.

Сімейство кулонівських сходів, розраховане К.К. Ліхарьовим для різних значень Q , наведене на рис. 3.4 [14].

Теоретичні дослідження ефекту кулонівської блокади показали, що цей ефект може викликати інші ефекти, які, у свою чергу, можуть впливати на саму блокаду [14]. Одним з таких ефектів є ефект, при якому кулонівський острів може змінювати положення щодо електродів. Такий випадок має місце при використанні в якості тунельних діелектриків органічних матеріалів. У цьому випадку кулонівський острів буде періодично

змінювати положення щодо електродів, курсуючи між ними на зразок човника при передачі електронів. У результаті цього будуть виникати кулонівські сходи навіть якщо рівні товщини тунельних бар'єрів.

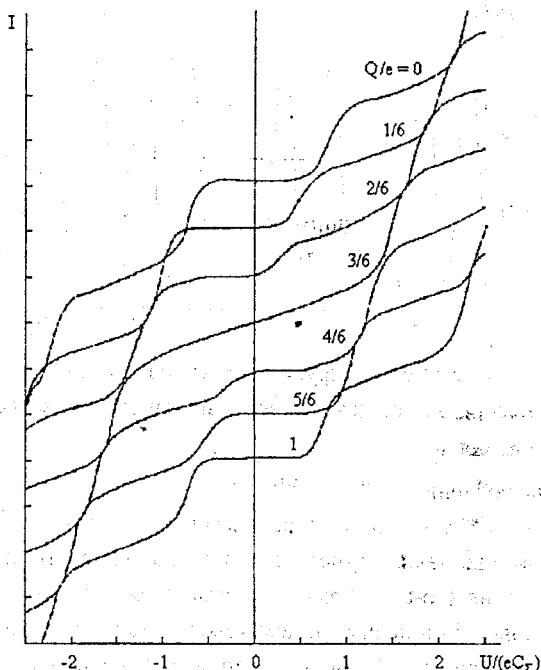


Рисунок 3.4 – Розрахункові вольт-амперні характеристики схеми, що зображена на рис. 3.3, для різних значень зовнішнього заряду ($G_1 \ll G_2$, $C_1 = C_2$) [14]

Як вже було відзначено вище, заряд Q у рівнянні (3.1) можна записати у вигляді:

$$Q = Q_0 - ne, \quad (3.13)$$

де n - ціле число електронів на кулонівському острові.

Оскільки Q_0 має поляризаційний характер, то розташувавши поруч з кулонівським островом третій електрод – затворний, можна керувати цим зарядом шляхом прикладання затворної напруги. Слід відзначити, що цей заряд можна змінювати безперервно, пропорційно затворній напрузі. Таким чином, при безперервній зміні Q_0 періодично буде виконуватися умова кулонівської блокади, яка графічно зображена на рис. 3.1. Отже, при послідовній зміні затворної напруги періодично буде виникати кулонівська блокада, і залежність струму через точку (або напруги на ній при

постійному струмі) буде носити осциляційний характер. Приклад таких осциляцій (напруга на точці при постійному струмі крізь неї в залежності від затворної напруги) наведений на рис. 3.5 [14].

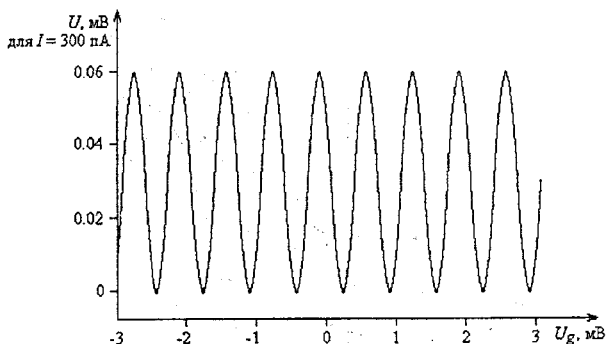


Рисунок 3.5 – Залежність напруги на квантовій точці при постійному струмі через неї $I = 300$ пА в залежності від напруги на затворі

3.1.2 Со-тунелювання

У системах з декількома переходами крім послідовних подій тунелювання можливе також тунелювання більш високого порядку, так зване со-тунелювання (co-tunneling) [14], при якому зберігається енергія лише між початковим і кінцевим станом усього масиву переходів. Іншими словами, масив переходів є “чорною скринькою”, на вході і виході якої енергія електрона, що проходить крізь неї, зберігається, однак поведінка електрона на кожному окремому переході не визначена. Крім того, можливо також непружне тунелювання, за якого відбувається генерація або рекомбінація електронно-діркових пар.

3.2 Реалізація одноелектронних приладів

Конструкції одноелектронних приладів різні, однак їх можна класифікувати за такими ознаками.

За напрямком протікання струму конструкції поділяються на горизонтальні (латеральні) і вертикальні. У горизонтальних приладах напрямок протікання струму є паралельним площині поверхні структури. У вертикальних – напрямок струму є перпендикулярним площині поверхні.

За способом формування квантових точок конструкції поділяються на прилади на постійних і тимчасових (індукованих) квантових точках. Слід відзначити, що термін “квантова точка” стосовно малого об’єкта не завжди

є коректним, оскільки квантування енергетичного спектра може і не спостерігатися. Однак даний термін широко використовується в силу того, що для квантування спектра досить понизити температуру. Надалі ми будемо дотримуватися цієї термінології. Постійна квантова точка існує увесь час і являє собою найчастіше який-небудь кластер (металевий або напівпровідниковий). Індукована квантова точка створюється в двовимірному електронному газі шляхом прикладення напруг, що збіднюють, тобто існує лише під час роботи приладу. Крім того, за способом формування двовимірного електронного газу прилади на індукованих квантових точках можна поділити на інверсні і гетероструктурні. В інверсних приладах двовимірний електронний газ формується в інверсійних приповерхневих каналах шляхом прикладення відповідної напруги. У гетероструктурних приладах двовимірний електронний газ існує на гетеропереході.

За кількістю квантових точок прилади поділяються на нульвимірні (одноточкові), одновимірні (ланцюжок точок) і двовимірні (масив точок).

За керованістю параметрами квантових точок прилади поділяються на некеровані (двоелектродні) і керовані (багатеелектродні, з одним чи декількома затворами).

Розглянемо конструкції одноелектронних приладів, що найбільш часто зустрічаються.

3.2.1 Прилади на основі скануючого тунельного мікроскопа

Прикладом вертикального одноелектронного приладу служить конструкція з використанням скануючого тунельного мікроскопа. Ідея даної реалізації полягає в тому, що між провідною підкладкою і голкою скануючого тунельного мікроскопа розташовується деяка мала металева частинка (металевий кластер), ізольована тунельними переходами як від підкладки, так і від голки. Таким чином, металева частинка відіграє роль кулонівського острівця. Загальний схематичний вигляд такої конструкції поданий на рис. 3.6. Щодо наведеної вище класифікації це вертикальний нульвимірний некерований прилад на постійній квантовій точці. Слід зазначити, що реалізований за допомогою скануючого тунельного мікроскопа одноелектронний прилад, був першим, робота якого була здійснена при кімнатній температурі [14].

Ізоляція частинки від підкладки може здійснюватися по різному: частинка або висаджується на тонкий ізолювальний шар (рис. 3.6а), або металевий кластер оточують непровідними органічними лігандами

(рис. 3.66). У першому випадку в якості металевої частинки найчастіше використовується золото, рідше – срібло або індій. Для отримання частинки золота на ізолювальну плівку наноситься тонкий (від 0.2 до 1 нм) шар Au, який збирається в кластери розміром кілька нм, або на ізолювальну плівку осаджуються попередньо сформовані кластери [14]. В якості підкладки може використовуватися також золото з нанесеною органічною діелектричною плівкою або алюміній. У разі використання алюмінію роль діелектрика відіграє його окисел. Товщина діелектрика в обох випадках складає близько 1 нм.

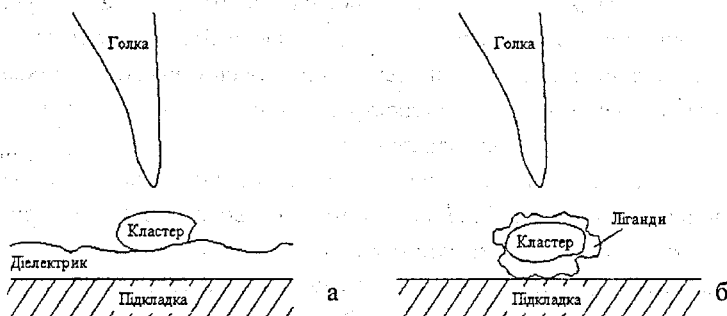


Рисунок 3.6 – Експериментальна реалізація двоперехідної системи: а - голка мікроскопа розташовується над металевою частинкою, що лежить на ізолювальному шарі; б - металева частинка оточена ізолювальним шаром ліганд, що відіграють роль тунельного бар'єра

У випадку ізоляції металевих частинок шляхом оточення їх органічними молекулами, в якості металевої частки найчастіше використовується платина. Частинка металу занурюється у водний розчин органічного з'єднання, наприклад, полівінілпірролідона у результаті чого навколо частинки утворюється “шуба” з полімерних металофільних молекул.

Крім зазначених вище неорганічних матеріалів (металів) в якості кулонівського острівця можуть використовуватися органічні молекули, зокрема органічні молекули рідких кристалів.

3.2.2 Вертикальні одноелектронні прилади на основі сандвічевих структур

Одним з можливих шляхів реалізації одноелектронних приладів є застосування багат шарових структур, вирощених за допомогою

молекулярно-променевої епітаксії. Оскільки молекулярно-променева епітаксія дозволяє вирощувати шари з точністю до одного моношару, то для формування квантових точок необхідних розмірів їх залишається обмежити в двох інших вимірах. В якості матеріалу в основному використовуються гетероструктури на основі GaAs/AlGaAs. Схематичний переріз конструкції вертикального керованого приладу із структурою на основі AlGaAs/GaAs зображений на рис. 3.7. Дана конструкція є вертикальним керованим приладом на одній індукованій точці.

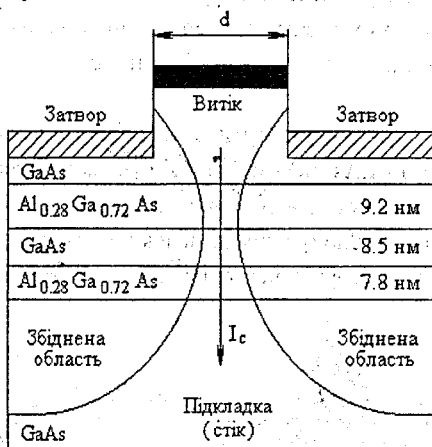


Рисунок 3.7 – Схематична діаграма субмікронного вертикального одноелектронного транзистора

Діаметр d верхнього контакту, який формується на поверхні двобар'єрної структури складає від 0.3 до 0.7 мкм. Цей контакт використовується як маска для формування затворного контакту.

При відсутності напруги на затворі структура поводить себе як резонансно-тунельний діод. Подача на затвор негативної напруги створює області збіднення, що обмежують квантову яму між двома бар'єрами. Обмеження квантової ями призводить до обмеження області, в якій існує двовимірний електронний газ, тобто до утворення квантової точки. Таким чином, при подачі на затвор негативної напруги формується (індукується) квантова точка.

Досить великий інтерес представляють вертикальні одноелектронні транзистори, в яких використовуються квантові точки, що самоорганізуються. Механізм утворення таких точок полягає в тому, що при молекулярно-променевій епітаксії кристалічної речовини, що має деяку

неузгодженість постійної кристалічних ґрат з підкладкою, плівка спочатку росте напруженою псевдоморфною, а потім розривається на окремі острівці нанометрових розмірів, що і використовуються як квантові точки.

3.2.3 Прилади на основі квантових проводів

В окремий клас можна винести прилади, створені на основі квантових проводів, тобто одновимірних електронних систем. Такі одновимірні квантові проводи розриваються по-різному на окремі квантові точки, у результаті чого стає можливим спостереження кулонівських ефектів. Яким чином провід розривається на окремі острівці поки ще залишається не досить ясним.

Квантові проводи можуть бути виготовлені на основі гетероструктур GaAs/AlGaAs або InAlAs/InGaAs, які керуються затворами Шотткі. Для утворення квантових проводів використовувалася селективна молекулярно-променева епітаксія, у сполученні із селективним травленням. На рис. 3.8 схематично зображені структури з квантовими проводами.

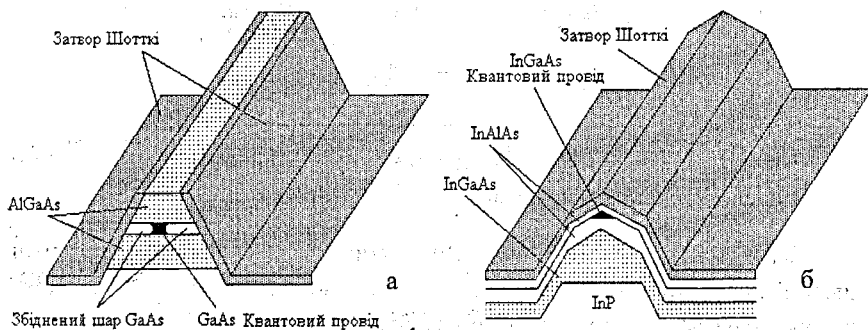


Рисунок 3.8 – Дві конфігурації квантових проводів: а – на основі гетероструктури GaAs/AlGaAs; б – на основі гетероструктури InAlAs/InGaAs [14]

3.2.4 Кремнієві одноелектронні прилади

Конструкції кремнієвих одноелектронних транзисторів на одній квантовій точці та на двох квантових точках зображені на рис. 3.9а та 3.9б, відповідно. Затвор кожного з цих транзисторів складається з двох, електрично незв'язаних частин: верхнього та нижнього затворів. Верхній затвор від нижнього та нижній затвор від напівпровідника відокремлюються шарами діелектрика товщиною 10 та 50 нм, відповідно.

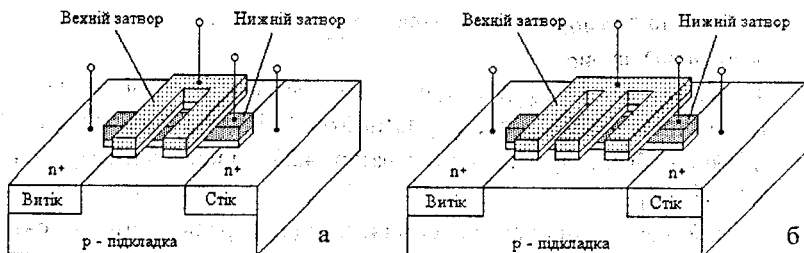


Рисунок 3.9 – Схеми кремнієвих одноелектронних транзисторів з двома затворами: а – на одиничній квантовій точці; б – на подвійній квантовій точці

Подача на нижній затвор позитивної відносно витіку напруги формує у підкладці інверсний канал, збагачений електронами. Одночасна з цим подача на верхній затвор негативної відносно витіку напруги призводить до того, що у тих місцях каналу, над якими верхній затвор перекриває нижній, канал буде розриватися областями збіднення. Останні, обмежуючи частину каналу, яка залишається провідною, формують квантові точки. Для транзистора, конструкція якого подана на рис. 3.9а, канал розривається у двох місцях, тому така точка буде одна. У транзисторі, зображеному на рис. 3.9б, канал розривається в трьох місцях, і тому таких точок буде дві.

Розглянуті прилади є планарними керованими приладами на одній або двох індукованих квантових точках.

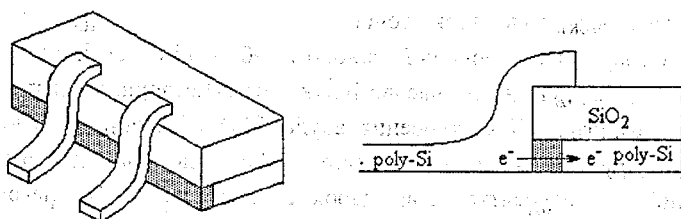


Рисунок 3.10 – Схема одноелектронного транзистора

Ще одна з можливих конструкцій кремнієвих одноелектронних транзисторів зображена на рис. 3.10. Прилад виготовляється у такий спосіб: на полікремнієвий шар наноситься товстий шар SiO_2 . За допомогою електронної літографії і реактивного іонного травлення формується острівець Si-SiO_2 . Потім проводиться термічне окислювання для отримання тонкого окислу (2 нм) на бічній поверхні острівця. Після нанесення ще одного шару полікремнію за допомогою електронної літографії і

реактивного іонного травлення формуються контакти, що підводять, як показано на рис. 3.10.

Як видно з рисунку, площа тунельного контакту визначається висотою острівця і шириною контакту, що складають 30 і 100 нм, відповідно. При товщині бічного окислу 2 нм і температурі 4.2К ємність контакту складає 50 аФ [14].

У даній конструкції приладу острівець відіграє роль квантової точки, а тонкий бічний окисел острівця – роль тунельних контактів. Підкладка використовується як затворний електрод. Розглянутий транзистор є планарним керованим приладом на одній постійній квантовій точці.

3.2.5 Прилади на основі двовимірного електронного газу в AlGaAs/GaAs гетероструктурах

Конструкції приладів на основі двовимірного електронного газу в AlGaAs/GaAs гетероструктурах належать до планарних керованих приладів на одній або декількох квантових точках. Основна ідея, що покладена у принцип їх роботи, полягає у формуванні у двовимірному електронному газі квантових точок шляхом прикладання напруг, що збіднюють, до електродів, розташованих на поверхні напівпровідникової пластини [14]. Квантові точки у таких приладах утворюються (індукуються) при обмеженні двовимірного електронного газу областями збіднення. Конструкції такого типу відрізняються лише конфігурацією електродів керування та кількістю квантових точок.

При застосування відповідної технології збіднені області, а значить і квантові точки, можуть не тимчасово індукуватися затворними напругами, а існувати постійно. Для створення вбудованих областей збіднення на гетероструктуру GaAs/AlGaAs n-типу, що містить двовимірний електронний газ, наноситься шар двоокису кремнію (SiO_2), легований цинком (Zn). Потім цей шар локально нагрівається лазерним променем діаметром 330 нм, потужністю 4.5 мВт при швидкості руху лазерного променя по поверхні 7 нм/с. У результаті нагрівання Zn дифундує у гетероструктуру, де, будучи р-домішкою, створює збіднені області [14].

3.3 Застосування одноелектронних приладів

Одноелектронні пристрої у цифровій електроніці можуть застосовуватися для побудови логічних вентилів та комірок пам'яті. Найпростіші схеми інверторів на одноелектронних транзисторах з

резистивним та ємнісним входами зображені на рис. 3.11а та 3.11б, відповідно [15].

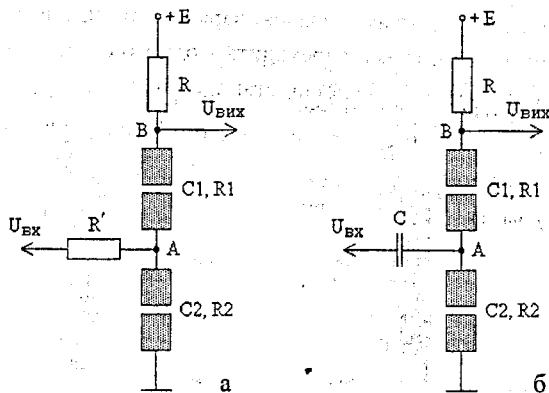


Рисунок 3.11 – Принципові схеми одноелектронних інверторів:
а – резистивного; б – ємнісного

Якщо вхідна напруга $U_{вх}$ є малою, тобто відповідає рівню логічного нуля, і недостатня для подолання кулонівської блокади, то струм крізь транзистор не протікає. У результаті вихідна напруга $U_{вих}$ за своїм значенням буде наближатися до напруги живлення E і відповідати рівню логічної одиниці.

При збільшенні вхідної напруги, до значення, що знімає кулонівську блокаду, тобто до рівня логічної одиниці, крізь транзистор починає текти струм і вихідна напруга знижується до рівня логічного нуля.

Здавалося б тут є повна аналогія з інверторами на звичайних транзисторах, але це не так. Вихідні сигнали не є постійними у часі, адже струм утворюється тунелюванням одного електрона. Оскільки одноелектронне тунелювання має стохастичний характер, то вихідна напруга осцилює у часі. При послідовному з'єднанні кількох одноелектронних [15] інверторів, логічні рівні на виході утворюваного ланцюжка стають стабільними.

Інші дві можливі схеми одноелектронних інверторів наведені на рис 3.12. У схемі, що зображена на рис. 3.12а, на відміну від схеми на рис. 3.11б, навантаженням одноелектронного транзистора є не резистор з постійним опором, а тунельний перехід.

Внутрішній стан цих схем може бути стабільним або нестабільним, що визначається зарядом, який знаходиться у точках А і В. На рис. 3.13 зображена діаграма станів схеми, що наведена на рис. 3.12а, у залежності

від напруг $U_{вх}$ та $U_{вих}$. Заштриховані області являють собою області нестабільності, порожні трикутники зі зрізаними кутами - області кулонівської блокади (у дужках зазначені зарядові стани для точок А і В). При зміні вхідної напруги схема переходить з одного стабільного домена в інший, при цьому змінюється зарядовий стан і, отже, напруга.

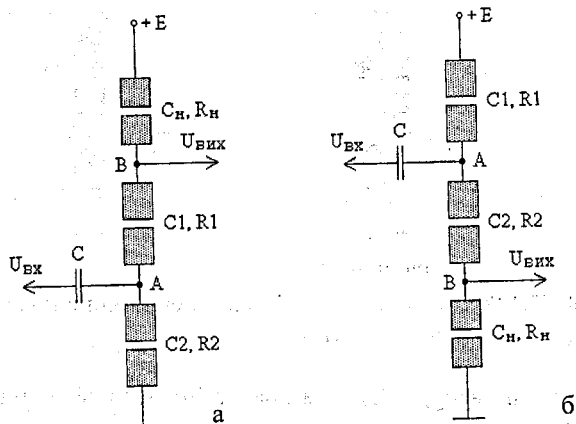


Рисунок 3.12 – Принципові схеми одноелектронних інверторів з використанням тунельного переходу замість стокового (а) і витягового резисторів (б)

У порівнянні зі схемою, що зображена на рис. 3.116, схема на рис. 3.12а є більш стабільна і характеризується відсутністю осциляцій вихідної напруги.

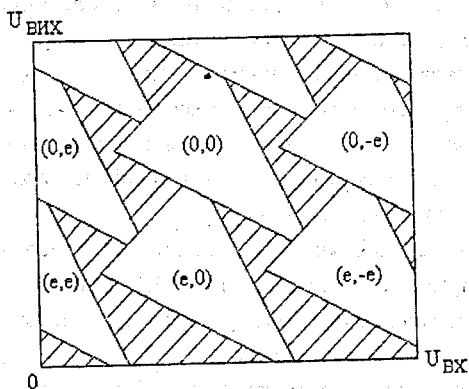


Рисунок 3.13 – Карта доменів стабільності внутрішніх станів схеми, що зображена на рис. 3.12а

Принципово нові конструкції приладів, які можуть бути використані для побудови логічних елементів та комірок пам'яті, ґрунтовані на багатотунельних переходах (Multi Tunnel Junctions – MTJ) [15]. Такі прилади – єдиний приклад практичної реалізації одноелектронних логічних елементів серед усіх описаних у даному розділі. Фізична конструкція приладу з MTJ зображена на рис. 3.14. У GaAs підкладці на глибині 30 нм створюється δ -легований шар Si за допомогою металорганічного хімічного осадження. Потім на поверхні на глибину 120 нм витравлюється структура, зображена на рисунку. Формування квантових точок у каналі відбувається через флуктуації потенціалу.

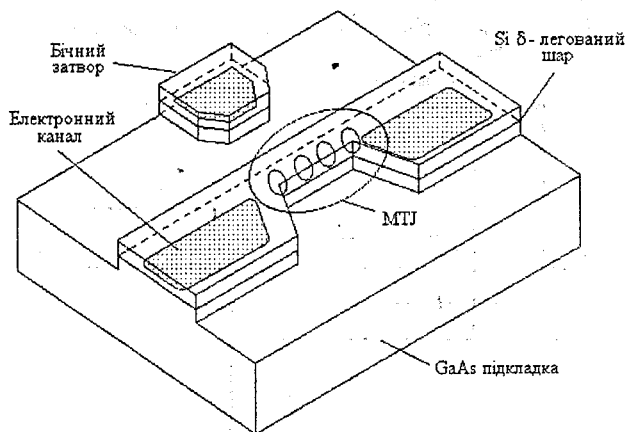


Рисунок 3.14 – Схема приладу, побудованого на MTJ

Як було зазначено вище, одноелектронні прилади можуть використовуватися як комірки пам'яті. Одна з можливих схем одноелектронної комірки пам'яті зображена на рис. 3.15.

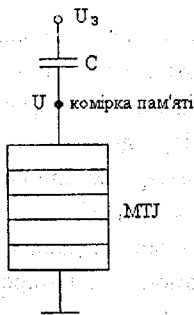


Рисунок 3.15 – Принципова схема одноелектронної комірки пам'яті

При подачі позитивного імпульсу напруги U_z , достатнього для подолання кулонівської блокади, конденсатор C заряджається. Потім, при поверненні U_z до 0, конденсатор починає розряджатися доти, доки процес розрядки не перерве кулонівська блокада. На МТJ буде знаходитися надлишкова кількість електронів, і напруга U буде меншою за нуль 0, поблизу напруги кулонівської блокади ($U > -U_{KB}$). У цьому випадку стан комірки відповідає логічному нулю. При подачі негативного імпульсу напруги U_z , ситуація повторюється, тільки після розряду конденсатора напруга U є позитивною і знаходиться поблизу позитивної напруги кулонівської блокади ($U < U_{KB}$). Такий стан комірки відповідає записаній до неї логічній одиниці. На рис. 3.16 наведена часова залежність напруги на комірці пам'яті при записі логічного нуля та логічної одиниці.

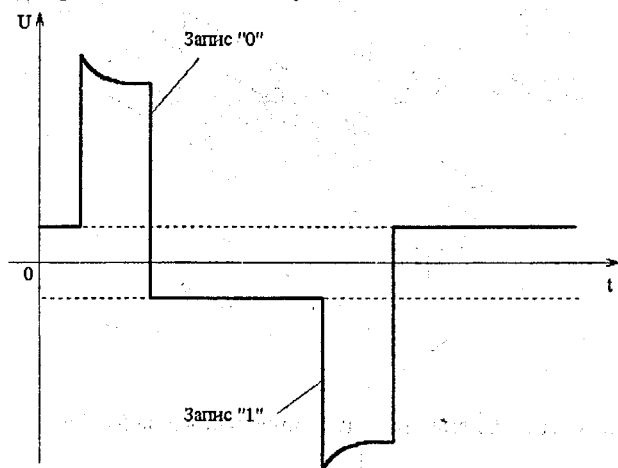


Рисунок 3.16 – Часова залежність напруги на комірці пам'яті при записі "0" та "1"

При застосуванні МТJ як логічного елемента використовується бічний затвор, за допомогою якого можна керувати режимом кулонівської блокади. У цьому випадку прилад поводить себе як інвертор.

Ще одним з різновидів одноелектронних приладів є прилади, побудовані на основі клітинних автоматів, що складаються з кулонівських острівців [15]. Такі прилади мають кілька комірок, кожна з яких являє собою чотири кулонівські острівці, з'єднаних між собою на зразок кільця. Шляхом складання різних комбінацій комірок, можна будувати логічні елементи. Стан комірки ("0" чи "1") визначається розподіленням електронів на кулонівських острівцях усередині комірки. Для того [15], щоб сигнал

крізь комірки розповсюджувався без згасання, кулонівські острівці повинні не містити вільних електронів провідності. Тому вони можуть реалізовуватися, наприклад, на власних напівпровідниках.

Приклад конструкції приладів на основі клітинних автоматів, що реалізує функції елемента І-НІ/АБО-НІ зображений на рис. 3.17. У залежності від сигналу на вході керування елемент виконує або функцію І-НІ, або функцію АБО-НІ. На рис. 3.18 наведений розподіл надлишкових електронів в комітках у режимі роботи І-НІ.

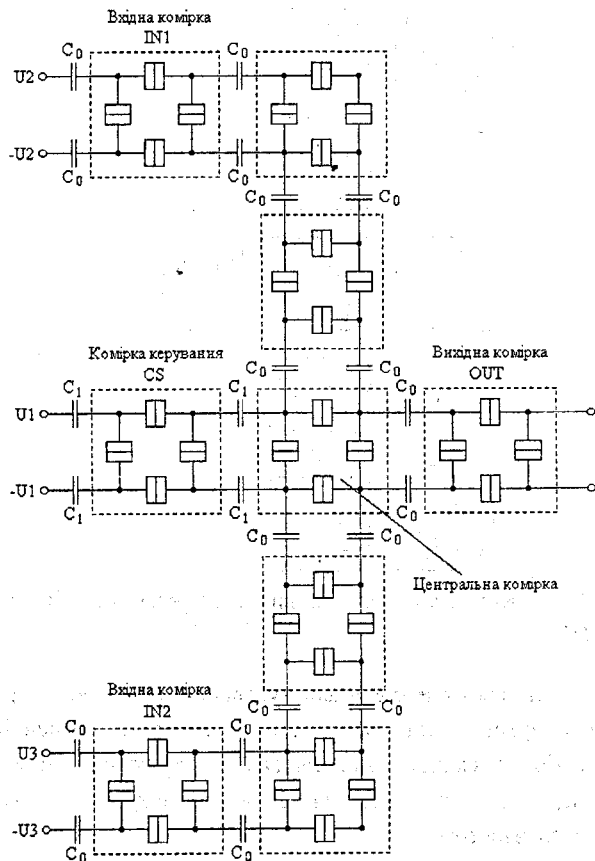


Рисунок 3.17 – Конструкція елемента І-НІ/АБО/НІ

Для реалізації одноелектронної логіки крім приладів на основі клітинних автоматів можуть використовуватися ланцюжки кулонівських острівців, розміщених в електричному полі [15]. Відстань між острівцями у ланцюжках вибирається такою, щоб при прикладанні зовнішньої напруги,

яка створює різницю потенціалів, достатню для подолання кулонівської блокади, електрони могли швидко тунелювати з острівця на острівця. У результаті зовнішнє електричне поле, заганняючи електрони у кінець ланцюжка, поляризує його. Поляризація одного ланцюжка викликає поляризацію сусіднього, хоча електрони між ланцюжками не переходять через значну віддаленість останніх один від одного. Між ланцюжками передається тільки сигнал.

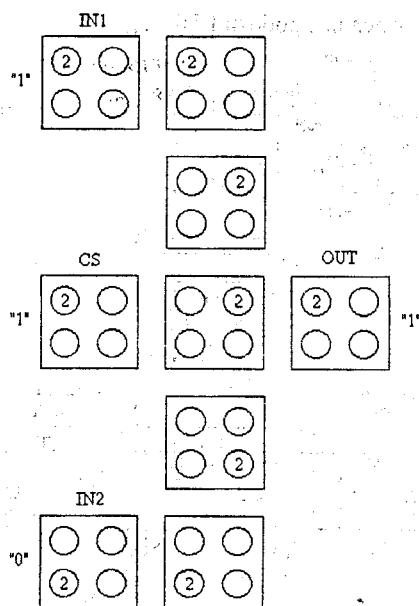


Рисунок 3.18 – Кількість надлишкових електронів в комірках в режимі роботи I-III

З подібних ланцюжків можуть формуватися структури, що реалізують прості логічні операції. З цих найпростіших логічних елементів можуть бути складені більш складні обчислювальні структури. Для введення сигналу до ланцюжка і його знімання на виході можуть бути використані одноелектронні транзистори.

3.4 Молекулярна електроніка

Ще одним з можливих підходів до підвищення швидкодії і обчислювальних ресурсів цифрових систем є створення молекулярних пристроїв – пристроїв, розміри яких є порівняними з розмірами молекул. Так [17], за оцінками фахівців, молекулярні ІС будуть мати у 10^5 разів

більшу швидкодію у порівнянні з логічними схемами на базі яких виготовляються сучасні персональні ЕОМ.

Сьогодні проблема виготовлення молекулярної ЕОМ упирається в проблему конструювання активних елементів на атомному чи, принаймні, молекулярному рівні. Крім того, при зменшенні розмірів елементів і підвищенні щільності їх упакування гостро встає питання ефективного відводу тепла. Ще однією трудностю є те, що при малих розмірах елементів важко забезпечити їх надійність. Нарешті, коли відстань між елементами стає меншою за 0,1 мкм, електрони починають тунелювати, викликаючи спонтанні ефекти короткого замикання.

Принцип дії молекулярних електронних пристроїв оснований на змінах фундаментальних властивостей молекули, які відбуваються при переносі електрона від одного атома в молекулі до іншого. До таких властивостей, наприклад, можна віднести здатність проводити струм чи поглинати світло визначеної довжини хвилі.

Типовим прикладом молекулярного приладу може служити перемикач, виготовлений [17] співробітниками університету ім. Дж. Гопкінса (США). Перемикач являє собою тонку плівку органічної молекули тетраціанохінодіметана, леговану атомами міді. Імпульси високої напруги чи лазерного випромінювання або утворюють, або розривають зв'язки атомів міді з органічною плівкою, переводячи останню з провідного стану в непровідний і навпаки.

Для виготовлення молекулярної комірки пам'яті у Сіракузькому університеті (США) [17] була використана молекула ще однієї органічної речовини — бактеріородопсина, що є бактеріальною формою світлочутливого пігменту, який знаходиться у сітківці людського ока. Імпульси лазерного випромінювання переводять молекулу з одного стану до іншого за час менший за 3 пс. У цьому ж університеті розроблений двохідний логічний елемент HI-I з часом спрацювання 3 пс, активним середовищем якого є органічна молекула, розмір якої (4 нм) є порівняним з розміром молекули гемоглобіну.

Однією з очевидних проблем, що виникають при розробці молекулярних пристроїв, є з'єднання елементів таких малих розмірів. Молекулярні провідники не вирішують задачі, оскільки їхні розміри порівнянні з розмірами найактивніших елементів. Найбільш перспективним рішенням тут бачиться застосування оптичного зв'язку: «провідником» може служити лазерний промінь. При цьому у випадку, наприклад, двохідного вентиля HI-I на його входи подається імпульсне

випромінювання. Одночасно з цим кризь логічний елемент освітлюється вихід. У залежності від режиму освітлення вхід вихід вентиля або пропускає, або поглинає світло. Зчитування світла, що пройшло, відбувається за допомогою матриці фотодіодів. Оскільки переріз променя перевищує розміри вентиля, відпадає необхідність фокусувати випромінювання лазера на вхід вентиля: останній сам «вибирає» випромінювання визначеної довжини хвилі, що збуджує стан на вході. У результаті вентиля в приладі, а також окремі входи і виходи вентилів у молекулі, можна розташовувати найзручніше.

Молекулярні вентиля розсіюють дуже малу кількість тепла. Тому щільність їх упакування може бути істотно підвищена у порівнянні з кремнієвими. Однак їх функціонування страждає від виробничих дефектів і квантових явищ. Природний шлях подолання цих труднощів – використання схем з надлишковою кількістю вентилів. При цьому масив із тисяч вентилів працює паралельно як єдине ціле, а сигнал на виході усереднюється. Лазер освітлює одразу весь масив і навіть якщо справно працюють 90% вентилів, усю схему можна вважати придатною. Слід відзначити, що ряд фахівців вважає такий підхід недостатньо ефективним, оскільки при високому ступені надмірності молекулярні ЕОМ (чи нано-ЕОМ), зберігши надзвичайно високу швидкодію, стануть «великими». Висловлюється думка, що молекулярна електроніка не ставить в основу різке зниження розмірів виробів: її основна мета – досягнення надвисокої швидкодії, а для подальшої мініатюризації необхідно знайти нові підходи.

Враховуючи специфічність даного напрямку електроніки, треба відзначити, що побудова молекулярних приладів взагалі, та нанокомп'ютерів зокрема, поступово стає сферою хімії і генної інженерії. Прості молекулярні логічні елементи [17] вже створюються в пробірках за допомогою хімічних реакцій або вирощуються у вигляді тонких плівок. Методи генної інженерії дозволяють генерувати штучні білки, що вибірково зв'язують окремі молекули. Такі білки могли б «будувати» молекулярні електронні прилади наступного покоління, зчитуючи команди і збираючи ці прилади з окремих «деталей» на зразок того, як рибосоми в клітинах зчитують генетичний код і можуть самоорганізовуватися з розчинів у пробірках.

Крім виняткової дешевизни, цей метод може виявитися надзвичайно надійним, оскільки селективне приєднання індивідуальних молекул забезпечить правильне складання. На думку багатьох фахівців, він є найбільш перспективним при створенні молекулярних ІС майбутнього.

Інший спосіб виготовлення нанокomp'ютера полягає у безпосередньому збиранні молекул за допомогою тунельного електронного мікроскопа. Змінюючи струм вістря, розташованого в декількох нанометрах над поверхнею, можна «захоплювати» визначену кількість молекул або атомів, переміщувати їх на необхідну відстань і знову роз'єднувати. Керування таким процесом ще далеко від досконалості, але воно поступово поліпшується.

За допомогою подібних методів можна формувати і запам'ятовувальні пристрої. Носіями одиниць інформації (біт) можуть служити специфічні ділянки атомів, що чергуються на поверхні запам'ятовувального середовища. Якщо, наприклад, бічний розмір такої ділянки складає 10 атомних радіусів, квадратний сантиметр середовища буде містити 10^{14} байт інформації.

У наш час молекулярні пристрої створюються в лабораторних умовах і поки ще залишаються лише дослідними зразками. Пройде не менше ніж 20-30 років перш, ніж подібні схеми з'являться на ринку.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Перспективи цифрової одноелектроніки.
2. Основні положення теорії кулонівської блокади.
3. Класифікація конструкцій одноелектронних приладів.
4. Одноелектронні прилади на основі скануючого тунельного мікроскопа.
5. Вертикальні одноелектронні прилади на основі сандвічевих структур.
6. Одноелектронні прилади на основі квантових проводів.
7. Кремнієві одноелектронні прилади.
8. Одноелектронні прилади на основі двовимірного електронного газу в AlGaAs/GaAs гетероструктурах.
9. Принципова схема і принцип роботи одноелектронних інверторів.
10. Одноелектронна комірка пам'яті: конструкція і принцип роботи.
11. Одноелектронні прилади на основі клітинних автоматів.
12. Одноелектронні прилади на основі ланцюжків кулонівських острівців.
13. Молекулярні прилади: принцип дії, проблеми реалізації та перспективи використання. Методи створення молекулярних приладів.

4. ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННІ ЕЛЕМЕНТИ І ПРИСТРОЇ

Людська діяльність постійно пов'язана з потребою зіставлення, аналізу й узагальнення інформації всілякого характеру. Оскільки інформація стає стратегічним ресурсом суспільства, збільшення її обсягу вимагає постійного удосконалювання засобів обробки, що в кінцевому рахунку зводиться до вимог підвищення продуктивності обчислювальних машин. Вимоги до продуктивності перспективних суперЕОМ у наш час зросли до 10^{12} – 10^{15} операцій з плаваючою комою за секунду. Ясно, що розробка ЕОМ з такою продуктивністю може здійснюватися лише при використанні архітектури масового паралелізму, у якій велика кількість швидкодіючих ІС об'єднана тією чи іншою системою взаємних зв'язків.

Сьогодні подальше підвищення швидкодії ЕОМ обмежено не характеристиками кристалів, а швидкістю передачі даних між ними. Величезні можливості сучасних інтегральних схем вимагають різкого збільшення смуги частот і числа каналів введення/виведення для організації адекватного обміну даними між ними. Широко використовувані в наш час між'єднання на основі металевих провідників і полоскових ліній не можуть підтримати необхідного темпу обміну інформацією через [17] серйозні обмеження щодо ступеня паралелізму, слабку завадозахищеність та обумовлену великими ємностями порівняно низьку швидкість передачі. Ефективне вирішення цієї проблеми можливе лише при залученні нових фізичних принципів організації між'єднань.

Одним з перспективних можливих рішень на цьому шляху є створення пристроїв обробки інформації з тривимірними між'єднаннями, у яких для організації обміну інформацією між ІС поряд з електричними використовуються оптичні зв'язки.

Застосування оптичних методів у системі обробки даних дозволяє радикально покращити їх показники швидкодії і продуктивності. Дійсно [18], збільшення несучої частоти за рахунок використання електромагнітних коливань оптичного діапазону призводить до колосального збільшення інформаційної ємності каналу передачі й обробки сигналу. Мала довжина світлової хвилі дозволяє використовувати модуляцію сигналу не тільки в часі, але за просторовими координатами, тобто здійснювати паралельну обробку і збереження величезних масивів інформації. При цьому відносно просто виключається вплив як перехресних, так і зовнішніх завад. Крім того, передача інформації за

допомогою світлових сигналів дозволяє забезпечити [17]:

- 1) пересилання даних в паралельному форматі по просторових зв'язках, що перетинаються, зі швидкістю передачі по кожному з них до 10 Тбіт/с;
- 2) малий розкид часу в передачі розрядів чисел (~ 3 фс);
- 3) незалежну передачу інформації на різних оптичних частотах або двома ортогональними поляризаціями;
- 4) безконтактність з'єднань.

Таким чином, передача й обробка інформації оптичними методами та концепція побудови оптико-електронних обчислювальних пристроїв і блоків поряд з напрямками, що були розглянуті у попередніх розділах цієї книги, є одним з альтернативних шляхів створення надпродуктивних обчислювальних систем майбутнього. Основними оптико-електронними пристроями які можуть бути використані для цих цілей є: швидкодіючі оптичні модулятори і дефлектори, багатоелементні джерела випромінювання та фотоприймальники, трансфазори та оптико-електронні логічні елементи.

4.1 Принципи роботи пристроїв оптичної обробки інформації

Перш ніж приступати до розгляду основних фізичних явищ, які покладені в основу принципу роботи пристроїв, що здійснюють обробку інформації оптичними методами, нагадаємо з курсу фізики основні поняття, що стосуються розповсюдження світла в середовищі.

Середовище називається *оптично ізотропним*, якщо швидкість світла в кожній точці цього середовища не залежить ні від напрямку розповсюдження світлової хвилі, ні від характеру її поляризації. За звичайних умов газоподібні, рідкі та аморфні тверді діелектрики є оптично ізотропними.

Відповідно *оптично анізотропним* називається середовище, швидкість світла в кожній точці якого залежить як від напрямку розповсюдження світлової хвилі, так і від характеру її поляризації. Практично всі кристалічні діелектрики є оптично анізотропними. Виявилось також, що під впливом зовнішніх факторів, які будуть розглянуті нижче, середовище, яке було оптично ізотропним, може стати оптично анізотропним. Це явище називається *штучною оптичною анізотропією*.

В оптично анізотропних кристалах спостерігається явище *подвійного*

променезаломлення, яке полягає в тому, що промінь світла, який падає на поверхню кристала, роздвоюється у ньому на два заломлених променя. Один з цих променів підпорядковується законам заломлення світла і тому називається *звичайним*. Інший не підпорядковується цим законам і тому називається *незвичайним*. Наприклад, навіть при нормальному падінні світла на поверхню незвичайний промінь заломлюється.

Оптичною віссю кристала називається напрямок в оптично анізотропному кристалі, вздовж якого світло поширюється, не зазнаючи подвійного променезаломлювання. Оптично анізотропні кристали у залежності від типу їх симетрії можуть бути *одноосними* та *двоосними*, тобто мати одну або дві оптичні осі.

В одноосному кристалі швидкість звичайного променя v_z є однаковою по всіх напрямках:

$$v_z = c/n_z = \text{const}, \quad (4.1)$$

де c – швидкість світла у вакуумі; n_z – показник заломлення для звичайного променя.

Відповідно швидкість незвичайного променя дорівнює

$$v_n = c/n_n, \quad (4.2)$$

де n_n – показник заломлення для незвичайного променя.

Значення v_n і n_n залежать від напрямку незвичайного променя відносно оптичної осі. Для променя, що розповсюджується вздовж оптичної осі $v_n = v_o$, $n_n = n_o$. Значення n_n найбільш сильно відрізняється від n_o у напрямку, перпендикулярному оптичній осі.

Усі двоякозаломлювальні кристали в тій чи іншій мірі поглинають світло. Це поглинання є анізотропним: показник поглинання залежить від орієнтації електричного вектора електромагнітної хвилі, від напрямку розповсюдження світла та від довжини світлової хвилі. Це явище називається *дихроїзмом* або *плеохроїзмом*.

Поляризацією світла називається відокремлення лінійно поляризованого світла з природного або частково поляризованого. Поляризацію здійснюють спеціальними пристроями – поляризаторами. Їх дія ґрунтується на поляризації світла при його відбиванні або заломленні на межі розділу двох діелектричних середовищ, на явищах подвійного променезаломлення і дихроїзму тощо. Ті самі пристрої можна використовувати як *аналізатори*, тобто для визначення характеру та ступеня поляризації.

Як вже було відзначено вище, всі середовища щодо оптичних

властивостей можна поділити на два основних типи: ізо­т­ропні та анізотропні. Крім того, у деяких середовищах під впливом зовнішніх факторів можуть спостерігатися явища штучної анізотропії. Саме штучна оптична анізотропія покладена в основу роботи переважної більшості оптичних пристроїв.

Першим з ефектів, які пов'язані з явищем штучної оптичної анізотропії і які ми розглянемо у цьому пункті, є електрооптичний *ефект Керра*. Цей ефект полягає у виникненні анізотропії в ізо­т­ропному рідкому або твердому діелектрику під дією сильного однорідного електричного поля. Для спостереження ефекту Керра прозору діелектричну речовину поміщають між обкладками плоского конденсатора. Діелектрична речовина і конденсатор, які отримали назву комірки Керра, розташовуються між схрещеними поляризатором Π і аналізатором A так, як це зображено на рис. 4.1. Якщо $U = 0$ комірка Керра є ізо­т­ропною і не змінює характеру світла, що на неї падає. Тому інтенсивність світла на виході аналізатора дорівнює нулю.

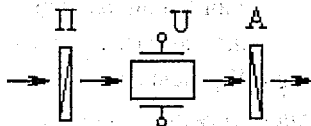


Рисунок 4.1 – Схема для спостереження ефекту Керра

Під час прикладання до конденсатора напруги діелектрик поляризується і набуває властивостей одноосного двоприменно-заломлювального кристала, оптична вісь якого збігається з напрямком вектора $\vec{E}$ напруженості електричного поля конденсатора. Тому, пройшовши крізь комірку Керра, світлова хвиля розпадається на дві лінійно поляризовані складові. Одна з них поляризована так, що вектор її електричного поля орієнтований перпендикулярно зовнішньому полю $\vec{E}$ (звичайна хвиля), а інша – паралельно $\vec{E}$ (незвичайна хвиля). Для забезпечення максимальної глибини модуляції потрібно, щоб головна площина поляризатора Π складала з вектором $\vec{E}$ кут 45° . Пройшовши комірку Керра, світло виявляється еліптично поляризованим і в більшій чи меншій мірі проходить через аналізатор.

Електрооптичний ефект Керра прийнято називати квадратичним ефектом Керра, оскільки розходження між показниками заломлення звичайної n , та незвичайної n_n хвиль пропорційне E^2 [18]:

$$\Delta n = n_z - n_n = B \lambda_0 E^2, \quad (4.3)$$

де B – константа Керра, λ_0 – довжина світлової хвилі у вакуумі.

Різниця фаз між звичайними і незвичайними променями після проходження шляху l у комірці Керра складає

$$\varphi = 2\pi \frac{n_z - n_n}{\lambda_0} l = 2\pi B l E^2, \quad (4.4)$$

Квадратичний ефект Керра пояснюється оптичною анізотропією молекул середовища, тобто відмінністю їхньої здатності до поляризації електричним полем світлової хвилі в різних напрямках. Розрізняють *орієнтаційний* і *поляризаційний ефекти Керра*. Перший виявляється в речовині, яка складається з полярних анізотропних молекул, тобто молекул які мають власний дипольний момент, другий – в речовині, яка складається з неполярних анізотропних молекул.

За відсутності зовнішнього електричного поля $\vec{E}$ анізотропні молекули орієнтовані хаотично і речовина в цілому є ізотропною. Якщо молекули мають власний електричний дипольний момент, то досить сильне електричне поле викликає їхню переважну орієнтацію і речовина стає макроскопічно анізотропною. У речовинах, що складаються з молекул, які не мають власного дипольного моменту, зовнішнє електричне поле $\vec{E}$ може його індукувати. Через анізотропію молекули поляризуються неоднаково в різних напрямках. Це призводить до того, що хаотична орієнтація молекул порушується, оскільки молекули прагнуть орієнтуватися так, щоб напрямки їхньої максимальної поляризації збігалися з напрямком зовнішнього електричного поля $\vec{E}$.

Час орієнтаційної релаксації дипольних молекул за порядком величини складає 10^{-9} с [18]. Це означає, що для частот модуляції більших за 10^8 - 10^9 Гц, орієнтаційний ефект Керра практично не виявляється і залишається результативним тільки поляризаційний ефект, швидкодія якого обмежена часом 10^{-12} - 10^{-13} с.

Електрооптичні явища можуть спостерігатися не лише в ізотропних речовинах, але й в кристалах, що мають природну оптичну анізотропію. Щоб подвійне променезаломлювання не виявлялося при $U = 0$, світло спрямовується на кристал вздовж оптичної осі. Електрооптичний ефект в анізотропних кристалах спостерігається як у випадку, коли вектор зовнішнього електричного поля є перпендикулярним напрямку поширення світла (як в комірці Керра), так і у випадку, коли напрямок зовнішнього

електричного поля є паралельним світловим променям. У відповідності з цим розрізняють *поперечний* і *поздовжній електрооптичні ефекти*. Зміну подвійного променезаломлювання анізотропного кристала, при розташуванні його в електричному полі, називають *ефектом Погкельса*. На відміну від ефекту Керра різниці між показниками заломлення звичайної n_z та незвичайної n_n хвиль в ефекті Погкельса є пропорційною першому степеню E [18]:

$$\Delta n = n_z - n_n = k_n E, \quad (4.5)$$

де k_n – електрооптичний коефіцієнт.

Як і для ефекту Керра, ефекту Погкельса притаманна мала інерційність, що дозволяє модулювати світло з частотою до 10^{13} Гц. Слід відзначити, що верхня межа частота модуляції найчастіше визначається не процесами в речовині, а ємністю пристрою і є на кілька порядків нижчою.

Ще одними з ефектів, пов'язаних зі штучною оптичною анізотропією, є магнітооптичний ефект Коттона-Мутона, який полягає у виникненні оптичної анізотропії у деяких середовищ при розташуванні їх в магнітному полі. Принципова схема для спостереження цього ефекту наведена на рис. 4.2.

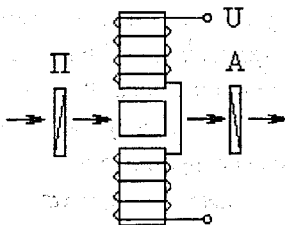


Рисунок 4.2 – Схема для спостереження ефекту Коттона - Мутона

Ефект Коттона-Мутона спостерігається в макроскопічно ізотропній речовині, що складається з молекул, які мають постійний власний магнітний момент, але хаотично орієнтованих. Зовнішнє магнітне поле, взаємодіючи з магнітними моментами молекул, упорядковує їхню орієнтацію. У результаті речовина стає анізотропною, здобуваючи властивості кристала з подвійним променезаломлюванням, оптична вісь якого збігається з напрямком вектора $\vec{H}$ напруженості магнітного поля світлової хвилі. Різниця показників заломлення речовини для звичайного і незвичайного променів монохроматичного світла при його розповсюдженні

у напрямку перпендикулярному вектору $\vec{H}$, є пропорційною H^2 :

$$\Delta n = n_z - n_n = C \lambda_0 H^2, \quad (4.6)$$

де C – постійна Коттона-Мутона.

В оптичних пристроях може використовуватися також і *ефект Фарадея*, який полягає в обертанні площини поляризації світла, що поширюється в середовищі вздовж магнітного поля. Ефект пояснюється тим, що в намагніченній речовині розрізняються показники заломлення для циркулярно право- і лівополяризованого світла n_+ і n_- . Плоскополяризоване світло являє собою суму ліво- і правополяризованих складових. Після проходження середовища між ними виникає різниця ходу, у результаті чого площина поляризації повертається на кут, пропорційний довжині l шляху світла в речовині і першому степені H :

$$\varphi = V l H, \quad (4.7)$$

де V – постійна Верде.

Останнім з ефектів, що буде розглянутий нами, є ефект фотопружності або акустооптичний ефект. Цей ефект, який був виявлений на початку XIX століття Т. Зеебеком і Д. Брюстером, полягає у набуванні оптично ізотропною речовиною, під впливом механічної деформації, анізотропних властивостей, що виявляються у подвійному променезаломленні та дихроїзмі. Під дією механічних напруг ізотропна речовина стає аналогічною одноосному кристалу, оптична вісь якого збігається з напрямком стиснення або розтягання. Різниця показників заломлення звичайного і незвичайного променів у напрямку, перпендикулярному оптичній осі, є пропорційною напруженню σ :

$$\Delta n = n_z - n_n = k \sigma, \quad (4.8)$$

де k – коефіцієнт, що залежить від властивостей речовини.

Розташувавши речовину, до якої прикладені механічні напруги, між поляризатором та аналізатором можна спостерігати інтерференційну картину.

Механічні напруги можуть створюватися звуковою хвилею. У цьому випадку у речовині виникають смуги, що чергуються, з різними показниками заломлення, що поширюються зі звуковою частотою $\nu_{зв}$. Якщо на речовину направити також світловий промінь з поперечними розмірами, порівнянними з довжиною хвилі звуку $\lambda_{зв} = \nu_{зв} / \nu_{зв}$, де $\nu_{зв}$ – швидкість звуку, хід світлового променя буде періодично викривлятися. Таке явище малоцікаве для оптичної обробки інформації через його низькочастотності.

Проте при підвищенні частоти $\nu_{зв}$ (при переході до ультразвуку), світло на смугах зазнає дифракцію, аналогічну дифракції рентгенівських променів на атомних площинах у кристалі.

4.2 Керовані оптичні транспаранти

Основним активним компонентом більшості пристроїв оптичної обробки даних є *оптичний транспарант*, призначений для просторової модуляції світлового пучка за амплітудою, фазою або поляризацією. Оптичний транспарант (ОТ) являє собою плоский пристрій, оптичні параметри якого (прозорість, розсіювання, коефіцієнт заломлення, поляризація) під дією сигналу керування змінюються від точки до точки по його площі, що забезпечує просторову модуляцію світлового пучка, який пройшов через такий пристрій або був відбитий від нього. Просторова модуляція світла оптичним транспарантом [18] не виключає, крім того, і часової модуляції сигналів. Транспарант, що допускає і ту, і іншу можливості, називають *динамічним або просторово-часовим модулятором світла* (ПЧМС).

Динамічні оптичні транспаранти в оптичних системах використовуються для [19] введення-виведення даних, кодування та розпізнавання оптичних сигналів, реалізації логічних операцій, підсилення яскравості зображень. Крім того, якщо властивості матеріалів і принцип дії транспаранта дозволяють зберігати «оптичний рельєф» протягом якогось часу, він може бути використаний як пристрій пам'яті великої ємності.

За способом керування модуляцією світлового пучка оптичні транспаранти поділяються на *електрично* та *оптично керовані* [18, 19].

4.2.1 Електрично керовані транспаранти

Робота більшості електрично керованих оптичних транспарантів ґрунтується на використанні електрооптичного ефекту, тобто виникнення подвійного променезаломлення у матеріалі під впливом електричного поля. Основними матеріалами для їх виготовлення є ніобат літію (LiNbO_3), танталат літію (LiTaO_3), титанат барію (BaTiO_3), титанат вісмуту ($\text{Bi}_4\text{Ti}_3\text{O}_{12}$), сегнетоелектрична кераміка – спресована при високій температурі суміш цирконату і титанату свинцю з додаванням лантанату ($\text{PbZrO}_3 + \text{PbTiO}_3 + \text{La}$, скорочене написання – PLZT), рідкі кристали та деякі інші матеріали.

При розгляданні ефекту Керра було зазначено, що при подвійному

променезаломленні внаслідок існування зсуву фаз між звичайним і незвичайними променями відбувається поворот площини поляризації світла. Якщо електрично керований транспарант розмістити між схрещеними поляризатором і аналізатором, то поворот площини поляризації можна перетворити в зміну інтенсивності світла на виході аналізатора. Змінюючи напругу керування на транспаранті, можна керувати зсувом фаз між звичайним і незвичайними променями, а значить і інтенсивністю світла, що проходить крізь нього. Робочі напруги керування для електрично керованих транспарантів на традиційних електрооптичних кристалах складають понад 1000 В, на PLZT-кераміці – 100-200 В, на рідких кристалах – 1-50 В.

Крім ефекту подвійного променезаломлення в електрично керованих транспарантах широко використовується ефект динамічного розсіювання світла, який дозволяє безпосередньо (без застосування схрещених поляризатора і аналізатора) електрично керувати інтенсивністю світлового променя, що падає на транспарант. До матеріалів, в яких можуть спостерігатися обидва ці ефекти, відносяться PLZT-кераміка та рідкі кристали.

Зміна властивості розсіювати світло при прикладанні зовнішньої напруги стає переважною над подвійним променезаломленням у відносно крупнозернистій PLZT-кераміці, коли розміри зерен складають 4-5 мкм. PLZT-кераміка є вартою уваги ще й тому, що крім електрооптичного ефекту і ефекту динамічного розсіювання світла, в ній можна спостерігати й ефект фотопружності. Крім того, залежність поляризації від напруги керування у PLZT-кераміці має гістерезисний характер, що дозволяє використовувати її у режимі роботи із запам'ятовуванням. При цьому, стан із залишковою поляризацією звичайно приймається за логічну одиницю, а деполаризований стан – за логічний нуль.

Рідкі кристали (РК), що являють собою складні органічні речовини, які мають властивості рідини (текучість) і одночасно кристала (анізотропія властивостей, у тому числі й оптичних), є майже досконалим матеріалом для виготовлення оптичних транспарантів, легко керованих електричним полем. Особливістю тонких рідкокристалічних шарів є [19] їхня здатність змінювати оптичні властивості під дією низьких робочих напруг (1-50В) при малому споживанні потужності (1мкВт/см^2). Процес зміни оптичних властивостей шару РК носить пороговий характер, що також є позитивною якістю рідких кристалів.

В електрично керованому транспаранті молекули рідкого кристалу розміщуються у вузькому просторі (3-30 мкм) між двома прозорими підкладками. На внутрішніх поверхнях підкладок створюють взаємно перпендикулярні прозорі шини — електроди. Поверхні полірують (натирають) при поступальному русі підкладки відносно матеріалу, що шліфує, або на них наносять тонку плівку SiO_2 . Така обробка призводить до того, що молекули РК орієнтуються паралельно площині підкладки і, крім того, в одному напрямку. Для світла, що падає перпендикулярно підкладкам, такий шар має максимальне двопроменезаломлення. Якщо до комірки прикласти напругу, яка перевищує деяке граничне значення, молекули РК повертаються паралельно діючому електричному полю і двопроменезаломлювані властивості шару РК втрачаються.

Використовуючи орієнтувальну дію підкладок, повертаючи їх одна відносно іншої, молекули РК можна закрутити так, що їхні довгі осі в шарах, що прилягають до підкладок, виявляться взаємно перпендикулярними. Така структура стає оптично активною і повертає площину поляризації на 90° . Під дією прикладеної до комірки напруги молекули повертаються паралельно полю і «закручений» стан РК зникає. Це так званий *twist-ефект* (від англ. twist — закручувати), що широко використовується в індикаторах годинників, мікрокалькуляторів і т.п.

Якщо в принцип роботи електрично керованого рідкокристалічного оптичного транспаранту покладений ефект подвійного променезаломлювання або твіст-ефект, то для керування інтенсивністю світла, що проходить крізь транспарант, треба застосовувати два плівкових поляроїди (поляризатор та аналізатор). Проте можливе і безпосереднє керування інтенсивністю. Для цього в РК вносять незначну добавку барвника, орієнтація молекул якого залежить від орієнтації навколишніх молекул РК. Оскільки поглинання світла барвником залежить від орієнтації довгої осі його молекул, то, керуючи орієнтацією молекул РК, можна змінювати оптичне поглинання пристрою (ефект *гість-хазяїн*). Електрооптичний ефект в рідких кристалах типа гість-хазяїн є одним з найбільш широко розповсюджених ефектів, на основі якого створюються рідкокристалічні пристрої відображення інформації. Перевагами індикаторів такого типу є простота виготовлення та високі ергономічні характеристики, такі як контрастність зображення та кут огляду [20, 21].

Замість барвника в РК можна внести легуючі домішки, які викликають іонну провідність речовини. Тоді при прикладанні зовнішньої напруги

протікання струму викликає в РК вихровий, турбулентний рух і прозорий у початковому стані шар РК стає мутно-сірим (ефект динамічного розсіювання або електрогідродинамічний ефект). Ефект динамічного розсіювання може використовуватися для керування інтенсивністю як світлового променя, що проходить, так і світлового променя, що відбивається [19]. Суть цього ефекту у рідкому кристалі полягає в тому, що у незбудженому стані шар РК є зовсім прозорим. При створенні електричного поля в РК відбуваються два процеси: 1) під дією електричного поля молекули орієнтуються паралельно або перпендикулярно полю в залежності від того, має РК позитивну чи негативну «діелектричну анізотропію»; 2) потік зарядів (іонів домішки) крізь шар РК порушує орієнтацію молекул, у результаті чого виникає турбулентність, що, у свою чергу, викликає розсіювання світла внаслідок просторової зміни коефіцієнта заломлення. При цьому відбувається сильне послаблення інтенсивності світлового променя в напрямку його поширення, а також втрата його когерентності.

Крім малих напруг керування та низької потужності споживання рідкокристалічні транспаранти характеризуються високою технологічністю і низькою вартістю. Основним суттєвим недоліком РК є їх відносно низька швидкодія. Час електрооптичного відгуку для деяких РК може складати мікросекунди, проте час повернення молекул до початкового стану принаймні на один-два порядки більший. У результаті швидкодія РК-пристроїв звичайно приходить на мілісекундний діапазон. Час перемикання електрично керованого транспаранта на основі РК можна зменшити, зменшуючи товщину шару РК і збільшуючи напругу керування. Інший недолік РК-пристроїв пов'язаний з обмеженим температурним інтервалом існування рідкокристалового стану (*мезофази*), що складає кілька десятків кельвін (наприклад, від $-10...20$ до $+40...50^{\circ}\text{C}$). За межами цього інтервалу рідкий кристал перетворюється при високих температурах в ізотропну рідину, при низьких – у тверду фазу.

Ще одним з ефектів, які можуть бути покладені в принцип дії електрично керованих оптичних транспарантів, є магнітооптичний ефект. Основними матеріалами для виготовлення оптичних транспарантів, в яких використовується цей ефект, є ортоферити (YFeO_3 , YFeGaO_3) та ферити-гранати (YGaScFeO , YGdGaFeO , $\text{Y}_2\text{BiFeGaO}_{12}$). Магнітне поле, що викликає зміну оптичних властивостей фериту, створюється за допомогою токової петлі. Після короткочасного підключення струму, що перевищує

деяке граничне значення, створена намагніченість транспаранта може зберігатися надзвичайно довго. При зчитуванні інформації використовується фарадеевське обертання площини поляризації світла, що проходить крізь шар фериту, або відбивається від нього. Перевагами магнітооптичних транспарантів є висока швидкодія та практично необмежений термін служби, основним недоліком – високі струми керування (біля 1А).

Як вже неодноразово зазначалося вище, одна з основних переваг в передачі інформації світловим променем полягає в можливості паралельної обробки великих масивів даних. Тому оптичний транспарант повинен забезпечувати можливість одночасного керування великою кількістю світлових сигналів. Для електричного керування окремою ділянкою транспаранта використовується так звана X-Y-адресація (двокоординатна, матрична, мультиплексна) (рис. 4.3). У цьому випадку на тонкий шар середовища, яке використовується як транспарант, по обидва боки наносять паралельні провідні прозорі смуги (шини). Шини наносяться так, що на протилежних поверхнях вони орієнтовані взаємно перпендикулярно. Електричне (магнітне) поле в потрібному місці транспаранта створюється прикладанням до відповідних X-Y-шин напруги керування (пропусканням струму). У результаті, у точці перетинання вибраних X-Y-шин, змінюються оптичні властивості транспаранта.

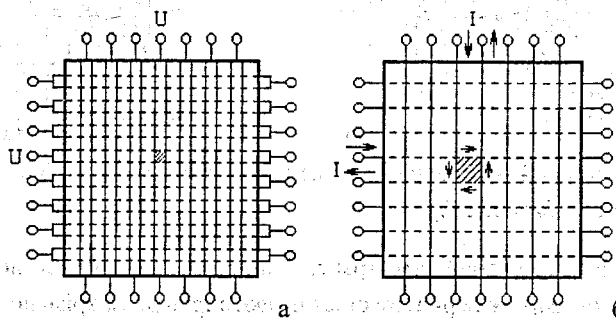


Рисунок 4.3 – Електрично керовані транспаранти електрооптичного (а) та магнітооптичного (б) типів

Для того, щоб керувати сигналами по всій поверхні транспаранта, сигнал керування (напруга або струм) може подаватися по черзі до всіх елементів (*поелементна адресація*), одночасно до всіх елементів цілого рядка з потрібним розподілом по елементах у межах даного рядка (*порядкова адресація*), одночасно до всіх елементів цілого стовпця з

потрібним розподілом по елементах у межах даного стовпця (*постовпцева адресація*). У всіх випадках сигнали керування подаються все ж таки не одночасно до всіх елементів транспаранта, тобто паралельна обробка інформації в реальному масштабі часу, строго говорячи, виключається. Проте електрично керований транспарант є найважливішим елементом систем обробки інформації вже тому, що забезпечує перетворення електричних сигналів в оптичні.

4.2.2 Оптично керовані транспаранти

У найбільш розповсюджену випадку оптично керований транспарант являє собою (рис. 4.4, а) тонку пластину електрооптичного матеріалу з нанесеними на неї шаром фотопровідника і двох суцільних прозорих електродів, до яких прикладається зовнішня напруга U . Така багатшарова структура розташовується між поляризатором Π та аналізатором A .

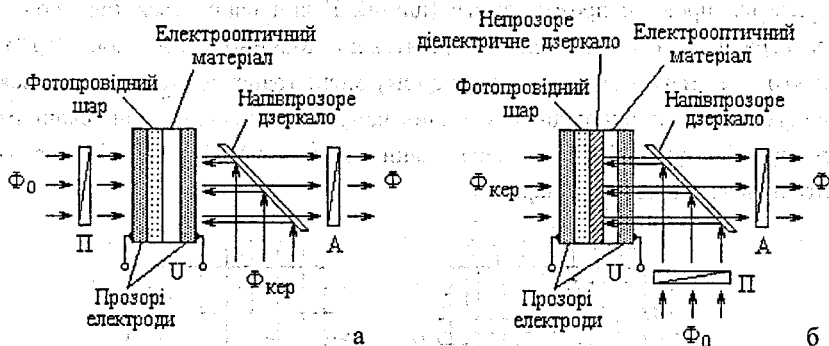


Рисунок 4.4 – Оптично керовані транспаранти для роботи на просвіт (а) та відбивання (б)

На фотопровідний шар транспаранта падають два світлових потоки: потік Φ_0 , що зчитує (спрямовується на фотопровідник крізь поляризатор) та потік $\Phi_{кер}$, що керує (спрямовується на фотопровідник за допомогою напівпрозорого дзеркала крізь електрооптичний матеріал). Матеріал фотопровідного шару підбирається так, щоб він був не чутливим до потоку Φ_0 і чутливим до потоку $\Phi_{кер}$. Завдяки цьому, під час відсутності світлового потоку керування $\Phi_{кер}$ опір фотопровідника є великим і практично вся прикладена зовнішня напруга падає на ньому. У результаті напруга, що прикладається до електрооптичного шару, є близькою до нуля і тому

параметри світлового випромінювання Φ_0 ніяк не змінюються. Якщо при цьому поляризатор P та аналізатор A є схрещеними, то інтенсивність світла на виході пристрою дорівнює нулю.

Під дією $\Phi_{\text{кер}}$, який створює на фотопровідному шарі потрібну картину, опір фотопровідника зменшується і зовнішня напруга перерозподіляється між фотопровідним та електрооптичним шарами. Внаслідок цього оптичні параметри останнього, наприклад, подвійне променезаломлювання (*подовжній ефект Погкельса*), локально змінюються. У результаті в місцях, освітлених хвилею керування, пристрій у меншій чи більшій мірі стане прозорим для світлового пучка Φ_0 .

Розглянутий пристрій дозволяє робити ряд перетворень:

- 1) змінювати спектральний склад випромінювання;
- 2) перетворювати неполяризоване світло керування у когерентний пучок (якщо потік Φ_0 утворюється лазером);
- 3) підсилювати потужність випромінювання;
- 4) перетворювати позитив в негатив (якщо головні площини поляризатора й аналізатора у початковому стані є паралельними).

Звичайно фотопровідник є матеріалом з малою провідністю, тому зарядовий рельєф, створений у результаті проектування на нього зображення, зберігається протягом деякого часу. При необхідності записану інформацію можна стерти короточасним рівномірним засвічуванням придатним спектральним складом. Таким чином, оптично керований транспарант з фотопровідним шаром, що має великий час релаксації, можна використовувати і як двовимірний оперативний запам'ятовувальний пристрій, і для обробки інформації, що швидко змінюється (якщо час циклу запис-зчитування-стирання є малим). Слід також зазначити, що запис може здійснюватися не лише проектуванням зображення, але і скануванням сфокусованого і промодельованого за інтенсивністю променя.

Оптично керований транспарант може працювати не лише на просвіт, але і на відбивання (рис. 4.46). Для цього шари фотопровідника і електрооптичного матеріалу розділяються непрозорим діелектричним дзеркалом. Світловий потік Φ_0 , що зчитує, пройшовши поляризатор і відбившись від поворотного напівпрозорого дзеркала, спрямовується на оптичний транспарант. Пройшовши крізь електрооптичний матеріал, він відбивається від дзеркального розділового шару, і знову пройшовши крізь електрооптичний шар, проходить крізь аналізатор. Світловий потік $\Phi_{\text{кер}}$

направляється на оптичний транспарант з протилежної сторони розділового шару. В іншому такий транспарант працює так само, як і в схемі роботи на просвіт.

В оптично керованому транспаранті, який працює на відбивання, вхід і вихід є оптично ізольованими, оскільки діелектричне дзеркало є непрозорим. Це дозволяє вибирати будь-який спектральний склад світла, що зчитує. Ще однією перевагою такої схеми є те, що за рахунок дворазового проходження променя, що зчитує, глибина його модуляції збільшується також у два рази [18]. Проте оптично керовані транспаранти, що працюють на просвіт, відрізняються більшою заводо захищеністю і простіше узгоджуються з іншими пристроями оптичних систем [19].

Різноманітність завдань, які можна вирішувати з використанням оптично керованих транспарантів, та оптимізація їх параметрів для кожного конкретного випадку призвели до досить великого їх різноманіття як за конструктивними особливостями, так і за типом використаних матеріалів.

В оптичному транспаранті типу *Fototitus* (Fototitus) як фотопровідник використовується аморфний селен, а як електрооптичний кристал – сегнетоелектрик KDP або DKDP. Транспарант розміщується у вакуумній камері і його температура знижується приблизно до -50°C . Охолодження зменшує робочу напругу пристрою до 100 – 200 В, а час збереження інформації збільшується до 1 год. у порівнянні з $\sim 0,2$ с. при кімнатних температурах. Таким чином можна вважати, що протягом декількох хвилин не відбувається помітного зменшення контрасту записаного зображення. Запис проводиться експонуванням зображення в ультрафіолетовій або синій області спектра, зчитування – у червоній. Стирання зарядового рельєфу, а значить, і просторового розподілу подвійного променезаломлювання здійснюють рівномірним засвічуванням від додаткового джерела, наприклад імпульсною ксеноновою лампою. Тривалість запису і стирання інформації в пристрої Фототітус є досить малою і складає порядку 10^{-4} с. При товщині кристала DKDP близько 100 мкм просторове розрізнення транспаранта є не гіршим за 20 ліній/мм [18]. Широкому використанню пристрою в сучасних системах обробки інформації перешкоджає необхідність вакуумування та охолодження.

В оптично керованих транспарантах на основі PLZT-кераміки як фотопровідний шар використовується полівінілкарбазол [18]. Тут можливі три підходи до реалізації транспаранта. При першому, пластина кераміки з

нанесеними на неї шаром фотопровідника і прозорими електродами приклеюється до оргскла, яке трохи згинають. У результаті цього в кераміці створюється механічна напруга, під впливом якої хаотична орієнтація електричних доменів змінюється на упорядковану вздовж напрямку її дії. Домени орієнтуються парами й антипаралельно, так що результуюча поляризація керамічної пластини залишається рівною нулю. Потім до прозорих електродів прикладається електрична напруга U , яка за своїм значенням є трохи меншою, ніж та, що потрібна для переорієнтації доменів вздовж напрямку зовнішнього електричного поля. Під час освітлення транспаранта опір фотопровідного шару зменшується, і частина напруги, що прикладена до керамічної пластини, збільшується. Це призводить до переорієнтації електричних доменів вздовж напрямку електричного поля. Таким чином, при проектуванні на транспарант зображення в освітлених місцях подвійна променезаломлюваність зникає. Зчитування записаної інформації здійснюється при використанні поляризатора і аналізатора, стирання – освітлюванням всієї пластини якщо $U = 0$. Динамічний оптично керований транспарант на основі PLZT-кераміки розглянутого типу отримав назву *Ферпик* (Ferpіc— Ferroelectric Picture).

Крім подвійного променезаломлювання в оптично керованих транспарантах на основі грубозернистої PLZT-кераміки використовується ефект розсіювання. Оптично керований транспарант такого типу називається *Керампик* (Cerampіc — Ceramic Picture) [18]. В цьому транспаранті, на відміну від попереднього, механічна напруга в пластині не створюється. Під дією зовнішньої електричної напруги і рівномірного освітлення пластини поляризується. Потім полярність зовнішнього джерела змінюється на протилежну, але значення напруги встановлюється меншим, так щоб переполіаризація не відбувалася. При попаданні на транспарант світлового потоку керування, в освітлених місцях домени дезорієнтуються, що призводить до локального розсіювання світла. Для стирання записаної інформації транспарант рівномірно освітлюється при включеній напрузі поляризації. У результаті домени орієнтуються паралельно полю і пластини стає прозорою.

Нарешті [18], в оптично керованих транспарантах на основі дрібнозернистої PLZT-кераміки може використовуватися *зворотний п'єзоелектричний ефект* — зміна геометричних розмірів тіла під дією зовнішнього електричного поля. У транспаранті такого типу, який отримав назву *Ферікон* (Ferіcon— Ferroelectric Iconoscope), один з електродів є

дзеркально відбивним шаром (рис. 4.5). Спочатку між прозорим і непрозорим електродами прикладається напруга, необхідна для поляризації кераміки, і пластина рівномірно освітлюється з боку фотопровідного шару. Потім полярність джерела змінюється на протилежну з одночасним зменшенням напруги до рівня, недостатнього для переорієнтації електричних доменів в умовах темряви. При попаданні на транспарант зображення опір фотопровідного шару в освітлених місцях зменшується, і тому більша частка зовнішньої напруги в цих місцях прикладається до кераміки. Це призводить до переорієнтації доменів і, як наслідок, появи локальних механічних напруг. У результаті на дзеркальному шарі виникає геометричний рельєф, що відтворює записане зображення (рис. 4.5б). Скривлення поверхні оптичного транспаранта при цьому звичайно не перевищує декількох десятків часток мікрметра. Проте така різниця ходу світлового променя є достатньою для зчитування зображення.

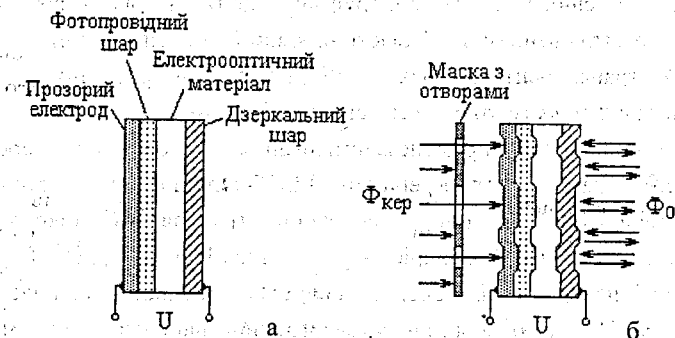


Рисунок 4.5 – Оптично керований транспарант на основі зворотного п'єзоелектричного ефекту при відсутності світлового сигналу керування (а) і при освітлюванні крізь маску (б)

Одними з перспективних є оптично керовані транспаранти типу *PROM* (*PROM* – Pockels Readout Optical Modulator), які реалізуються на матеріалах, що одночасно мають і фоточутливі, і електрооптичні властивості [18]. Основними з таких матеріалів, що знайшли найширше використання, є кристали германату та силікату вісмуту ($\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ та $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$) [19]. Крім них можуть бути використані й інші матеріали, здатні довгостроково зберігати стан поляризації, наприклад, ZnS , ZnSe , CdS , CdSe , ZnO [18].

Конструктивно оптично керований транспарант типу *PROM* являє собою пластину фоточутливого електрооптичного кристала товщиною

близько 100 мкм, на обидва боки якої для рівномірного розподілу напруги наносяться тонкі діелектричні шари (~ 3 мкм) з полірену. Поверх діелектричних шарів розташовуються прозорі електроди, для виготовлення яких використовується платина. Утворена таким чином структура метал-діелектрик-метал є чутливою до випромінювання, яке лежить в області поглинання кристала (для $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ це довжина хвилі 0,4 – 0,5 мкм), і може зберігати записану інформацію.

Перед записом інформації структуру підключають до джерела постійної напруги (1000—2000 В) і освітлюють спалахом ксенонової лампи. Генеровані світлом у напівпровідниковій пластині електрони дрейфують до межі розділення кристала з діелектричним шаром, локалізуються там на енергетично глибоких центрах і поляризують пластину (наскрізний струм не йде через наявність діелектричних шарів). Переміщення електронів продовжується доти, поки поляризаційний заряд не компенсує (заекранує) зовнішнє поле. При зменшенні зовнішньої напруги до нуля, всередині кристала залишається діяти електричне поле, обумовлене поляризацією. Напрямок цього поля є протилежним зовнішньому. Запис інформації відбувається при проектуванні на транспарант зображення в області поглинання електрооптичного кристала. При записі в освітлених місцях поляризаційне поле зникає, а в неосвітлених залишається незмінним.

Зчитування зображення здійснюється лінійно поляризованим червоним світлом ($\lambda > 0,6$ мкм), яке не викликає змін у кристалі, але виявляється просторово промодельованим за фазою. Розміщенням структури між схрещеними поляризатором і аналізатором фазова модуляція перетворюється в амплітудну. Якщо до структури підключити джерело зовнішньої напруги тієї ж самої полярності, то заново прикладене електричне поле буде діяти у раніше освітлених місцях і компенсувати поляризаційне в неосвітлених. У результаті при зчитуванні позитивне зображення перетвориться в негативне.

Стирання інформації здійснюється рівномірним засвічуванням структури у синьо-блакитній області спектру для $U = 0$. Час запису-зчитування для транспарантів типу PROM складає $\sim 1 \cdot 10^{-3}$ с, час зберігання картини 1 – 2 год., просторове розрізнення – кілька десятків або навіть сотень ліній на міліметр [18]. До основних недоліків таких транспарантів відносяться висока напруга живлення та низька частота зміни зображень, яка не перевищує 1 кГц.

Своєрідною модифікацією PROM є пристрій ПРИЗ (від слів «преобразователь изображения») [18]. Для його виготовлення, на відміну від пристрою PROM, пластина електрооптичного напівпровідникового матеріалу (наприклад, силікату або германату вісмуту) вирізується не паралельно, а перпендикулярно оптичній осі, тобто так, щоб прикладене до структури зовнішнє електричне поле не викликало модуляції світла, що зчитує. Проте при нерівномірному освітленні транспаранта в результаті міграції генерованих світлом носіїв струму виникає поперечна складова поля, яка внаслідок прояву електрооптичного ефекту викликає зміну показника заломлення. Виділення областей з максимальним градієнтом освітленості виявляється дуже корисним при обробці зображень, зокрема при розпізнаванні об'єктів. Фактично за допомогою пристрою ПРИЗ без застосування спеціального оптичного процесора можна здійснювати просторове диференціювання зображення.

Ще в одній модифікації оптично керованих транспарантів типу PROM електродні шари наносяться безпосередньо на пластину електрооптичного кристала. У цьому випадку поляризаційне поперечне поле, що виникає після початку експонування зображення, через проходження струму поступово спадає (для силікату вісмуту з характерним часом біля 1с). У результаті такий пристрій дозволяє виділяти в зображенні деталі, що змінюються, тобто здійснювати часове диференціювання зображення.

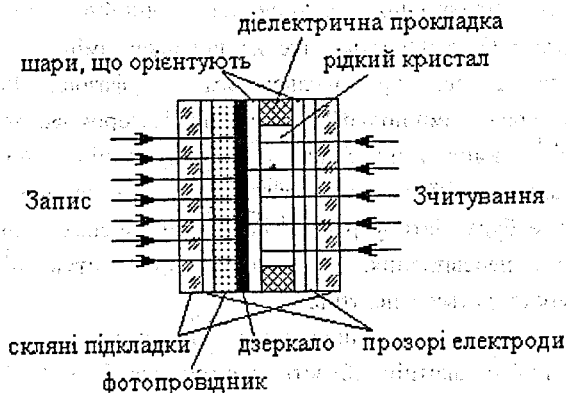


Рисунок 4.6 – Оптично керований транспарант на основі рідкого кристалу

Основним недоліком, притаманним для всіх оптично керованих транспарантів, що реалізуються на електрооптичних кристалах, є високі

робочі напруги. Останні можуть бути значно зменшені, якщо в якості матеріалу транспаранта використовувати рідкі кристали. У рідкокристалічних оптично керованих транспарантах використовується [18] як структура РК-ФП, так і структура з непрозорим діелектричним дзеркалом між шарами. Конструкція рідкокристалічного оптично керованого транспаранта з фотопровідним шаром зображена на рис. 4.6 [22].

Безсумнівною перевагою рідкокристалічних транспарантів є низькі робочі напруги, проста і дешева технологія виготовлення, а основним недоліком – значна інерційність. Оскільки рідкі кристали є матеріалами з високим опором, то для забезпечення електричного узгодження в якості фотопровідника використовуються також високоомні напівпровідники (наприклад, Zn, ZnSe, Cd, Se і т.і.). Застосування низькоомних фоточутливих напівпровідникових матеріалів (зокрема, кремнію) у сполученні з РК можливе лише в пристроях з фоточутливими МДН-структурами.

В оптично керованих транспарантах на основі рідких кристалів крім описаних раніше способів запису інформації, коли використовується шар фотопровідника, може використовуватися *термооптичний (тепловий) спосіб* [18], в якому цей шар є непотрібним. В основі термооптичного способу лежить явище зміни властивостей рідкого кристалу при його фазовому переході, обумовленому нагріванням. В оптично керованих транспарантах такого типу тонка плівка рідкого кристалу розміщується між електродами, що є непрозорими в інфрачервоній області спектра. При спрямуванні на таку структуру лазерного променя, енергія випромінювання поглинається в електродному шарі і викликає його локальне нагрівання, а значить і локальне нагрівання прилеглого до нього шару рідкого кристала. У початково прозорому шарі РК нагрівання, а потім швидке охолодження призводять до «замороженої» розупорядкованості структури, що інтенсивно розсіює світло. Запис можна стерти нагріванням і наступним охолодженням комірки транспаранта в електричному полі, яке створюється прикладеною до електродів зовнішньою напругою.

Оптично керований транспарант може бути побудований і на основі матеріалу, в якому при певній температурі відбувається перехід з металевого стану до напівпровідникового [18]. Такі граничні властивості мають, зокрема, оксиди ванадію. Найбільш придатним для створення транспаранта є двооксид ванадію VO_2 з температурою фазового переходу

біля 70° С. Конструктивно даний тип транспаранта являє собою підкладку зі скла, кварцу або ситалу, на яку наноситься шар VO_2 товщиною 0,1 – 0,2 мкм. При спрямуванні на транспарант лазерного променя або проектуванні зображення відповідної інтенсивності в освітлених місцях, у результаті поглинання світла, шар оксиду ванадію нагрівається і переходить з напівпровідникового стану до металевого. Після припинення експонування зображення транспарант повертається до початкового стану. Для зчитування інформації може використовуватися зміна або коефіцієнта поглинання, або показника заломлення. Енергетична чутливість транспаранта виявляється досить прийнятною ($1 \cdot 10^{-2}$ Дж/см²), просторове розрізнення – кілька тисяч ліній на міліметр, час запису – приблизно 10^{-8} с. Використовуване скорочення оптично керованого транспаранта розглянутого типу – *ФТИРОС* (фазово-трансформационный реверсивный отражатель света).

Для побудови оптично керованих транспарантів теплової дії можуть бути використані і *термопластики* – пластичні маси, здатні розм'якшуватися при нагріванні і зберігати форму після охолодження (наприклад, полістирол, полівінілхлорид та ін.) [18]. Такі транспаранти знайшли широке використання при створенні запам'ятовувальних пристроїв. Для виготовлення транспаранта на скляну пластинку з провідним прозорим шаром двооксиду олова або іншого металу наноситься шар фотопровідника (звичайно полівінілкарбазолу), а поверх нього – шар термопластика. Далі поверхня термопластика заряджається за допомогою коронного розряду. Зарядження термопластика викликає появу різниці потенціалів між поверхнею транспаранта і провідним електродом. При проектуванні на структуру оптичного зображення опір фотопровідника в освітлених місцях зменшується, а в неосвітлених залишається незмінним. Це призводить до того, що електричне поле в різних місцях термопластика виявляється різним. При пропусканні крізь електрод з SnO_2 імпульсу струму, шар термопластика короткочасно нагрівається (до точки розм'якшення). Внаслідок цього в місцях сильного електричного поля відбувається стискання плівки, яке надовго зафіксується після охолодження пристрою. У результаті утворюється поверхневий рельєф, що повторює записану картину. При спрямуванні на транспарант світлового потоку, що зчитує, останній виявляється промодельованим за фазою. Стирання зображення здійснюється нагріванням плівки в темряві. У деяких різновидів оптично керованих транспарантів даного типу використовується

фоточутливість самого термопластика (*фототермопластика*), що дозволяє обійтися без окремого шару фотопровідника. Енергетична чутливість пристроїв на термопластиках є досить високою і порівнянною з чутливістю фотоемульсії. Просторове розрізнення складає 1000 – 4000 лін/мм [18].

Більшість з розглянутих оптично керованих транспарантів можуть працювати в режимі, коли інтенсивність як потоку, що записує, так і потоку, що зчитує, змінюється за координатами плавно. Для обробки цифрової інформації використовуються матричні оптично керовані транспаранти, які складаються з множини комірок фотопровідник-електрооптичний матеріал, що діють практично незалежно одна від одної і призначені для обробки одного біта інформації.

Конструкції матричних оптично керованих транспарантів відбивного типу зображені на рис. 4.7. На відміну від структур, що були розглянуті вище, світлоізолювальний шар між фотопровідником та електрооптичним середовищем виконується у вигляді матриці дзеркально відбивних металевих площадок. Останні розділяються гумовим шаром, що є непрозорим та нефоточутливим (рис. 4.7а). Зовнішні електроди виконуються у вигляді металевої маски з вікнами. Для зчитування зображення застосовуються напівпрозорі дзеркала, поляризатори і т.п. В якості електрооптичного матеріалу в матричних оптично керованих транспарантах найчастіше застосовуються кристали KDP, LiNbO_3 та інші [18].

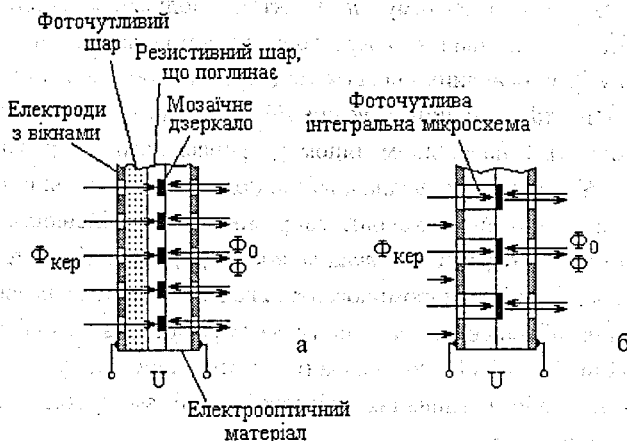


Рисунок 4.7 – Матричні оптично керовані транспаранти відбивного типу: а – з суцільним фотопровідним шаром; б – з матрицею фоточутливих інтегральних схем

Недоліком конструкції матричних оптично керованих транспарантів, яка зображена на рис. 4.7а, є відносно низька швидкодія. Для її підвищення електрооптичний шар наноситься не поверх суцільного резистивного шару, а на створену на прозорій підкладці інтегральну матрицю фоточутливих кремнієвих схем з підсилювальними елементами (транзисторами) (рис. 4.7б). Швидкодія таких пристроїв складає 10^{-7} - 10^{-8} с [18].

Для отримання функції оптичної пам'яті електрооптичний матеріал не обов'язково повинен мати гістерезисні властивості. Для цього, наприклад, може бути використана PLZT-кераміка, але при температурі, що є вищою за точку Кюрі. Оперативна пам'ять транспаранту такого типу забезпечується електронною схемою фоточутливих комірок. Тривалість зберігання інформації визначається часом витoku заряду крізь зворотнзміщений р-п-перехід (приблизно 10^{-2} с) [18], що в деяких випадках є досить достатнім для систем оптичної обробки інформації.

4.3 Модулятори оптичного випромінювання

Для того, щоб світловий промінь міг стати носієм інформації, він повинен бути змодельованим. Як і в радіотехніці, *модуляція* полягає у введенні інформації у світлову хвилю за рахунок зміни в часі однієї з її характеристик: амплітуди, фази, частоти або поляризації. Використовувані в оптоелектроніці фотоприймачі звичайно є чутливими тільки до інтенсивності світла, тому на практиці модуляцію фази, частоти або поляризації світла звичайно перетворюють в модуляцію амплітуди.

Існує два основних способи модуляції випромінювання: прямий (або внутрішній) та зовнішній. При *прямій* модуляції оптичне випромінювання перетворюється необхідним чином у процесі його генерування у самому джерелі. У випадку, наприклад, світлодіодів чи напівпровідникових лазерів пряма модуляція інтенсивності випромінювання здійснюється за рахунок зміни струму збудження. *Зовнішня модуляція*, яка є більш швидкодієюю, полягає в модуляції випромінювання, яке вже вийшло із джерела. Зовнішня модуляція здійснюється зовнішнім модулятором, в основі якого лежить керований оптичний транспарант, тобто кристал, у якого показник заломлення або поглинання світлової хвилі змінюється за допомогою моделюючого сигналу.

Основними характеристиками і параметрами зовнішніх модуляторів є [18]:

- 1) *глибина модуляції*, під якою розуміють відношення інтенсивності

світла $\Phi_{\max}$, що пройшло крізь модулятор при повному його просвітленні, до інтенсивності світла $\Phi_{\min}$, що пройшло крізь модулятор при повному його затемненні, яке звичайно виражають в децибелах:

$$M = 10 \lg(\Phi_{\max} / \Phi_{\min}); \quad (4.9)$$

2) *оптичні втрати*, які характеризують відношенням інтенсивності світла Φ_0 , що падає на модулятор, до інтенсивності світла $\Phi_{\max}$, що пройшло крізь модулятор при повному його просвітленні, яке також виражають в децибелах:

$$\xi = 10 \lg(\Phi_0 / \Phi_{\max}); \quad (4.10)$$

3) *смуга прозорості*, яка визначає спектральний діапазон випромінювання, що проходить крізь модулятор без помітного послаблення;

4) *смуга пропускання Δf* , під якою розуміють діапазон частот модуляції;

5) *споживана потужність на одиницю смуги частот модуляції*, яка виражається в міліватах на мегагерци;

6) *розрізнявальна здатність* (для багатоканальних модуляторів), яка визначається кількістю розрізнявальних ліній на одиниці довжини).

Ефективність обробки електричних сигналів оптичними методами перш за все залежить від кількості сигналів, що обробляються одночасно. Сьогодні практичний інтерес представляють модулятори з кількістю каналів в кілька десятків і навіть сотень. При цьому треба зазначити, що проблема багатоканальної модуляції не може бути ефективно вирішена простим об'єднанням одноканальних модуляторів. Тому, незважаючи на те, що в основу роботи модулятора можна покласти будь який з описаних в підрозділі 4.1 фізичних ефектів, для [23] розв'язання проблеми високошвидкісного і ефективного керування просторово-часовими параметрами оптичного випромінювання найчастіше використовується електрооптичний ефект. Саме в модуляторах, що функціонують на основі використання цього ефекту, можна отримати найбільші щільності заповнення каналів на єдиній пластині.

За конструкцією багатоканальні модулятори можна поділити на одновимірні, в яких розташування робочих комірок описується однією координатою, та двовимірні, в яких розташування кожної комірки визначається двома координатами.

4.3.1 Одновимірні багатоканальні модулятори

Одновимірні багатоканальні модулятори конструктивно реалізуються у вигляді лінійки електрооптичних модулаторів. В основу принципу їх дії, як правило, покладене використання квадратичного електрооптичного ефекту (ефекту Керра). Основними і практично найбільш широко використовуваними матеріалами, в яких спостерігається цей ефект, є ніобат літію (LiNbO_3), сегнетокераміка та магноніабат свинцю ($\text{PbMg}_{1/3}\text{Nb}_{2/3}\text{O}_3$).

Доступність зразків кристалів ніобата літію доброї оптичної якості робить цей матеріал дуже привабливим і перспективним для практичного використання в одновимірних багатоканальних модуляторах [24]. Конструкція лінійки електрооптичних модулаторів на LiNbO_3 зображена на рис. 4.8.

В основі модулятора лежить кристал ніобата літію, розміри сторін якого в напрямку поля d і в напрямку розповсюдження світла l відносяться як 2/100. На поверхню кристала наносяться електроди, ширина яких і відстань між ними робляться однаковими і складають 250 мкм.

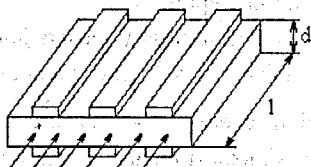


Рисунок 4.8 – Лінійка електрооптичних модулаторів на основі ніобата літію

Ефективність модуляції описуваного пристрою сильно залежить від розходження світлових пучків, оскільки відносно пропускання світла каналом модулятора в його центральній зоні сильно залежить від кута падіння світла. Вже для кута в 1° пропускання складає кілька сотих відсотків від максимального пропускання для кута в 0° [24].

Специфіка формування світлових пучків у розглянутій лінійці електрооптичних модулаторів полягає в тому, що оскільки світлове вікно має форму вузької щілини, то введення оптичного випромінювання в модулятор здійснюється за допомогою циліндричної оптики. Тому розходження пучка спостерігається в одній площині. Для того, щоб модулятор працював з максимальною ефективністю і з максимальною розв'язкою каналів, вісь пучка, що розходить, повинна збігатися з оптичною віссю кристала [24].

При розробці електрооптичних елементів багатоканальних

модуляторів крім ніобата літію широко застосовуються кристали сегнетокераміки. На відміну від LiNbO_3 об'ємні зразки кераміки сильно розсіюють світло і тому характеризуються великими оптичними втратами. Крім того, через ізотропність електрооптичних властивостей кераміки, неможливо отримати високу розв'язку каналів способом, що використовується в попередній конструкції модулятора. Тому для виготовлення модулятора використовуються тонкі полімерні пластини кераміки.

Конструктивно модулятор являє собою пластину кераміки товщиною 200 мкм, на поверхні якої послідовно нанесені шари хрому і олова. Це забезпечує, з одного боку, високу міцність покриття, що проводить, а з іншого, дозволяє здійснити мікропайку проводів. Структура електродів, схема якої зображена на рис. 4.9, створюється методом фотолітографії.

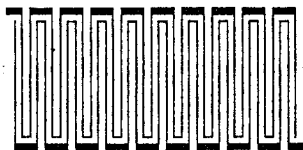


Рисунок 4.9 – Електродна структура лінійки модуляторів на основі сегнетокераміки

Як видно з рисунку, кожний канал модулятора складається з двох областей, які розділяються сигнальним електродом. Напрямки поля у цих областях взаємно протилежні. Проте для середовищ з квадратичним електрооптичним ефектом, до яких належить сегнетокераміка, це немає ніякого значення. Дві області в каналі з протилежними напрямками поля є рівноцінними. Розмір кожного каналу в такій електродній структурі обмежується нульовою шиною, що при високому коефіцієнті заповнення каналів забезпечує їх максимальну просторову розв'язку [24]. Для збільшення світлової апертури каналів збільшується їх розмір в напрямку, перпендикулярному осі лінійки.

Ще одним з матеріалів, що може використовуватися для реалізації багатоканальних модуляторів, є магніобат свинцю ($\text{PbMg}_{1/3}\text{Nb}_{2/3}\text{O}_3$, скорочене позначення PMN). Монокристали цього з'єднання характеризуються великим значенням електрооптичного ефекту, що дозволяє створювати на їх основі багатоканальні модулятори на єдиній підкладці. Крім того, на монокристалах PMN, на відміну від

п'єстокераміки, можна створити об'ємні електрооптичні елементи, що дозволяє найбільш ефективно використовувати квадратичний електрооптичний ефект [24].

Схема електрооптичного елемента багатоканального модулятора на основі кристалів PMN зображена на рис. 4.10. Вона характеризується доброю розв'язкою каналів, високою щільністю їх заповнення та, за порівнянням з розглянутими вище модуляторами, меншими напругами керування.

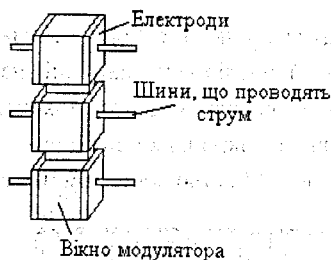


Рисунок 4.10 – Схема електрооптичного елемента багатоканального модулятора на основі кристалів $\text{PbMg}_{1/3}\text{Nb}_{2/3}\text{O}_3$

В основі модулятора лежить пластина кристала PMN, на полірованих поверхнях якої на спеціальному струнному станку випилюються канавки, що утворюють робочі комірки каналів модулятора. На торці кожної комірки перпендикулярно поверхні, що пропускає світло, наносяться електроди. Ширина комірки складає не менш ніж $2/3$ від загальної товщини кристалічної пластини. Канавки заповнюються оптичним клеєм. Це з одного боку зберігає механічну міцність лінійки, а з другого – дозволяє збільшити щільність заповнення каналів. Діелектрична проникність кристала значно більша за діелектричну проникність оптичного клею, тому канавки перешкоджають проникненню силових ліній поля кожного каналу у сусідні з ним канали. У результаті розв'язка каналів підвищується і зберігається значною навіть за наявності постійного електричного зміщення, що дозволяє зменшити напругу керування комірками модулятора.

4.3.2 Двовимірні моделювальні матриці

При створенні двовимірних моделювальних матриць на єдиній підкладці принципове значення для їх функціональних можливостей має спосіб адресації сигналів керування по її каналах. Найбільш просто спосіб

адресації реалізується при використанні поздовжнього електрооптичного ефекту.

Адресація сигналів керування в двовимірному модуляторі, як і в двовимірному оптичному транспаранті (див. підрозділ 4.2.1) може бути координатною і індивідуальною (поелементною). Схема координатної адресації сигналів керування у двовимірних моделювальних матрицях аналогічна тій, що зображена на рис. 4.3 (підрозділ 4.2.1). Схема адресації складається з системи прозорих електродів, які виконуються у вигляді ізованих смужок, нанесених на обидві світлопропускні поверхні кристалеві пластини. Напрямок цих смужок на одній з поверхонь пластини є ортогональним напрямку смужок на іншій поверхні. Така структура електродів дозволяє отримати на перетині двох смужок електродів збільшення електричного потенціалу у два рази порівняно з потенціалом вздовж кожного електрода. Це дає прийнятну розв'язку каналів лише за умови, що електрооптичне середовище має порогову залежність подвійного променезаломлення від значення прикладеного поля, тобто коли електрооптичне середовище має бістабільні властивості. Тому при розробці двовимірних матриць електрооптичних модуляторів з описаною системою електродів використовуються кристали з сегнетоелектричними властивостями при кімнатній температурі, а також кристали, які при цій температурі знаходяться в області розмиття фазового переходу. До таких кристалів відносяться молібдат гадолінію ($Gd_2(MoO_4)_3$), германат свинцю ($Pb_5Ge_3O_{11}$) та PMN. Основою просторової модуляції у цих кристалах є можливість реалізації локального перемикання спонтанної поляризації. Проблеми реалізації такого локального перемикання в кристалах $Pb_5Ge_3O_{11}$ немає, проте в кристалах $Gd_2(MoO_4)_3$ через інерційність доменної стінки відбувається перемикання спонтанної поляризації не лише в області електрода, але й далеко за його межами. Для локалізації спонтанної поляризації в цих кристалах використовуються їх косі зрізи [24].

Для реалізації двовимірного комплексного перетворення Фур'є великих масивів електричних сигналів перспективно використовувати двовимірні матриці з індивідуальною адресацією [24]. У таких матрицях кожний сигнал з наявного масиву керує індивідуальним каналом модулятора. Індивідуальна адресація сигналів широко застосовується у розглянутих вище лінійках електрооптичних модуляторів. Проте індивідуальний спосіб адресації сигналів, прийнятий у лінійках,

використовувати в матричних модуляторах неможливо через неможливість реалізовувати прийнятну для практичного використання щільність заповнення каналів на єдиній підкладці.

Одна з використовуваних конструкцій матричних модуляторів з індивідуальним керуванням реалізується на [24] кристалічній пластині силікату вісмуту товщиною 750 мкм. На одну з поверхонь пластини наноситься прозоре покриття, що проводить, а на іншу – алюмінієві дзеркала діаметром 0,2 мкм. Дзеркала крім того, що забезпечують роботу модулятора на відбивання, виконують ще й функцію локальних електродів.

Для уникнення руйнації дзеркал електричний контакт з ними здійснюється склеюванням дзеркал зі штировими мідними провідниками, які закріплені з певним кроком у пластині з органічного скла. Торці провідників відполіровуються. Відхилення плоскості пластини кристала від плоскості відполірованих штирів електродів призводить до різної товщини оптичного клею між дзеркалом і провідником у різних каналах. Це, у свою чергу, призводить до розкиду постійних розподілення електричного поля в шаровій структурі кожного каналу модулятора. У зв'язку з цим робоча частота електричних сигналів такого модулятора має нижню межу. Нижче цієї межі коректна робота модулятора буде порушена, тобто модулятор не може працювати при постійному електричному полі [24].

Незважаючи на велику напругу керування, дані модулятори характеризуються невеликою потужністю споживання, що пов'язано з низьким значенням діелектричної проникності і малими діелектричними втратами, якими характеризуються кристали силікату вісмуту.

В роботі матричних модуляторів з індивідуальною адресацією електричних сигналів можна також використати поперечний електрооптичний ефект в прозорій сегнетокераміці. Подібний модулятор будується на тонкій (200 мкм) пластині сегнетокераміки, на одну з полірованих поверхонь якої нанесено прозоре покриття, що проводить, а на іншу – діелектричне дзеркало [24]. З боку діелектричного дзеркала до пластини кераміки приклеєна склометалева шайба. Металеві жили шайби, які є електродами окремих каналів модулятора, виступають над поверхнею її скляного тіла на відстань не меншу, ніж товщина оптичного клею. Така конструкція забезпечує безпосередній електричний контакт металеві жили з пластиною кераміки при склеюванні, оскільки оптичний клей витискується із зони безпосереднього контакту жили у простір між пластиною і скляним тілом шайби. У даному випадку зміна

двопроменезаломлення сегнетокераміки відбувається лише за рахунок поперечних складових електричного поля, які виникають за межами жили. У зв'язку з тим діаметр жили вибирається як можна меншим.

Основними перевагами такої конструкції є добра просторова розв'язка каналів модулятора, яка досягається за рахунок того, що крок заповнення штирів у шайбі є значно більшим за товщину пластини кераміки, та високого контрасту при великому допустимому розходженні світлових променів [24]. Певним недоліком розглянутого модулятора є наявність "мертвої" зони в центрі кожного його каналу, яка обумовлюється металевою жилою, через яку подається сигнал керування каналом.

4.3.3 Матричний модулятор з пригніченням сателітних дифракційних максимумів

Наявність дискретної структури електродів в матричних модуляторах призводить до того, що дифракційний спектр електричних сигналів містить додаткову структуру дифракційних максимумів, тобто кожний інформативний дифракційний максимум буде мати власні сателіти [24]. Наявність сателітних дифракційних максимумів є суттєвим недоліком багатоканальних модуляторів з дискретною структурою електродів. Вони суттєво збільшують шуми оптичних процесорів і знижують їхню ефективність.

Сателітні дифракційні максимуми, які виникають за рахунок дискретної структури електродів, можуть бути пригнічені при зчитуванні когерентним світлом. Основна особливість такого модулятора полягає в тому, що на одну з поверхонь електрооптичного транспаранта у цьому модуляторі наноситься фотопровідний шар, поверх якого розташовується система дискретних електродів. Наявність фотопровідного шару дозволяє за допомогою фотоактивного засвічування формувати плавну зміну електричного потенціалу на поверхні транспаранта. Для цього модулятор має додатковий канал. Можливість формування плавної зміни електричного потенціалу по краях електродної структури дозволяє уникнути різкої зміни показників заломлення на межі електродів, що виключає дифракцію світла на цій межі. Зазначений спосіб пригнічення сателітних дифракційних максимумів можна застосовувати в усіх вище описаних багатоканальних модуляторах з дискретною електродною адресацією електричних сигналів.

4.4 Оптичні дефлектори

Оптичним дефлектором називається пристрій, призначений для зміни просторового положення світлового променя. Розрізняють дефлектори з дискретним набором положень відхиленого променя — *цифрові дефлектори*, та дефлектори, призначені для його безупинного розгортання — *аналогові дефлектори* або *сканери*.

Дефлектори будуються на оптичних керованих транспарантах, в яких використовується електрооптичний або акустооптичний ефекти.

4.4.1 Електрооптичні дефлектори

Як вже неодноразово відзначалося вище, звичайний і незвичайний промені, що вийшли з двоприменезаломлювального кристала, є лінійно поляризованими у взаємно перпендикулярних площинах. Якщо на плоскопаралельну пластину, вирізану з такого кристала під кутом до його оптичної осі, направити світло, поляризоване у площині поляризації звичайного променя, на виході кристала незвичайний промінь буде відсутній, а звичайний промінь пройде крізь кристал, не змінюючи свого просторового положення. Якщо ж площину поляризації падаючого на пластину променя повернути на 90° , крізь кристал пройде лише незвичайний промінь. Останній вже не буде продовженням падаючого, а паралельно зміститься відносно нього на деяку відстань. Іншими словами, за допомогою поляризатора можна виділити один з двох просторово розділених променів, що виходять з кристала. У дефлекторах орієнтацію площини поляризації первинного променя змінюють не поворотом поляризатора, а за допомогою електрооптичної комірки. За відсутності напруги керування U електрооптична комірка не змінює поляризації світла, а при U , що дорівнює напівхвильовому $U_{\lambda/2}$, площина поляризації повертається на 90° , що і потрібно для роботи дефлектора. Зсув променя залежить від матеріалу, з якого вирізана двоприменезаломлювальна пластина, і від її товщини, тобто він не може керуватися електрично. Щоб промінь на виході дефлектора міг мати безліч положень, світло пропускають крізь послідовність пар «електрично керований модулятор поляризації — двоприменезаломлювальна пластина» (рис. 4.11). Для отримання однакового кроку в дискретній послідовності положень світлового променя на виході дефлектора необхідно, щоб товщини двоприменезаломлювальних пластин, розташованих каскадно одна за одною, відрізнялися у два рази [18].

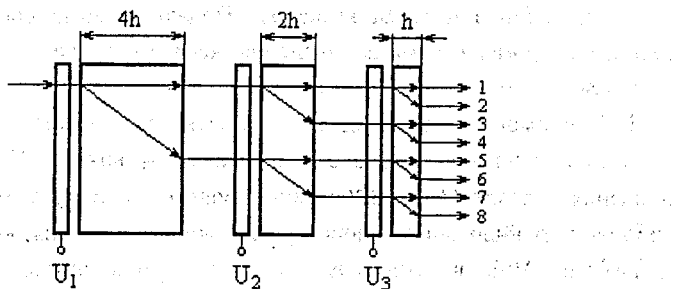


Рисунок 4.11 – Трикаскадний дефлектор з вісьмома положеннями світлового променя на виході

Нехай головний переріз усіх кристалів (площина, що проходить крізь напрямок променя світла й оптичну вісь кристала) збігається з площиною рисунка. Направимо на дефлектор лінійно поляризований промінь, так щоб площина електричного вектора у світловій хвилі була перпендикулярною головному перерізу кристалів. Якщо на всі модулятори поляризації напруга не подана, площина поляризації променя не змінюється, він не відхиляється від первісного напрямку і на виході пристрою виявиться в положенні 1. Якщо прикласти, наприклад, до третього модулятора поляризації напругу $U_{\lambda/2}$, що дорівнює напівхвильовій, тобто тій, що повертає площину поляризації світла на 90° , то промінь зміститься в третій пластині і вийде з дефлектора в напрямку 2. Щоб промінь на виході дефлектора зайняв положення 3, його необхідно відхилити в другій пластині, прикладаючи напругу $U_{\lambda/2}$ до другого каскаду дефлектора. При виконанні цієї умови, друга пластина поверне площину поляризації променя на 90° . І тому, щоб промінь не відхилявся третьою пластиною, напругу $U_{\lambda/2}$ треба прикласти ще і до третього каскаду. Для того щоб світловий промінь вийшов з дефлектора у напрямку 4, напівхвильова напруга повинна бути прикладена тільки до другого каскаду і т.д.

Слід зазначити, що зовсім не обов'язково, щоб товщина пластин у дефлекторі зменшувалася в напрямку поширення світлового променя, як це зображено на рис. 4.11. Вона, наприклад, може збільшуватися у напрямку поширення світла або змінюватися упереміж. У цих випадках зміниться лише послідовність прикладання напруг керування.

Для розширення діапазону відхилення променя вдвічі (при тому самому кроці) у пристрій, зображений на рис. 4.11, потрібно ввести каскад

з двопротенезаломлювальною пластинною, яка повинна бути у два рази товща порівняно з першим каскадом. Подальше розширення діапазону відхилення променя вимагає введення каскадів з ще більш товстими пластинами.

За допомогою n -каскадного дефлектора можна отримати 2^n дискретних положень світлового променя на виході. Щоб отримати відхилення променя по двох координатах, треба використати два послідовно розташованих одновимірних блоки відхилення, кожний з яких відхиляє промінь в напрямку, який є перпендикулярний напрямку відхилення іншого. Другими словами, у дефлектор вводять двопротенезаломлювальні кристали, головні перерізи яких є взаємно перпендикулярними (при цьому є досяжними 10^4 - 10^5 положень променя на виході при часі перемикання 10^{-6} - 10^{-7} с) [18].

Одним з основних параметрів дефлектора є *розрізняювальна здатність*, яка для розглянутого пристрою визначається матеріалом і товщиною двопротенезаломлювальних пластин h , а також їхньою орієнтацією щодо оптичної осі кристала. Очевидно, що відхилення незвичайного променя d дорівнює $h \cdot \operatorname{tg} \varphi$, де φ - кут відхилення променя в пластині.

Кут відхилення світлового променя в каскадах дефлектора залежить лише від матеріалу, з якого виготовлені двопротенезаломлювальні пластини, і не залежить від напруги керування, що прикладається до модуляторів поляризації. Якщо, наприклад, значення напруги буде меншим за $U_{\text{ЛЗ}}$, положення незвичайного променя не зміниться, а зменшиться лише його інтенсивність. Крім того, у цьому випадку на виході дефлектора з'явиться звичайний промінь, інтенсивність якого буде зростати при зменшенні U порівняно з $U_{\text{ЛЗ}}$.

Незважаючи на простоту роботи, цифрові електрооптичні дефлектори є складними у розробці [19]. Причина цього полягає в складності оптичної схеми, яка накладає жорсткі вимоги до точності конструкції і властивостей використовуваних матеріалів, а також трудність здійснення робочого режиму з малою потужністю споживання. Крім того, складно отримати електрооптичні матеріали, що мають високі оптичні властивості при досить великих площинах.

Для створення цифрових електрооптичних дефлекторів можуть застосовуватися ті самі матеріали, що й в електрооптичних модуляторах. Звичайно такими матеріалами є електрооптичні кристали LiNbO_3 , BaTiO_3 та DKDP. Тут треба звернути увагу на те, що зазначеним матеріалам

притаманні [24] суттєві недоліки, пов'язані з високими напівхвильовими напругами і малим допустимим розходженням світлових пучків. Ці недоліки є принциповими при створенні дискретних дефлекторів і можуть бути усунені при використанні кристалів PMN.

В аналогових дефлекторах безперервне відхилення (сканування) променя отримують, використовуючи призму з електрооптичного матеріалу з нанесеними на її торцевих гранях металевими електродами, до яких прикладається напруга керування U . Кут ϕ , під яким промінь виходить з призми, залежить від показника заломлення матеріалу призми, а значить і від U . Розрізнявальна здатність сканера визначається як відношення максимальної зміни кута $\Delta\phi$ до розходження променя $\delta\theta$. Значення $\Delta\phi/\delta\theta$ для призмного електрооптичного сканера може досягати $\sim 1 \cdot 10^2$.

4.4.2 Акустооптичні дефлектори

Робота акустооптичних пристроїв основана на взаємодії оптичних і звукових хвиль, що одночасно поширюються в речовині. Це так званий акустооптичний ефект, який був розглянутий у розділі 4.1.

Для спостереження акустооптичного ефекту (рис. 4.12) звукову хвилю в кристалі збуджують за допомогою акустоелектричного перетворювача, що представляє собою п'єзоелектричну пластинку, прикріплену до кристала, або тонку плівку, нанесену на його поверхню [18]. Найбільш придатними матеріалами для отримання перетворювачів виявилися кристали LiNbO_3 , CdS та ZnO .

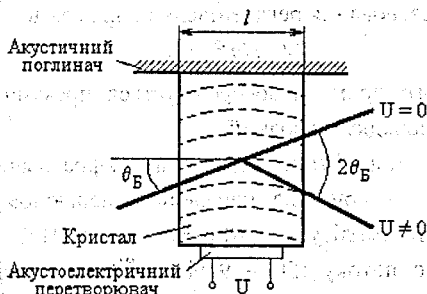


Рисунок 4.12 – Конструкція акустоелектричного дефлектора

Прикладання до перетворювача змінної електричної напруги викликає механічні коливання пластинки (плівки) і збуджує у кристалі звукові хвилі широкого діапазону частот аж до десятків ГГц, що приймаються акустичним поглиначем на протилежному кінці кристала (наприклад,

епоксидна смола з наповнювачем, сплав вісмута з індієм і т.д.). Розповсюджуючись в середовищі, акустична (звукова) хвиля викликає синусоїдальну зміну показника заломлення середовища [19]. Ця зміна призводить до утворення фазових об'ємних дифракційних ґрат, період яких дорівнює довжині звукової хвилі.

Можливі дві схеми дифракції світла на звукових хвилях. При першій когерентний оптичний промінь посиляється нормально до напрямку поширення звукової хвилі (*дифракція Рамана-Нота*). У цьому випадку на виході світлова хвиля розбивається на серію пучків, що симетрично розходяться під кутами θ_m до падаючого променя

$$\theta_m = m\lambda/\lambda_{zv} \quad (4.8)$$

де $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$; λ - довжина хвилі світла.

Умові $m = 0$ відповідає нульовий порядок дифракції, $m = \pm 1$ - перший і т.д. Таким чином, енергія падаючого променя розподіляється серед безлічі пучків. Співвідношення інтенсивності дифрагованих пучків залежить від частоти й інтенсивності звуку та довжини шляху, пройденого світлом у зоні дії звукової хвилі (*довжини взаємодії L*). Для того щоб дифракція Рамана-Нота мала місце, повинна виконуватися умова $\lambda L/\lambda_{zv}^2 \ll 1$. При протилежній нерівності спостерігається інший тип дифракції, коли світло падає на кристал не перпендикулярно напрямку поширення звуку (*дифракція Брегга*) [18].

Якщо кут між напрямком падаючого світлового променя і нормаллю до поверхні кристала θ_B (рис. 4.11) задовольняє умову, аналогічну умові Брегга-Вульфа для розсіювання рентгенівських променів

$$2\lambda_{zv} \sin \theta_B = \lambda, \quad (4.9)$$

вся енергія світлового променя зосереджується практично в пучку, що відповідає першому порядку дифракції.

Співвідношення між інтенсивностями дифрагованого променя і променя, що вийшов з кристала паралельно падаючому, залежить від довжини взаємодії й амплітуди звукової хвилі. Щоб значна частина падаючого світлового потоку (50 – 90%) виявилася дифрагованою при інтенсивності звуку 1 Вт/см², довжина взаємодії для різних речовин повинна за порядком величини складати 0,1 – 10 см [18]. Частота звуку ν_{zv} звичайно перевищує 10⁹ Гц, що відповідає так званому *гіперзвуку*.

Згідно з (4.9) при $\sin \theta_B = 1$ (розсіювання світла назад) повинна виконуватися рівність $\lambda_{zv} = \lambda$, чому відповідає деяка гранична частота звуку $\nu_{zv}^{\max}$ для даної λ . Значення $\nu_{zv}^{\max}$ залежить не тільки від довжини хвилі

світла, але й від матеріалу акустооптичної комірки, оскільки в різних матеріалах швидкість поширення звуку різна. У видимій області спектра значення v_{zv}^{max} знаходиться в межах від декількох гігагерц до декількох десятків гігагерц [18].

Дифракція Брегга успішно використовується у швидкодіючих оптичних дефлекторах. Безсумнівною перевагою таких дефлекторів у порівнянні з електрооптичними є можливість змінювати кут відхилення променя за рахунок зміни частоти звуку. Однак відповідно до (4.9) при цьому необхідно узгоджено змінювати і кут падіння світлового променя так, щоб кожний раз умова Брегга виконувалася. Цього можна досягти, змінюючи потрібним чином напрямок поширення падаючого променя або звукової хвилі, що суттєво ускладнює роботу дефлектора. Проте умова (4.9) для різних кутів виконується при використанні розбіжної, а не плоскої, звукової хвилі (це схематично показано на рис. 4.12). Таку хвилю можна розглядати як сукупність плоских хвиль, спрямованих у межах деякого кутового інтервалу. Для заданої частоти звуку дифракція Брегга буде спостерігатися на тому компоненті звукової хвилі, для якого виконується умова (4.9). Очевидно, що чим більше розходження звукової хвилі, тим у більшому кутовому інтервалі можна відхиляти світловий промінь, змінюючи частоту звуку. При цьому, однак, зменшується довжина акустооптичної взаємодії і для отримання тієї самої інтенсивності дифрагованого променя доводиться збільшувати інтенсивність звукової хвилі [18].

Якщо як робоче тіло акустооптичної комірки використовувати анізотропний кристал, картина явищ, що відбуваються, ускладнюється в порівнянні з розглянутою. Умови дифракції стають залежними від взаємної орієнтації напрямку поширення звуку й оптичної осі кристала, положення площини поляризації світла і т.п. У цьому випадку, проте, може бути помітно розширений діапазон зміни частоти звуку, у якому виконується умова Брегга, а значить, і збільшений інтервал кутового положення дифрагованого променя при тій самій споживаній потужності [18].

За допомогою акустооптичних пристроїв можна здійснювати не тільки однокоординатне, але й двокоординатне відхилення світлового променя. При цьому дефлектори з взаємно перпендикулярними площинами розгорнення можуть бути поєднані в одній акустооптичній комірці. Кількість положень світлового променя (розрізнявальна здатність) акустооптичного дефлектора може складати $10^3 - 10^4$ [18]. При цьому розгорнення може здійснюватися не лише за набором фіксованих

напрямків, але й при безупинному скануванні, що досягається східчастою чи плавною зміною частоти акустичних коливань.

Швидкодія акустооптичного дефлектора визначається часом, протягом якого звукова хвиля пройде активну зону кристала, тобто вона обмежена відносно низькою швидкістю звуку [18]. Проте час перемикання світлового променя може складати менш ніж 10^{-6} с.

В акустооптичних дефлекторах можуть використовуватися багато матеріалів, що слабко поглинають звукові коливання і прозорі у відповідній області оптичного спектра: плавлений кварц, халькогенідні й інші види скла різного хімічного складу, діоксид телура TeO_2 (парателлурит), молібдат свинцю PbMoO_4 (вільфініт), а також кристали KDP, DKDP, LiNbO_3 та ін. [18].

Дефлектор на основі акустооптичного ефекту можна використовувати як модулятор (при цьому легше досягти 100% модуляції, якщо використовувати не лінійний, а дифрагований промінь), а також для виконання інших перетворень світлової хвилі.

Якщо на кристал з введеною в нього звуковою хвилею направити широкосмугове (а не монохроматичне) випромінювання, то на кут 2θ відхилиться світло переважно однієї довжини хвилі. Це дозволяє виділити з падаючого променя вузький спектральний інтервал випромінювання. Змінюючи частоту звуку, довжину хвилі дифрагованого світла можна змінити в широкому діапазоні, що охоплює видиме, ультрафіолетове й інфрачервоне випромінювання [18]. На цьому основана робота швидкодійних акустооптичних фільтрів, що можуть перебудовуватися. Спектральна напівширина таких фільтрів складає 0,01 – 1 нм.

Оскільки в акустооптичній комірці світло дифрагує на звуковій хвилі, тобто на "дифракційній ґратці, що рухається", виникає зсув частоти світла внаслідок ефекту Доплера. Для світла, що падає на кристал убік поширення звуку, і для світла, що поширюється в протилежну сторону, частота світла стає такою, що дорівнює $\nu - \nu_{\text{зв}}$ і $\nu + \nu_{\text{зв}}$. Це явище можна використовувати на практиці для зсуву частоти світла нагору чи вниз на значення $\nu_{\text{зв}}$, яке також можна змінювати [18].

4.5 Оптичні логічні елементи і функціональні вузли

Основу будь-якої електронної обчислювальної машини складають порогові або перемикальні елементи, на яких будуються логічні та запам'ятовувальні пристрої. Швидкодія електронних перемикальних

елементів обмежується характеристиками використаного для їх реалізації напівпровідникового матеріалу, зокрема, часом життя неосновних носіїв заряду. Мінімальний час перемикання (максимально можлива швидкодія) для транзисторних елементів, які є основним будівельним базисом усіх цифрових електронних пристроїв, теоретично може складати 10^{-10} - 10^{-9} с. Проте для того, щоб задовольнити сучасні потреби в швидкостях обробки інформації, необхідно мати надшвидкодійні елементи з часом перемикання 10^{-11} - 10^{-12} с. Такі елементи можуть бути створенні лише на основі принципово нової технології, нових фізичних ефектів. У цьому підрозділі розглянемо перемикальні елементи, які можуть скласти конкуренцію транзисторним ключам.

4.5.1 "Смарт-піксел"

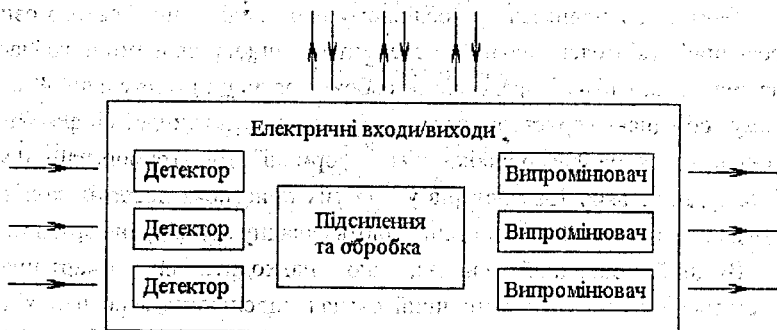
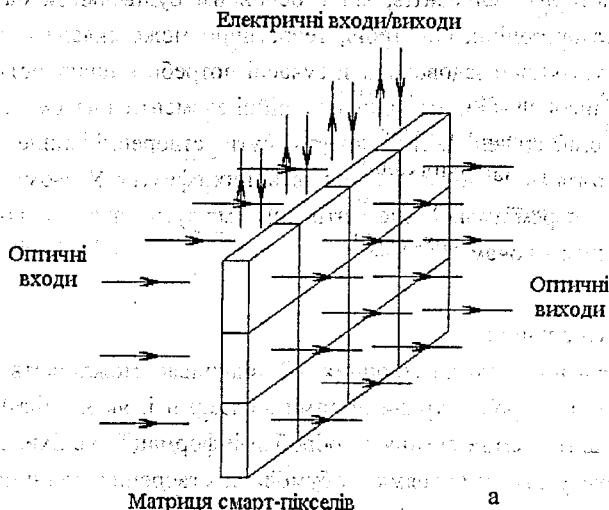
Застосування оптоелектронних ІС відкриває можливість створення компактних пристроїв з тривимірними зв'язками і, як наслідок, дозволяє різко підвищити темпи обміну та обробки інформації. Успіхи, досягнуті в останні роки у цьому напрямку, обумовили створення принципово нової оптоелектронної інтегральної структури, яка отримала назву смарт-піксел (smart pixel) [17].

Термін «смарт-піксел» у дослівному перекладі з англійського означає «розумний» («інтелектуальний») елемент оптичного двовимірного масиву. Окремий смарт-піксел представляє собою фрагмент інтегральної схеми, в якому об'єднані пристрої введення/виведення оптичної інформації і електрична схема для обробки цієї інформації. Електрична схема може містити від кількох транзисторів у простих пристроях до декількох тисяч транзисторів у пристроях, що здійснюють складну обробку інформації.

Вхідний оптичний сигнал, що надходить до смарт-піксела, перетворюється ним в електричний сигнал, підсилюється до необхідного рівня і попадає на електронну схему обробки. Після обробки електричний сигнал перетворюється в оптичний і надходить на вихід схеми. У багатоканальному виконанні окремі елементи смарт-пікселів об'єднуються в матрицю, утворюючи оптоелектронну інтегральну схему (рис. 4.13). Інформація, яка надходить на матрицю, після обробки виходить у вигляді двовимірного оптичного масиву і може бути передана в іншу матрицю з використанням різних типів оптичних між'єднань.

У найпростішому випадку матриця являє собою однорідну структуру, яка складається з однотипних смарт-пікселів. У загальному випадку

можливий і більш складний закон розміщення елементів у матриці, який буде визначатися архітектурою створюваного на базі цієї матриці пристрою, а також типом використовуваних оптичних систем [17].



6

Рисунок 4.13 - Інтегральна схема з матрицею смарт-пікселів (а) і структура окремого смарт-піксела (б)

Основними характеристиками матриць смарт-пікселів є:

- загальна кількість оптичних входів/виходів;
- щільність розміщення смарт-пікселів у матриці;
- функціональна складність — відношення загальної кількості транзисторів у матриці до загальної кількості входів/виходів;

- загальна продуктивність - добуток загальної кількості входів/виходів на продуктивність окремого каналу.

Створення матриць смарт-пікселів у даний час йде по двох напрямках [17]. Один з них - виготовлення матриць смарт-пікселів з великою загальною продуктивністю і помірною кількістю входів-виходів при достатньо високій функціональній складності окремих смарт-пікселів.

Другий напрямок полягає у виготовленні матриць з високими комутаційними можливостями, тобто з великою кількістю входів/виходів, але з меншими продуктивністю та функціональною складністю.

У відповідності з цими двома напрямками можна виділити дві області застосування смарт-пікселів. Так, областю використання матриць високопродуктивних смарт-пікселів можуть бути комутаційні системи та спеціалізовані високопродуктивні обчислювальні пристрої. Областю застосування матриць з великою кількістю входів/виходів - дисплеї, аналогові оптичні процесори, оптичні нейронні мережі, оптичні запам'ятовувальні пристрої.

Можливі два підходи до реалізації смарт-пікселів. Перший полягає у використанні як вихідних елементів оптичних модуляторів. У цьому випадку для формування вихідних оптичних сигналів потрібна наявність достатньо потужного, загального для усіх виходів немодульованого джерела випромінювання. При іншому підході як вихідні елементи використовуються активні джерела випромінювання - найчастіше вертикально випромінювальні лазерні діоди (ВВЛ).

Успіхи, досягнуті у 80-х роках минулого сторіччя у створенні оптичних модуляторів на базі пристроїв із самоіндукованим електрооптичним ефектом, стимулювали розвиток першого підходу. Були отримані важливі результати як в області створення елементної бази, так і в області проектування і моделювання подібних пристроїв. Зокрема, була показана практична можливість створення на базі цієї технології оптоелектронної ІС з кількістю оптичних входів/виходів більшою за 4000, швидкістю передачі даних по кожному каналу понад 1 Гбіт/с та імовірністю виникнення помилки меншою за 10^{-10} [17].

Проте низький коефіцієнт контрастності модуляторів, а також необхідність використовувати зовнішнє джерело випромінювання є суттєвою перешкодою для реалізації за таким принципом оптоелектронних ІС з великим ступенем інтеграції та високою продуктивністю. Тому в останні роки різко підвищився інтерес до другого підходу - розробки

смарт-пікселів з використанням активних джерел випромінювання, в яких на єдиній базовій підкладці поєднуються усі структурні елементи смарт-піксела. Це стало можливим завдяки великому прогресу у дослідженнях і технології виготовлення матриць напівпровідникових вертикально випромінювальних лазерів з низькими граничними струмами і швидкодіяних напівпровідникових фотоприймачів з високою чутливістю, а також успіхам, досягнутим в інтеграції таких елементів з електронними схемами обробки сигналів. Такі смарт-піксели складаються з ВВЛ, інтегрально об'єднаних з фототранзисторними або фототиристорними елементами. Для підвищення швидкодії і функціональних можливостей ВВЛ можуть поєднуватися з фотоприймачами типу метал-напівпровідник-метал та МОН-транзисторами [17].

Для створення ВВЛ може бути використана велика кількість напівпровідникових з'єднань A_3B_5 і A_3B_6 . Найбільш вивченими системами для виготовлення активної області у вигляді квантових ям ВВЛ є потрібні з'єднання InGaAs, відділені одне від одного бар'єрними шарами GaAs. Підкладка GaAs прозора для випромінювання квантових ям InGaAs, тому можлива реалізація пристроїв з верхнім або нижнім виводом випромінювання. Квантоворозмірні структури InGaAs/GaAs знаходяться в стиснуто-напружених станах, що забезпечує збільшення коефіцієнта підсилення. Найменшими граничними щільностями струму в таких системах характеризуються лазери, які містять одну квантову яму. Довжини хвиль лазерної генерації такого роду пристроїв знаходяться в діапазоні 0.9 – 1.0 мкм.

Останнім часом з'явилися повідомлення про створення лазерів з виводом випромінювання крізь підкладку AlGaAs, що працюють на довжині хвилі 0.85 мкм [17]. Квантові ями GaAs/AlGaAs використовуються для отримання активної області пристроїв, що випромінюють у діапазоні 0.78 – 0.88 мкм. Випромінювання в цій області становить інтерес для оптичного накачування твердотільних лазерів, а також для систем зв'язку невеликої довжини.

Електрична схема смарт-піксела, у якому інтегрально об'єднані ВВЛ і фототранзистор, зображена на рис. 4.14 [17]. Вона може виконувати логічні функції НІ та НІ-АБО: при надходженні на вхід такого смарт-піксела одного оптичного сигналу він реалізує функцію інвертора; при одночасному засвічуванні фототранзистора декількома вхідними сигналами схема буде реалізовувати функцію НІ-АБО.

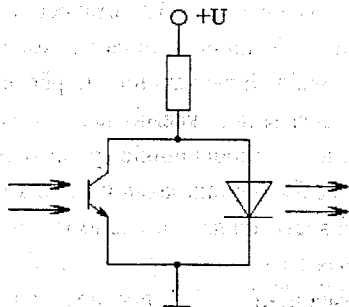


Рисунок 4.14 – Електрична схема смарт-пікселя на базі ВВЛ і фототранзистора

Застосування в смарт-пікселі фототиристора замість фототранзистора дозволяє отримати нові функціональні можливості. Так, опромінювання фототиристора, послідовно з'єднаного з ВВЛ, буде перемикає останній у режим світлової генерації. Після вимикання вхідного оптичного сигналу ВВЛ залишається у включеному стані так довго, доки напруга зсуву на ньому перевищує граничне значення. Зменшення коефіцієнта позитивного зворотного зв'язку у тиристорі дозволяє реалізувати бістабільну роботу перемикача [17].

Поліпшення характеристик смарт-пікселів, розроблюваних на базі ВВЛ, особливо в напрямку підвищення їхніх функціональних можливостей, досягають об'єднанням GaAs-технології отримання масивів ВВЛ і кремнієвої КМОН-технології виготовлення ІС [17]. У даний час немає прямих і простих способів вирощування різномірних матеріалів, тобто вирощування будь-якого матеріалу на затравочній підкладці іншого матеріалу, оскільки через розходження в кристалічних рішотках перехідна область завжди буде містити дислокації. У зв'язку з цим єдиним можливим методом об'єднання цих двох технологій є поки що використання гібридної конструкції.

Першим кроком інтеграції ВВЛ з кремнієвими ІС стало складання дискретних компонентів у єдиному корпусі [17]. Типова конструкція оптоелектронної ІС при цьому способі складається із змонтованих в одному корпусі матриці ВВЛ, матриці такого самого розміру МНМ-фотоприймачів і спеціальної електронної мікросхеми, виготовленої за КМОН-технологією. Основним недоліком цього способу є висока вартість, тому він не отримав широкого розвитку.

Більш широкі можливості при створенні оптоелектронних ІС відкриває використання гібридної технології, коли оптоелектронні вузли монтуються на кремнієвій інтегральній мікросхемі. У цьому випадку вдається поєднати досягнення кремнієвої електроніки і можливості оптоелектроніки на базі напівпровідників групи A_3B_5 . Відомі кілька різних методів інтеграції оптоелектронних компонентів з кремнієвими ІС. Кожен метод має свої особливості, однак загальними моментами для будь-якого гібридного технологічного процесу є такі етапи: виготовлення оптоелектронних компонентів, їх перенос на кремнієву пластину, здійснення електричного контакту з елементами електронних схем у кремнієвій пластині і видалення базової підкладки оптоелектронних компонентів.

Більш детально різноманітні структури смарт-пікселів та технології їх виготовлення описані в роботі [17].

Як вже було відзначено вище, ВВЛ мають безсумнівні переваги при інтеграції в одновимірні і двовимірні масиви. Однак певні труднощі виникають на етапі виготовлення електричних з'єднань. Найбільш широко використовуваним способом їх виготовлення є створення провідних областей між контактними площадками на периферії матриці ВВЛ і безпосередньо між лазерами.

Як і в керованих оптичних транспарантах для керування лазерами в матриці може бути використана індивідуальна або матрична адресація.

При індивідуальній (незалежній) адресації у масивах розміром до 8×8 елементів для підведення струму, як правило, використовуються металізовані лінії. Для матриць з більш великою кількістю елементів застосовується спосіб матричної (по рядках і стовпцях) адресації, аналогічний тому, що використовується в рідкокристалічних дисплеях. Однією з основних переваг матричної адресації є менша кількість необхідних контактних площадок, а саме $K + N$ (де $K \times N$ - розміри масиву), а не $K \times N$, як при індивідуальній адресації. Проте схема прямої адресації ВВЛ у матриці є кращою, якщо остання виконується за методом «переверненого» кристала [17].

При використанні матриць ВВЛ в оптоелектронній ІС і при великій кількості елементів у матриці важко реалізовувати схеми керування з індивідуальною установкою струму зсуву для кожного окремого лазера. При однаковому для всіх лазерів струмі зсуву розкид граничного струму і диференціальної ефективності ВВЛ призводить до появи часових затримок

між каналами та зменшення співвідношення сигнал/шум. У зв'язку з цим великого значення набуває питання про вплив розкиду характеристик окремих лазерів у матриці на пропускну здатність вихідних каналів оптоелектронної ІС і максимально можливу кількість виходів.

Можливі два режими керування лазерами в матриці. Перший полягає в модуляції струму лазера при малому струмі зсуву, тобто коли однаковий для всіх лазерів у матриці струм зсуву є меншим за середній граничний струм. У другому режимі струм зсуву перевищує середній граничний струм. У режимі малих струмів зсуву пропускну здатність каналу при нульовому розкиді параметрів лазерів обмежується максимальною часовою затримкою оптичного відгуку лазера на імпульс струму керування і складає 1 Гбіт/с. Зі збільшенням розкиду характеристик пропускну здатність каналу падає, оскільки зростає час затримки для лазерів з більш високим граничним струмом. У режимі високих струмів зсуву максимальна пропускну здатність обмежується відношенням сигнал/шум у каналі зв'язку, і при нульовому розкиді параметрів у межах матриці складає 1,6 Гбіт/с при імовірності появи помилки менше ніж 10^{-10} [17]. Зі збільшенням розкиду характеристик лазерів відношення сигнал/шум зменшується, що призводить до зниження пропускну здатності каналу при збереженні тієї ж самої імовірності помилки.

Таким чином, неоднорідність характеристик лазерів у матриці більшою мірою впливає на пропускну здатність в режимі керування з великими струмами зсуву. Другим недоліком режиму керування з великими струмами зсуву є більша споживана потужність та більше виділення тепла в передавальному пристрої.

4.5.2 Трансфазор

Повністю оптичним аналогом транзистора є пристрій, створений співробітниками Единбургського університету на чолі з проф. Д. Смітом [19]. Цей пристрій отримав назву *трансфазор*. Трансфазор – оптичний пристрій, який може бути використаний для керування потужністю оптичного випромінювання.

В основі роботи трансфазора лежить властивість деяких кристалів змінювати показник заломлення при збільшенні інтенсивності падаючого на них світла. При створенні конструкції трансфазора була запозичена ідея, закладена в інтерферометрі Фабрі-Перо.

Найпростіший інтерферометр Фабрі-Перо (рис. 4.15) складається з

двох плоских дзеркал, розташованих паралельно одне одному і розділених деяким простором, іменованим резонатором. Резонатор заповнюється речовиною, що пропускає світло тільки визначеної довжини хвилі. Коефіцієнт відбиття R дзеркал вибирається так, щоб при освітленні будь-якого з них 90 - 95% падаючого світла відбивалося назад і лише 5 - 10% пропускатися незалежно від довжини хвилі [19]. Припустимо, що $R = 0,9$. Тоді, якщо на дзеркало M_1 , що утворює передню стінку інтерферометра, падає промінь світла інтенсивністю I_0 , то промінь, що пройшов усередину резонатора, буде мати інтенсивність, що дорівнює $0,1I_0$. Оскільки дзеркало M_2 має ті самі властивості, що і M_1 , вихідний промінь світла, що пройшов через інтерферометр, буде мати інтенсивність $0,01I_0$, тобто в 100 разів меншу за інтенсивність вхідного променя. Промінь світла, який відбивається від задньої стінки інтерферометра і має інтенсивність $0,09I_0$, багаторазово відбиваючись від дзеркал резонатора, буде ставати усе слабкішим і слабкішим, доки усе світло не вийде з інтерферометра. Кожен прохід променя вносить певний вклад у вихідний сигнал, збільшуючи його енергію, але несуттєво.

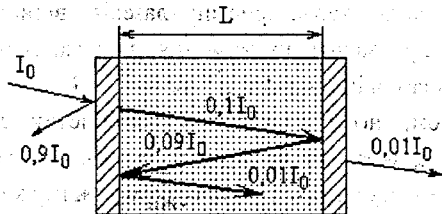


Рисунок 4.15 – Інтерферометр Фабрі-Перо

Оскільки вхідний промінь падає на інтерферометр перпендикулярно поверхні його дзеркал, всі промені в резонаторі будуть розповсюджуватися по одному і тому самому шляху, взаємодіючи між собою. Результат взаємодії залежить від співвідношення фаз прямого та зворотного променів: якщо різниця фаз буде кратною 2π , то промені в резонаторі будуть підсилювати один одного (конструктивна інтерференція); якщо різниця фаз складає $(2\pi n + 1)$, то промені в резонаторі будуть послаблювати один одного (деструктивна інтерференція). Перший випадок має місце, коли оптична довжина резонатора L дорівнює цілому числу напівхвиль падаючого світла:

$$L = k\lambda/2, \quad (4.10)$$

де λ - довжина хвилі падаючого світла; k — ціле число.

Якщо

$$L = (k + 0.5)\lambda/2, \quad (4.11)$$

то має місце другий випадок.

Інтерференція світла всередині резонатора істотно впливає на пропускання інтерферометра Фабрі-Перо:

$$J = I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}}, \quad (4.12)$$

де $I_{\text{вх}}$ та $I_{\text{вих}}$ — інтенсивності вхідного і вихідного світлових променів.

При повній деструктивній інтерференції інтенсивність вихідного світлового променя є мінімальною. У цьому випадку пропускання інтерферометра є незначним. При повній конструктивній інтерференції численні прямі і зворотні пучки світла підсилюють один одного, складаючись за амплітудою, у результаті чого в резонаторі створюється поле, інтенсивність якого в багато разів перевищує інтенсивність падаючого на інтерферометр променя. Інтенсивність світлового променя на виході інтерферометра у цьому випадку дорівнює інтенсивності вхідного. Таким чином, змінюючи оптичну довжину резонатора L , можна змінювати пропускання інтерферометра J від нуля до одиниці. При цьому залежність $J(L)$ є такою, що при поступовому наближенні L до значення, яке визначається виразом (4.10), пропускання змінюється повільно до певного граничного значення, після чого відбувається різкий стрибок. Це означає, що інтерферометр Фабрі-Перо є здатним різко переходити з одного стану в інший і тому може бути основою для створення оптичного перемикального елемента. При цьому, чим більший коефіцієнт відбиття, тим краще помітні ці стани.

Усе питання полягає в тому, як можна швидко змінювати оптичну довжину резонатора. Це можна зробити двома шляхами: змінити відстань між дзеркалами l або показник заломлення речовини n в резонаторі. Оскільки оптична довжина резонатора $L = ln$, то придатними є обидва способи. Проте керування зміною довжини резонатора не дозволяє створити швидкодійний прилад.

Довгий час вважалося, що показник заломлення не залежить від інтенсивності світла. З появою лазерів, здатних генерувати потужне когерентне випромінювання, було встановлено, що деякі речовини мають нелінійний показник заломлення, тобто значення показника заломлення залежить від інтенсивності падаючого випромінювання. Якщо в резонатор інтерферометра Фабрі-Перо помістити речовину, яка має таку властивість, то, змінюючи інтенсивність вхідного світлового променя, можна керувати

його показником заломлення. Даний спосіб керування пропусканням інтерферометра виявився ефективним і був прийнятий при створенні трансфазора.

Розглянемо більш докладно, як змінюється пропускання інтерферометра Фабрі-Перо з нелінійним показником заломлення. Припустимо, що інтенсивність падаючого лазерного випромінювання можна плавно змінювати у певному інтервалі. Нехай інтенсивність є такою, що оптична довжина L , обумовлена природним показником заломлення речовини n_0 , має значення, при якому пропускання інтерферометра є малим. Якщо повільно збільшувати $I_{\text{вх}}$, то n і L поступово змінюються, а пропускання J повільно зростає. При певному значенні інтенсивності світла в резонаторі, яке називається граничним, між ним і збільшенням показника заломлення Δn утвориться позитивний зворотний зв'язок – вони починають збільшувати один одного. Внаслідок зміни $n = n_0 + \Delta n$ прямі і зворотні світлові промені зміщуються за фазою, збільшуючи взаємне підсилення. Інтенсивність світла в резонаторі різко зростає ще більше змінюючи показник заломлення. У результаті пропускання інтерферометра J різко зростає.

Якщо поступово зменшувати $I_{\text{вх}}$, то пропускання інтерферометра якийсь час залишається незмінним, доки інтенсивність світла в резонаторі є достатньо великою, щоб значення n і L утримувалися на рівні, що відповідає максимуму пропускання. Настає момент, коли пропускання починає плавно зменшуватися. При деякому критичному значенні $I_{\text{вх}}$ показник заломлення й інтенсивність світла в резонаторі починають різко послабляти один одного. У результаті пропускання інтерферометра падає до мінімуму.

Графік залежності $I_{\text{вих}}(I_{\text{вх}})$ (рис. 4.16а) нагадує петлю гістерезису феритового осердя. Таким чином, інтерферометр Фабрі-Перо, в резонатор якого поміщена речовина з нелінійним показником заломлення, є оптично бістабільним приладом. Він має два стійких стани, у яких інтенсивність вихідного світлового пучка змінюється несуттєво при значній зміні інтенсивності вхідного пучка. Такий прилад, так само як і феритове осердя, може бути використаний як елементи пам'яті для збереження двійкової інформації. Тільки на відміну від феритового осердя він є енергозалежним і після відключення падаючого світла втрачає інформацію. В якості двійкової одиниці можна прийняти один із стійких станів інтерферометра, наприклад стан, що відповідає високому рівню пропускання, а іншому –

низькому рівню, приписати нуль або навпаки. Кожний з цих станів інтерферометра може підтримуватися як завгодно довго за допомогою лазерного випромінювання проміжної інтенсивності.

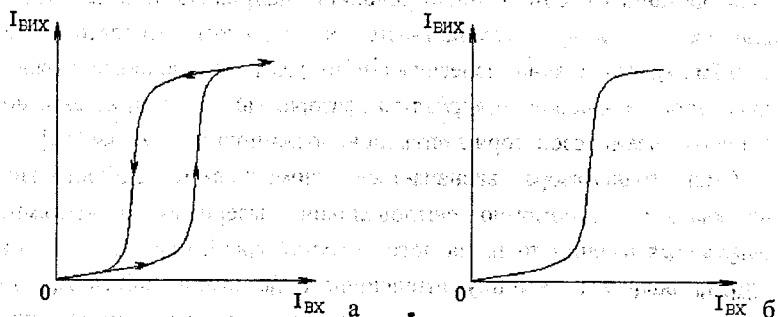


Рисунок 4.16 – Передавальна характеристика інтерферометра Фабрі-Перо з нелінійним показником заломлення середовища резонатора: а – з петлею гистерезису; б – з однозначною функцією пропускання

У перемикальних елементах, які застосовуються при побудові операційних пристроїв, явище гістерезису не використовується. Змінивши конструкцію приладу, петлю гістерезису, форма якої залежить від оптичної довжини резонатора L , довжини хвилі падаючого світла λ і властивостей речовини, що заповнює резонатор, можна звузити і навіть усунути. В результаті вийде однозначна крива пропускання, форма якої нагадує вихідну характеристику транзистора (рис. 4.16б). Крива пропускання такого вигляду приймається за основу в оптичному аналозі транзистора. Оптичний прилад з такою характеристикою, створений на основі інтерферометра Фабрі-Перо, був названий трансфазором, оскільки його робота ґрунтується на керуванні фазою світлової хвилі, що багаторазово проходить крізь речовину резонатора [19].

У перших експериментальних зразках трансфазора як речовина резонатора використовувалися кристали антимоніду індію InSb , який має сильно виражену нелінійну оптичну характеристику. З цього кристала вирізували прямокутні зразки з гранями в кілька міліметрів. Для отримання дзеркал передні і задні грані кристалів покривалися найтоншим шаром речовини, що відбиває. Дослідження показали, що застосування покриття є необов'язковим: полірована поверхня кристала сама може служити дзеркалом.

Кристал InSb прозорий тільки для деякої області інфрачервоної частини спектра і найкраще виявляє свою оптичну нелінійність при температурі 77K і довжині хвилі випромінювання, яка приблизно дорівнює 5 мкм. Останнім часом знайдені речовини, наприклад кристали GaSe , що виявляють оптичну бістабільність у видимому діапазоні спектра (0,4-0,7мкм). Це значно полегшує вибір лазера і відкриває можливість подальшого зменшення розмірів трансфазора. Так, з цих кристалів можуть бути виготовлені резонатори з оптичною довжиною $L = 10$ мкм [19].

Стан трансфазора визначається двома добре від'юстованими, наприклад, за допомогою світловолокон, лазерними променями, які фокусуються в одній точці на його передній грані. Один з променів має відносно велику і незмінну інтенсивність I_0 . Інтенсивність $I_{\text{кер}}$ іншого променя є значно меншою і може модулюватися за значенням. Цей промінь є керуючим. Інтенсивність постійного променя підбирається так, щоб пропускання трансфазора було близьке до порога підсилення. Інтенсивність же керуючого променя є такою, що коли він додається до постійного, під дією результуючої інтенсивності, трансфазор перемикається в стан з максимальним пропусканням. Оскільки характеристика трансфазора є крутою, навіть незначна модуляція керуючого променя сильно збільшує його пропускання. Таким чином, трансфазор працює аналогічно електронному транзистору. Дійсно, постійний промінь аналогічний постійному струму зсуву, що протікає, від еміттера до колектора транзистора, а керуючий промінь – меншому струму, що протікає від бази до колектора. Як невелика зміна струму бази викликає в транзисторі велике збільшення струму колектора, так і незначна зміна інтенсивності керуючого променя викликає в трансфазорі збільшення оптичного пропускання.

Подібно до транзистора, трансфазор може перемикатися в один з двох станів, тільки набагато швидше (за час порядку пікосекунд). Швидкодія трансфазора обмежується часом встановлення поля усередині резонатора $t' = 2Ln/C$. При оптичній довжині резонатора $L = 10$ мкм $t' = 10^{13}$ с (0,1 пс). Частота перемикання трансфазора залежить від частоти модуляції керуючого сигналу, яка має значення порядку 1 ГГц [19]. Трансфазор може бути таким самим мініатюрним, як і електронний транзистор. Його поперечні розміри визначаються перерізом вхідного лазерного променя, який обмежується довжиною хвилі і можливістю фокусуєючої системи. Для підтримки бістабільного стану в трансфазорі потрібна потужність порядку

10 мВт, а енергія перемикання порядку 10^{-15} Дж. Таким чином, енергетична добротність трансфазора практично може досягати значення 10^{-14} , тобто на 2-3 порядки краща, ніж у електронного транзистора.

Трансфазор відноситься до потенціальної системи елементів, оскільки він реалізує потенціальний спосіб подання цифрової інформації: двійкові змінні «1» та «0» кодуються відповідно високим і низьким рівнем пропускання світла; або, що те ж саме, інтенсивністю вихідного світлового сигналу.

Розглянемо принципи побудови логічних елементів на основі трансфазора при реалізації найпростішої функціонально повної системи логічних елементів: І, АБО та НІ. Той самий трансфазор може використовуватися як елемент І та як елемент АБО у залежності від параметрів світлових сигналів, що надходять на його входи. Якщо інтенсивності вхідних світлових променів підібрані так, що $I_1 = I_2 = I_m/2$ (якщо $\varphi_1 - \varphi_2 = \pi$, то достатньо, щоб $I_1 = I_2 = I_m/4$, оскільки промені є взаємно когерентними і інтерферують на вході трансфазора), то утвориться елемент І, оскільки трансфазор перемикається тільки з одночасною появою обох сигналів. Якщо $I_1 = I_2 = I_m$, то утвориться логічний елемент АБО, оскільки кожний з вхідних світлових сигналів є здатним переключити трансфазор. Якщо як вихідний сигнал використовується відбитий промінь, то трансфазор працює як елемент НІ. Дійсно, відбитий пучок є різницею між вхідним променем та променем, що пройшов крізь трансфазор. Оскільки інтенсивність останнього може приймати лише значення I_m або 0, то відбитий промінь є інверсією вхідного.

З цих логічних елементів можна будувати будь-які логічні пристрої і функціональні вузли обчислювальних машин. При цьому міжелементні з'єднання можуть бути виконані за допомогою оптичних хвилеводів.

Цікаво відзначити, що трансфазор може мати більш ніж два стійкі стани. Деякі кристали можуть виконувати кілька послідовних перемикань, що супроводжуються східчастим збільшенням інтенсивності вихідного сигналу при східчастому рості інтенсивності вхідного сигналу. Отже, на базі трансфазора може бути створений багаторівневий логічний елемент, що відкриває перспективи розробки багатозначної машинної логіки.

Основними труднощами на шляху промислової реалізації трансфазора та ІС на його основі є такі:

- 1) необхідність роботи при низьких температурах. Для окремих матеріалів і довжини хвилі падаючого випромінювання вже вдалося

отримати оптичне перемикання при кімнатній температурі. Проте для цього застосовувалося випромінювання з великою щільністю потужності, яке викликало передчасне руйнування резонатора;

2) прагнення до зменшення потужності, необхідної для перемикання елемента, суперечить умові підвищення швидкодії, яка залежить від енергії вхідного випромінювання. Тому зниження потужності вхідного сигналу можна досягти лише за рахунок використання матеріалів із сильним нелінійним оптичним ефектом. Питання створення матеріалів з необхідними властивостями є ключовим у проблемі реалізації логічних схем і обчислювальних пристроїв на основі трансфазора [19].

4.5.3 Логічні елементи на основі керованих оптичних транспарантів

Ще одним підходом до реалізації логічних операцій оптичними методами є застосування керованих оптичних транспарантів. При цьому можна використовувати транспаранти як з електричним, так і з оптичним керуванням. Оптичні логічні елементи, побудовані на основі електрично керованого транспаранта, будуть нічим іншим як модулятором оптичного випромінювання.

В логічних елементах, побудованих на основі керованих оптичних транспарантів, вхідні логічні сигнали є сигналами керування. Вони, як вже було відзначено вище, можуть бути як електричним, так і оптичними, в залежності від типу використовуваного оптичного транспаранта. Вихідний оптичний сигнал, інтенсивність якого відповідає результату виконання логічної функції, формується з оптичного випромінювання постійної потужності, що падає на транспарант. Можна сказати, що останнє є "оптичним живленням" логічного елемента.

Тип виконуваної подібним елементом логічної функції визначається як його архітектурою, так і видом застосованого оптичного транспаранта. Так, якщо для оптичного логічного елемента, що зображений на рис. 4.17а, використати транспарант, який не пропускає світло за відсутності сигналу керування, то цей елемент буде виконувати логічну функцію І. Застосування транспаранта, який навпаки пропускає світло за відсутності сигналу керування, перетворить цей елемент на елемент АБО-НІ. Дійсно, у першому випадку (коли використовується транспарант, що пропускає світло за наявності сигналу керування), світло крізь елемент пройде тільки при одночасній подачі керуючих сигналів на обидва входи, тобто $y = x_1 \cdot x_2$. У другому випадку (коли використовується транспарант, що не

пропускає світло за наявності сигналу керування), подача сигналу керування на перший або другий вхід буде блокувати проходження світла крізь елемент, тобто $y = x_1 \vee x_2$.

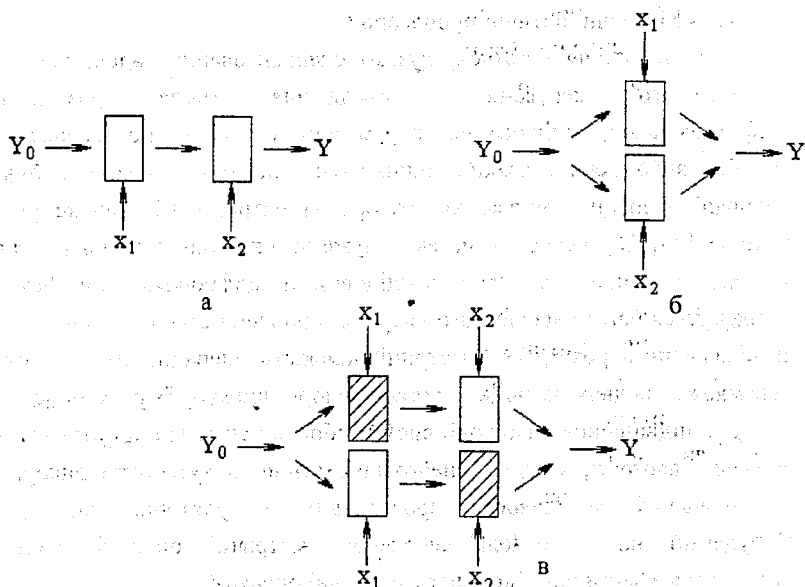


Рисунок 4.17 – Виконання логічних операцій оптичними методами за допомогою керованих оптичних транспарантів

Логічний елемент, що зображений на рис. 4.17б, під час використання транспаранта, що пропускає світло при подачі сигналу керування, реалізує функцію АБО: наявність сигналу хоча б на одному з входів забезпечує проходження світла на вихід елемента. Заміна транспаранта на той, що не пропускає світло при подачі сигналу керування, перетворює цей елемент на елемент І-НІ: світло на вихід елемента не пройде тільки тоді, коли будуть подані сигнали і на перший і на другий входи.

Операція НІ виконується за допомогою одного елемента, що не пропускає світло за наявності сигналу керування.

Комбінуючи різні типи транспарантів в одному елементі можна реалізувати й інші, більш складні логічні функції. В елементі, який зображений на рис. 4.17в, транспаранти, що пропускають і не пропускають світло за відсутності сигналу керування позначені по-різному. Випромінювання проходить на вихід цього елемента лише тоді, коли

сигнали x_1 та x_2 приймають різні логічні значення. Таким чином, цей елемент реалізує операцію "ВИКЛЮЧАЮЧЕ АБО".

4.5.4 Матричні оптичні процесори

Для вирішення багатьох, вузько спеціалізованих задач, наприклад, оптимального керування, знаходження місця розташування випромінювачей, оцінювання параметрів сигналів, розпізнавання та обробки зображень і деяких інших, все більшого значення набувають матричні операції – множення вектора на матрицю або множення двох матриць [25]. Ці операції вимагають дуже великої кількості арифметичних кроків, на виконання яких послідовними цифровими комп'ютерами витрачається багато машинного часу. Ця проблема стає особливо гострою зі збільшенням розмірності матриці: кількість операцій, необхідних для перемноження двох матриць, зростає пропорційно кубу їх розмірності.

Для підвищення швидкодії систем обробки сигналів при одночасному зниженні вартості, маси та енергоспоживання можуть бути використані функціональні можливості просторових модуляторів світла [25]. Побудовані на їх основі двовимірні матричні оптичні процесори дозволяють ефективно виконувати матричні операції.

На рис. 4.18 наведена схема ядра матричного оптичного процесора, яке забезпечує перемноження і когерентне складання сигналів, що обробляються. Основним елементом перемножувача є багатоканальний модулятор у вигляді лінійки. Основною конструктивною особливістю такої лінійки є наявність подовжених каналів. Довжина каналів модулятора дорівнює ширині усіх каналів у перпендикулярному напрямку і складає 20 мм. Модулятори в схемі перемножувача перехрещені, тобто їхні довгі канали розвернуті відносно один до одного на 90° . Система двох модуляторів утворює квадратну матрицю, розмірність якої дорівнює кількості каналів у лінійці. Важливою обставиною є те, що в даному перемножувачі необов'язково використовувати когерентне світло, яке, як говорилося вище, призводить до значних шумів за рахунок ефектів дифракції.

Перемножувач надає можливість представити елементи матриці C у вигляді добутку i -вектора рядка матриці B та j -вектора стовпця матриці A , тобто $c_{ij} = \sum_k b_{ik} a_{kj}$. Таким чином, перемноження двох матриць досягається за рахунок погодженого заповнення рядків матриці в першому

одновимірному модуляторі і відповідних стовпців у другому модуляторі. Світло, що пройшло послідовно крізь модулятори, потрапляє на накопичувальну матрицю і сумується, утворюючи матрицю добутку C . У цьому випадку для перемноження двох матриць треба лише $N \times N$ часових циклів. У цифрових же комп'ютерах, як було зазначено вище, таке перемноження здійснюється за N^3 циклів. Звідси випливає, що даний алгоритм ефективніше використовувати при перемноженні матриць великих розмірностей.

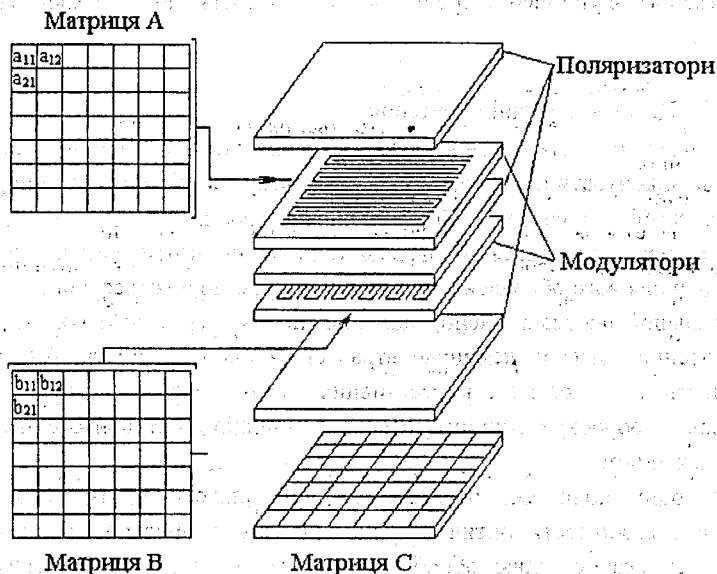


Рисунок 4.18 – Електрооптичний перемножувач масивів електричних сигналів

Описуваний перемножувач дозволяє здійснювати складні інтегральні перетворення. Наприклад, для обчислення одновимірного багатоканального Фур'є-перетворення початкові сигнали подаються на канали модуляторів в матриці В, а на канали модуляторів матриці А подаються опорні сигнали. Частота цих сигналів пропорційна номеру каналу. При зчитуванні в накопичувальній матриці буде реалізовуватися одновимірне багатоканальне Фур'є-перетворення

$$C_{nm} = \int b_{nm}(t) \cdot \exp(i2\pi f_m t) dt, \quad (4.13)$$

де f_m – набір частот вздовж однієї координати двовимірного масиву даних.

У такому перемножувачі можна реалізувати і алгоритм двовимірного Фур'є-перетворення.

Таким чином розглянутий електрооптичний перемножувач масивів електричних сигналів дозволяє здійснювати складні інтегральні перетворення. Алгоритм цих перетворень може бути суттєво зміненим за рахунок послідовної установки кількох електрооптичних модуляторів. У цьому випадку можна створити багатопланову програмувальну електрооптичну структуру для обчислення в реальному часі двовимірного комплексного Фур'є-перетворення великих масивів (до 104) електричних сигналів.

4.5.5 Цифрові оптичні процесори

У сучасних системах зв'язку застосування засобів волоконної оптики дозволяє виконувати обробку даних в реальному часі зі швидкістю порядку кількох гігабіт за секунду. Проте звичайно для цього оптичні сигнали спочатку перетворюються в цифрові електричні, потім здійснюється їх обробка, після чого оброблені сигнали знову перетворюються в оптичні для їх подальшої передачі. Ясно, що при цьому через витрати часу на перетворення сигналів не менше втрачається продуктивність. Але через відсутність технологічних і ефективних засобів, якими можна було б здійснювати обробку оптичних сигналів, цей підхід до недавнього часу був єдино можливим.

Сьогодні, коли вже отримані оптичні аналоги транзистора, стає можливим створювати оптичні процесори, тобто пристрої, які можуть виконувати безпосередню обробку оптичних сигналів. Це відкриває не лише великі перспективи для подальшого нарощування обчислювальної продуктивності сучасних засобів, призначених для обробки інформації, а й нову технічну еру, основу на застосуванні нових, раніше не використовуваних підходах до реалізації обчислювальних процесів. Так, за думкою деяких американських вчених [26], на відміну від попереднього тридцятирічного періоду, названого епоєю електроніки, у наступні тридцять років науково-технічний прогрес буде обумовлений в основному успіхами в області оптоелектроніки.

Однією з перших технічних реалізацій безпосередньої обробки цифрових оптичних сигналів, були оптичні процесори фірм *Bell Laboratories* та *AT&T* (США), повідомлення про початок розробки яких з'явилось на початку 90-х років минулого сторіччя [26, 27].

Обидва процесори побудовані на основі чотирьох матриць з 32

основних оптоелектронних компонентів, які називаються *S-SEED*-приладами — симетричними приладами з власним електрооптичним ефектом (*S-SEED* — *Symmetric Self Electrooptic Effect Device*) і виконують ту саму роль що й транзистори в звичайних електронних пристроях. Кожний *S-SEED*-прилад виконує функцію логічного вентиля АБО-НІ та може також використовуватися як комірка пам'яті або як перемикальна комірка.

S-SEED-прилад є діодом зі зміщенням у зворотному напрямку р-п переходом. Він містить набір великої кількості шарів, що чергуються, з GaAs та GaAlAs, розташованих між р- і п-контактами. Кожний шар товщиною в кілька атомів формується методом молекулярно-пучкової епітаксії. Багат шаровий «сендвіч» утворює так звану квантоворозмірну структуру (надгратку), в якій процеси квантової електроніки переважають над звичайними електричними процесами.

Термін «надгратка» звичайно використовується для періодичних структур, які складаються з тонких шарів двох напівпровідників, що повторюються в одному напрямку [28]. Період надгратки вибирається так, щоб він був меншим за довжину вільного пробігу електронів але більшим за постійну кристалічної решітки. Основним елементом надгратки є одиночна квантова яма. Взагалі, надгратку можна розглядати як новий синтезований напівпровідник, який не існує в природі та який виявляє незвичайні електричні та оптичні властивості. Більш детально про надгратки можна дізнатися в [28].

Прикладаючи між р- і п-контактами *S-SEED*-приладу напругу зворотного зміщення невеликого значення, можна керувати інтенсивністю світлового променя, що проходить крізь нього. Вихідні оптичні сигнали однієї матриці служать входними для наступної, тобто логічний стан *S-SEED*-приладів останньої визначається станом таких самих приладів у входній матриці. Оптичний процесор виконує обчислювальні операції шляхом зміни стану (включення-виключення) перемикальних комірок або *S-SEED*-приладів в послідовних матрицях.

У *S-SEED*-приладах вдалося розв'язати багато проблем, притаманних іншим бістабільним оптичним приладам. По-перше, вони можуть каскадуватися та працювати як трививідні прилади. По-друге, кожен *S-SEED*-прилад має диференційний вхід і вихід, що забезпечує велику стабільність режиму перемикання, і надає можливість збуджувати два входи. По-третє, характерною особливістю *S-SEED*-приладу є пам'ять, оскільки він не змінює свого стану протягом всього часу, доки йде обробка інформації, що відповідає цьому стану [26].

Чотири матриці *S-SEED*-приладів зв'язані між собою лінзами та масками, які відіграють роль з'єднувальних елементів, аналогічних міжз'єднанням в електронних приладах. Маски – це скляні пластинки з нанесеним на них регулярним рисунком з прозорих і непрозорих ділянок, які можуть або блокувати світло, або пропускати його. Ці рисунки визначають логіку роботи процесора.

Час перемикавння *S-SEED*-приладів, що використовувалися в розглядуваних процесорах, був меншим за 1 нс, а оптична енергія перемикавння одного приладу дорівнювала 25 пДж. Потужність, необхідна для утримання приладу в одному із станів у випадку його використання в запам'ятовувальних пристроях довготривалого зберігання, складала 200 нВт в одному оптичному промені або 1 мВт для усіх елементів матриці.

Незважаючи на те, що розглянуті процесори працюють з тактовою частотою 1 МГц, напрямок оптичної обчислювальної техніки є надзвичайно перспективним, оскільки вже існують *S-SEED*- та інші прилади аналогічного призначення, які працюють на тактових частотах порядку кількох десятків гігерц.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Електрично керовані транспаранти.
2. Принцип роботи оптично керованих транспарантів, що працюють на просвіт та на відбивання.
3. Оптично керовані транспаранти типу Фототітус, Ферпік та Керамдік.
4. Оптично керовані транспаранти типу Ферікон та PROM.
5. Оптично керовані транспаранти на основі рідких кристалів та термопластиків.
6. Модулятори оптичного випромінювання та їх основні характеристики.
7. Одновимірні багатоканальні модулятори.
8. Двовимірні моделюючі матриці.
9. Матричні модулятори з пригніченням сателітних дифракційних максимумів.
10. Електрооптичні дефлектори.
11. Акустооптичні дефлектори.
12. "Смарт-пксел".
13. Трансфазор.
14. Логічні елементи на основі керованих оптичних транспарантів.
15. Матричні оптичні процесори.
16. Цифрові оптичні процесори.

ЛІТЕРАТУРА

1. Попова Г.М., Криворучко В.Ф. Программируемые пользователем логические интегральные схемы // Зарубежная электронная техника. – 1990. – № 8. – С. 3 – 40.
2. Дейв Берски. Достижения ППВМ-технологии, обеспечивающие повышение быстродействия и расширение функциональных возможностей кристаллов // Электроника. – 1993. – № 5–6. – С.43–48.
3. Дейв Берски. Быстродействующие ППВМ-кристаллы с повышенной плотностью упаковки уверенно теснят вентиляные матрицы. // Электроника. – 1993. – № 18. – С. 44–57.
4. Преснухин Л.Н., Воробьев Н.В., Шишкевич А.А. Расчет элементов цифровых устройств: Учеб. пособие. – М.: Высш. шк., 1991. – 526 с.
5. Бибило П.М., Терешко Д.М. Автоматизация проектирования цифровых устройств на базе ПЛИС // Зарубежная радиоэлектроника. – 1997. – № 5. – С. 58–70.
6. Дейв Берски Логические матричные ИС на основе ЗУПВ с повышенными уровнем интеграции и быстродействием // Электроника. – 1993. – № 5–6. – С.49–52.
7. Стешенко В.Б. ПЛИС фирмы ALTERA: проектирование устройств обработки сигналов. - М.: ДОДЭКА, 2000. – 128 с.
8. Шур М. Современные приборы на арсениде галлия. – М.: Мир, 1990. – 561 с.
9. Арсенид галлия в микроэлектронике: Пер. с англ. с сокращ. и доп./Под ред. Н. Айнспрука, У.Уиссмана. М.: – Мир, 1988. – 555 с.
10. Шагурин А.И., Коробков И.И. Сверхбыстродействующие арсенид-галлиевые интегральные схемы на основе неоднородно легированных транзисторов с высокой подвижностью электронов // Микроэлектроника. – 1994. том 23, № 5. – С. 76–94.
11. Старосельский В.И., Суэтинов В.И. Сверхскоростные арсенид-галлиевые интегральные схемы на полевых транзисторах с затвором Шоттки // Зарубежная радиоэлектроника. – 1988. – № 7. – С. 42–55.
12. Приписцов С.С., Шагурин И.И. Электрические характеристики и логические возможности элементов истоково-связанной парафазной логики на арсенид-галлиевых ПТШ // Микроэлектроника. – 1992. – Том 21, № 5. – С. 11–19.
13. M. Idda, T. Takada, T. Sudo. Analysis of high-speed source-coupled FET logic circuits //IEEE Transaction on microwave theory and techniques. – 1984. – vol. MTT-32, №1. – P. 5–10.

14. Неизвестный И.Г., Соколова О.В., Шамирян Д.Г. Одноэлектроника. Часть I // Микроэлектроника. – 1999. – том 28, № 2. – С. 83–107.
15. Неизвестный И.Г., Соколова О.В., Шамирян Д.Г. Одноэлектроника. Часть II. Применение одноэлектронных приборов // Микроэлектроника. – 1999. – том 28, № 3. – С. 163–175.
16. Молекулярный компьютер: идеи и реалии // Радиоэлектроника за рубежом. Экспресс-информация. – Москва 1989. – Вып. 23(1151). – С. 16–19.
17. Захаров С.М., Федоров В.Б., Цветков В.В. Оптоэлектронные интегральные схемы с применением полупроводниковых вертикально излучающих лазеров // Квантовая электроника. – 1999. – том 28, № 3. – С. 189–206.
18. Верещагин И.К., Косяченко Л.А., Кокин С.М. Введение в оптоэлектронику: Учеб. пособие для вузов. – М.: Высш. шк., 1991. – 191 с.
19. Акаев А.А., Майоров С.А. Оптические методы обработки информации. – М.: Высш. шк., 1988. – 237с.
20. Симоненко В.Г., Чигринов В.Г., Квок Ч.С. Отражательный жидкокристаллический дисплей типа «гость-хозяин» без поляроида с высоким контрастом изображения // Оптический журнал. – 2001. – том 68, №1. – С. 60–63.
21. Симоненко В.Г., Чигринов В.Г., Квок Ч.С. Оптические характеристики отражательного жидкокристаллического дисплея типа «гость-хозяин» без поляроида с фазовым компенсатором // Оптический журнал. – 2001. – том 68, № 2. – С. 63–69
22. Черкасов Ю.А., Александрова Е.Л. Оптические проблемы создания эффективных средств отображения информации // Оптический журнал. – 2000. – том 67, № 2. – С. 19–29
23. Бережной А.А. Электрооптические модуляторы и затворы // Оптический журнал. – 1999. – том 66, № 7. – С. 3–19.
24. Бережной А.А. Многоканальные электрооптические элементы и устройства // Оптический журнал. – 1999. – том 66, № 8. – С. 65–77.
25. Дж. А. Нефф, Р.А. Атахал, С.Х. Ли. Двумерные пространственные модуляторы света: методический обзор // ТИИЭР. – 1990. – т.78, № 5. – С. 29–56.
26. Цифровой оптический процессор фирмы AT&T // Экспресс-информация. Радиоэлектроника за рубежом. – 1990. – 17 (1171). – С. 14–15.
27. Цифровой оптический процессор // Экспресс-информация. Радиоэлектроника за рубежом. – 1990. – Вып. 13 (1167). – С. 20–21.
28. Херман М. Полупроводниковые сверхрешетки: Пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 240 с.

Навчальне видання

Кожем'яко Володимир Прокопович
Тарновський Микола Геннадійович
Павлов Сергій Володимирович

СХЕМОТЕХНІКА СУЧАСНОГО ПРИЛАДОБУДУВАННЯ

ЧАСТИНА IV

Оригінал макет підготовлено авторами

Редактор С.А. Малішевська

Навчально-методичний відділ ВНТУ

Свідоцтво Держкомінформу України

серія ДК № 746 від 25.12.2001

21021, м.Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ

Підписано до друку 29.09.03р. Гарнітура Times New Roman

Формат 29,7х42¹/₂ Папір офсетний

Друк різнографічний Ум. друк. арк. 565

Тираж 95 прим.

Зам. № 2003 - 456

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі

Вінницького національного технічного університету

Свідоцтво Держкомінформу України

серія ДК № 746 від 25.12.2001

21021, м.Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ