

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Західноукраїнський національний університет
Факультет комп'ютерних інформаційних технологій
Кафедра спеціалізованих комп'ютерних систем

ПОТЮК Ігор Миколайович

КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНА СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ
МАГНЕТРОННИМ ГЕНЕРАТОРОМ / COMPUTER-INTEGRATED
MAGNETRON GENERATOR CONTROL SYSTEM

спеціальність: 174 – Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології
та робототехніка
освітньо-професійна програма – Автоматизація та комп'ютерно-
інтегровані технології

Кваліфікаційна робота

Виконав студент групи АКІТм - 21
І.М. Потюк

Науковий керівник
к.т.н., доцент І.Р.Пітух

Кваліфікаційну роботу допущено
до захисту:

« ____ » _____ 2024 р.

Завідувач кафедри

_____ А.І.Сегін

ТЕРНОПІЛЬ – 2024

Західноукраїнський національний університет
Факультет комп'ютерних інформаційних технологій
Кафедра спеціалізованих комп'ютерних систем
Освітній ступінь "магістр"
спеціальність: 174 – Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та
робототехніка
освітньо-професійна програма – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані
технології

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри СКС

_____ А.І.Сегін
“ ____ ” _____ 20__ р.

**З А В Д А Н Н Я
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

ПОТЮК Ігор Миколайович

(прізвище, ім'я по-батькові)

1. Тема кваліфікаційної роботи

Комп'ютерно-інтегрована система управління магнетронним генератором /
Computer-integrated magnetron generator control system.

керівник роботи к.т.н., доцент І.Р. Пітух
затверджені наказом по університету від 12 грудня 2023 р. № 753

2. Строк подання студентом закінченої кваліфікаційної роботи

15 листопада 2024р.

3. Вихідні дані до кваліфікаційної роботи:

1. Радіопередавальні пристрої та системи радіозв'язку.
2. Клістриони як джерела НВЧ-сигналів.
3. Магнетронні генератори.
4. Автогенератори та підсилювачі на лампах бігучої хвилі.

4. Основні питання, які потрібно розробити

1. Аналіз фізичних принципів генерації високочастотних сигналів та оптичного діапазону хвиль.
2. Дослідження формування сигналів у автогенераторах магнетронного типу.
3. Розробка комп'ютерно-інтегрованої системи управління магнетронним генератором.

5. Перелік графічного матеріалу у роботі

1. Електрична схема Arduino Uno на мікроконтролері ATmega328.
2. Принципова електрична схема НВЧ-печі.
3. Функціональна схема СРЗ.
4. Принципова електрична схема КІСУ.

6. Консультанти розділів кваліфікаційної роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв
1	І.Р. Пітух к.т.н., доцент, доцент кафедри СКС		
2	І.Р. Пітух к.т.н., доцент, доцент кафедри СКС		
3	І.Р. Пітух к.т.н., доцент, доцент кафедри СКС		

7. Дата видачі завдання 12 грудня 2023р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назви етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз фізичних принципів генерації високочастотних сигналів та оптичного діапазону хвиль	12.2023р. – 02.2024р.	
2	Дослідження формування сигналів у автогенераторах магнетронного типу	03.2024р. – 06.2024р.	
3	Розробка комп’ютерно-інтегрованої системи управління магнетронним генератором	07.2024р. – 11.2024р.	

Студент

(підпис)

І.М. Потюк

Керівник роботи

(підпис)

к.т.н., доцент І.Р. Пітух

АНОТАЦІЯ

Потюк І.М. Комп'ютерно-інтегрована система управління магнетронним генератором. – Рукопис.

Дослідження на здобуття освітнього ступеня «магістр» за спеціальністю 174 «Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка», освітньо-професійна програма. – Західноукраїнський національний університет, Тернопіль, 2024.

У роботі проаналізовано фізичні принципи генерації сигналів надвисоких частот; досліджено конструктивні та функціональні особливості автогенераторів магнетронного типу; розроблено комп'ютерно-інтегровану систему управління магнетронним генератором; розроблено принципову електричну схему системи; реалізовано програмне забезпечення для автоматизації управління; запропоновано використання релейних елементів для забезпечення стабільності та точної регуляції напруги, що подається на силовий блок.

ANNOTATION

Potiuk, I.M. Computer-integrated magnetron generator control system. - Manuscript.

Doctoral studies for the education level «Master» with the title 174 «Automation, computer-integrated technologies and robotics». – West Ukrainian National University, Ternopil, 2024.

In the work, the physical principles of high-frequency signal generation were analyzed; the structural and functional features of magnetron-type self-oscillators were investigated; a computer-integrated control system for a magnetron generator was developed; the system's basic electrical circuit was designed; software for automation of the control system was implemented; and the use of relay elements for stability and precise regulation of the voltage supplied to the power unit was proposed.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	5
ВСТУП.....	6
1. АНАЛІЗ ФІЗИЧНИХ ПРИНЦИПІВ ГЕНЕРАЦІЇ ВИСОКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ ТА ОПТИЧНОГО ДІАПАЗОНУ ХВИЛЬ	9
1.1 Радіопередавальні пристрої та системи радіозв'язку.....	9
1.2 Клістриони як джерела НВЧ-сигналів	11
1.3 Магнетронні генератори	21
1.4 Автогенератори та підсилювачі на лампах бігучої хвилі.....	30
2. ДОСЛІДЖЕННЯ ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ У АВТОГЕНЕРАТОРАХ МАГНЕТРОННОГО ТИПУ	38
2.1 Параметри та характеристики магнетрона	38
2.2 Квантові генератори: особливості формування сигналів.....	42
2.3 Модулятор напівпровідникового лазера.....	51
3. РОЗРОБКА КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ МАГНЕТРОННИМ ГЕНЕРАТОРОМ.....	55
3.1 Розробка алгоритму і програми залежностей параметрів клістрона.....	55
3.2. Розробка алгоритму і програми залежностей параметрів магнетрона..	59
3.3 Практична реалізація комп'ютерно-інтегрованої системи управління..	62
ВИСНОВКИ	71
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	73
ДОДАТОК А Електрична схема платформи Arduino Uno на мікроконтролері ATmega328	76
ДОДАТОК Б Принципова електрична схема НВЧ-печі	77
ДОДАТОК В Програмне забезпечення системи	78
ДОДАТОК Г Копії публікацій	87

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АГ – автогенератор;

ВК - відбивний клістрон;

ВОЛЗ - волоконно-оптичних лінії зв'язку;

ВЧ - високі частоти;

ДЖЛ - джерела живлення лазера;

ЕМП - електромагнітне поле;

ЕП - електричне поле;

КГ - квантових генераторах;

КІСУ - комп'ютерно-інтегрована система управління;

ЛЗХ - лампа зворотної (оберненої) хвилі;

МГ - магнетронний генератор;

НВЧ - надвисокі частоти;

ОЛС - оптичні лінії зв'язку;

ПК - пролітний клістрон;

РДП - радіопередавальний пристрій;

СРЗ - система радіозв'язку;

ВСТУП

Актуальність теми. Високочастотні (ВЧ) сигнали займають важливе місце в сучасних технологіях, охоплюючи широкий спектр застосувань, таких як радіозв'язок, медичне діагностування, радарні системи, а також побутова техніка [1-5]. Одним з ключових елементів, що забезпечує генерацію високочастотних сигналів, є магнетрон [6]- напівпровідниковий прилад, здатний генерувати потужні електромагнітні хвилі в (микрохвильовому) діапазоні [7]. Магнетронні генератори (МГ) використовуються у різних системах, де необхідно забезпечити високу стабільність та потужність сигналу, а також в обмеженому просторі й за умов високих вимог до ефективності [8-10].

Однією з важливих проблем є оптимізація керування МГ для забезпечення стабільності їх роботи в різних режимах [11]. Це вимагає впровадження автоматизованих та комп'ютерно-інтегрованих систем управління (КІСУ) [12-15], здатних не лише контролювати роботу магнетрона, але й адаптувати його характеристики до змінних умов експлуатації, забезпечуючи тим самим стабільну та ефективну роботу генератора. Сучасний рівень технологій дозволяє реалізувати такі системи управління на основі мікропроцесорної техніки та цифрових технологій, що забезпечує високу точність і швидкість реагування системи на зміни зовнішніх параметрів [16, 17].

Актуальність обраної теми обумовлена потребою в удосконаленні процесів генерації ВЧ сигналів для різних технічних систем. В умовах постійного розвитку електроніки та зростаючих вимог до енергетичних та технічних характеристик НВЧ-генераторів, використання КІС керування МГ дозволяє значно підвищити їх ефективність та надійність. Розробка таких систем є важливим кроком до забезпечення надійної роботи як побутових пристроїв, так і високотехнологічних промислових систем, що використовують НВЧ-генератори.

Метою роботи є дослідження принципів роботи магнетронних генераторів та розробка ефективної КІСУ, яка дозволить покращити їх характеристики і забезпечити більш точне керування процесом генерації ВЧ сигналів.

Для досягнення поставленої мети необхідно виконати ряд завдань, зокрема:

- проаналізувати фізичні принципи генерації високочастотних сигналів та оптичного діапазону хвиль;
- дослідити формування автогенераторів на приладах магнетронного типу;
- розробити схему комп'ютерно-інтегрованої системи управління магнетронним генератором;
- реалізувати КІС управління на основі сучасної елементної бази;
- розробити програмне забезпечення проектоаної системи.

Об'єкт дослідження: магнетронний генератор, який використовується для генерації НВЧ-сигналів.

Предмет дослідження: КІС управління магнетронним генератором.

Наукова новизна отриманих результатів. Розробка алгоритмів для точного налаштування і управління параметрами магнетронів, що дозволяє забезпечити високу стабільність і ефективність їх роботи. Запропоновані алгоритми враховують специфіку магнетронних генераторів і дозволяють автоматизувати налаштування без втручання людини, що є новим підходом у порівнянні з традиційними методами налаштування.

Практичне значення отриманих результатів. Запропонована КІСУ, дозволяє реалізувати ефективну систему автоматизації управління МГ. Використання Arduino як центрального елементу системи забезпечує гнучкість, простоту у налаштуванні і можливість подальшої модернізації. Розроблені алгоритми і система управління можуть бути використані в реальних умовах для удосконалення роботи НВЧ-генераторів у різних сферах, таких як телекомунікації, радіолокація та медичні технології.

Апробація.

1. Горохівський М.С., Дзядик В., Потюк І. Мікроконтролерна система управління денними ходовими вогнями транспортного засобу / Збірник матеріалів проблемно-наукової міжгалузевої конференції «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» (АКІТ - 2024), Тернопіль, 2024. -с. 18-23.

2. Потюк І. Комп'ютерно-інтегрована система управління НВЧ генератором / Збірник матеріалів науково-практичного симпозіуму «Технології Інтернету речей: системи та рішення» (ТІР СТ - 2024), Тернопіль, 2024. -96 с.48-52.

1. АНАЛІЗ ФІЗИЧНИХ ПРИНЦИПІВ ГЕНЕРАЦІЇ ВИСОКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ ТА ОПТИЧНОГО ДІАПАЗОНУ ХВИЛЬ

1.1 Радіопередавальні пристрої та системи радіозв'язку

Радіопередавальні пристрої (РДП) призначені для виконання двох основних функцій генерації електромагнітних коливань високої та надвисокої частоти і управління ними модуляція у відповідності з представленим повідомленням [18]. В цій роботі будуть використані наступні важливі визначення:

- інформація дана сукупність повідомлень, що визначають міру знань про те чи інші події, явища чи факти;
- повідомлення сукупність знань (символів), що містять ту чи іншу інформацію;
- інформаційні сигнали фізичний процес, що відображує повідомлення;
- електричні сигнали електричні величини, що знімаються з значень повідомлення (інформації) струм, напруга, електромагнітне поле (ЕМП);
- радіолокаційна станція це система радіозв'язку (СРЗ), що забезпечує контроль за літальними апаратами і містять радіопередавальний та приймальний пристрій і антену.

Радіопередавачі входять в СРЗ, що містять крім того, антени, радіоприймальні пристрої, індикатори кривого огляду. Розглянемо як приклад бікоканальну систему передачі інформації (рисунку 1.1) [19].

Як видно із рисунка 1.1, система передачі інформації складається із джерела і споживача інформації, передавально і приймального трактів. Повідомлення $C(t)$ від джерела поступає в передавальний тракт, де за допомогою електрофізичного перетворювача в електричний сигнал $U_m(t)$.

Для передачі повідомлення за допомогою електромагнітних хвиль

використовуються коливання ВЧ, що генеруються в радіопередавачі, а електричний сигнал $U_m(t)$ застосовуються для управління цими коливаннями, тобто збільшується його модуляція.

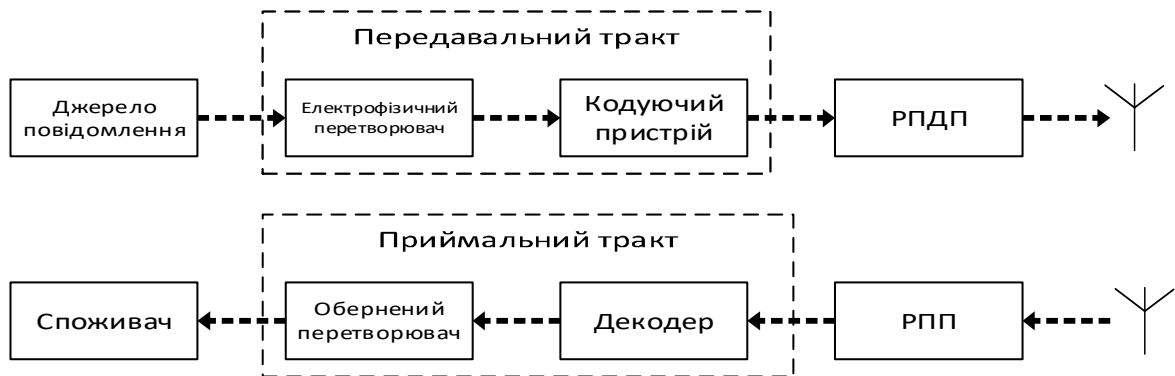


Рисунок 1.1 - Функціональна схема СРЗ

Отримані в РДП модульовані ВЧ коливання передаються на антену, де перетворюються в енергію ЕМП, що поширюється в вільному просторі. В приймальному тракті знову перетворює енергію ЕМП в енергію ВЧ коливань, які подаються в приймальний пристрій. В цьому пристрої в результаті підсилення ВЧ коливань і послідуєчного його детектування виділяється первинний електричний сигнал $U_m(t)$. Далше сигнал за допомогою оберненого електрофізичного перетворювання перетворюється в повідомлення $C'(t)$.

Таким чином, із даного прикладу випливає, що радіопередавач виконує одну із важливих функцій СРЗ - це генерація ВЧ коливань їх модуляції, підсилення і передачу в антену. Якщо це радіолокаційна станція (РЛС) то це генерація надвисоких частотних (НВЧ) коливань і їх направлення у вигляді кругового огляду навколишнього середовища [20]. Для цього потрібна велика потужність для забезпечення дальності. Цю функцію виконують електронні прилади: клістри; магнетрони; лампи біжучої та оберненої хвилі [19-21]. Дані пристрої використовуються для роботи в НВЧ діапазоні. Вони характеризуються рядом переваг та недоліків, які потрібно враховувати. Наприклад, магнетрони є компактними і мають високий ККД, але поступаються клістроном у стабільності частоти. Магнетрон, як і

клістрон чи лампа бігучої хвилі, працює за принципами генерації й підсилення електромагнітних коливань. Аналіз пристроїв допомагає детально зрозуміти фізичну природу генерації НВЧ, що є основою для створення ефективної КІСУ.

Термін НВЧ використовується для позначення електромагнітних хвиль з частотами в діапазоні від 300 МГц до 300 ГГц, що відповідає довжині хвиль від 1 м до 1 мм. НВЧ часто поділяють на піддіапазони, наприклад [18-20]:

- дециметрових хвиль 300 МГц – 3 ГГц.
- сантиметрових хвиль 3 ГГц – 30 ГГц.
- міліметрових хвиль 30 ГГц – 300 ГГц.

Ці частоти широко застосовуються в радіозв'язку та супутникових системах, радарних системах, мікрохвильових печах для побутового використання, тощо. КІСУ передбачає, що пристрій генерації має можливості точного налаштування параметрів, автоматизації режимів роботи та синхронізації з іншими компонентами системи.

1.2 Клістриони як джерела НВЧ-сигналів

Клістриони це прилади НВЧ діапазону хвиль 2 ... 20 ГГц, які застосовуються в якості підсилювачів потужності, помножувачів частоти і автогенераторів (рисунок 1.2).



Рисунок 1.2 – Зовнішній вигляд клістону

За принципом дії клістриони поділяються на [20]:

- пролітні (ПК) - це тип лампи, що використовується для підсилення або генерації сигналів у мікрохвильовому діапазоні (рисунок 1.3а). Він працює за рахунок модуляції швидкості електронів у промені, який пролітає через резонатор. Використовуються в підсилювачах потужності і помножувачах частоти;

- відбивні (ВК) - вид електровакуумної лампи, яка працює на принципі модуляції швидкості електронів, але з використанням спеціального відбивача(рисунок 1.3б). Основною особливістю відбивного клістриона є те, що електрони, після проходження крізь простір для взаємодії, повертаються назад завдяки електричному полю (ЕП), створюваному відбивачем. Застосовуються в якості малопотужних автогенераторів (АГ) з електронним керуванням частотою коливань.

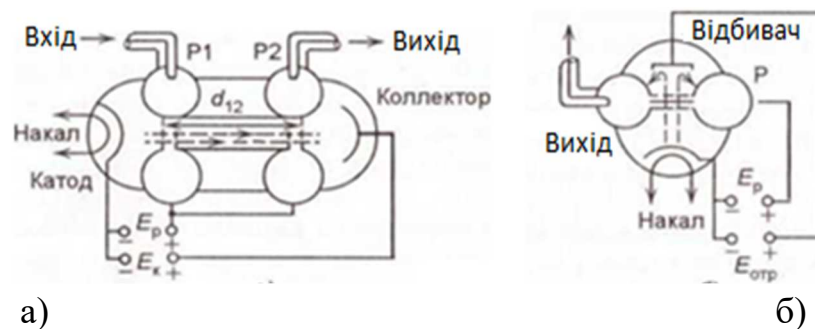


Рисунок 1.3 Схеми дворезонансного клістриона

Принцип дії ПК полягає в наступному. ВЧ сигнал, що підлягає посиленню, надходить в перший резонатор (P1) і створює між його сітками (на проміжку) напруга $u(t)$ з амплітудою $U_{вх}$. Електрони, сфокусовані в тонкий промінь, рухаються від катода під дією прискорювальної напруги. Під час прольоту зазору першого резонатора під дією напруги $u(t)$ частина з них, що пролітає зазор в позитивний напівперіод ВЧ напруги, в декілька разів збільшує свою швидкість руху, а інша частина, що пролітає зазор в негативний напівперіод, зменшує швидкість руху, тобто відбувається модуляція швидкості електронів (рисунок 1.4 а), коли електрони групуються у згустки [22].

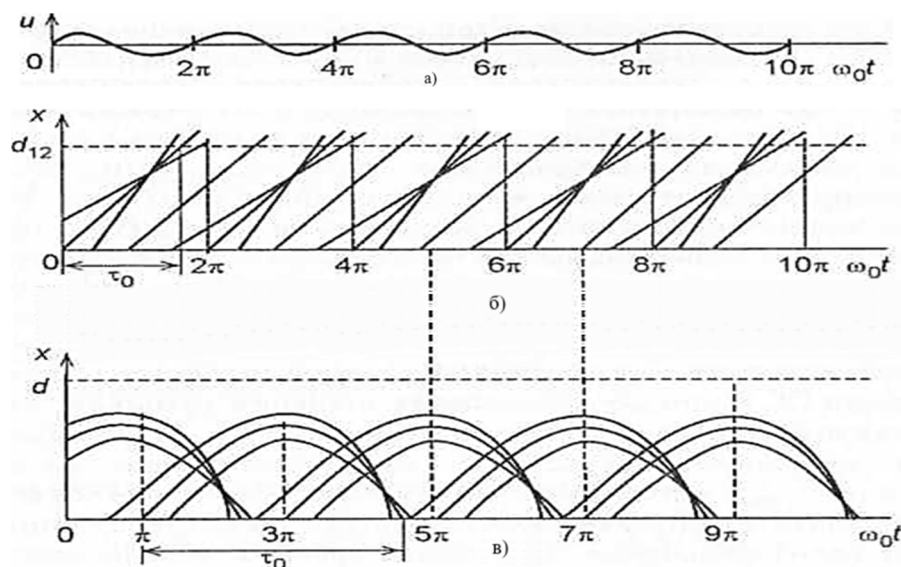


Рисунок 1.4 - Напруга в зазорі резонатора (а) і просторово-часова діаграма руху електронів в пролітному (б) і відбивному (в) клістродах

У просторі дрейфу (між P1 і P2) електрони летять за інерцією. При цьому за рахунок різних швидкостей електронів їх рівномірний у часі потік перетворюється в періодично згрупований. У площині другого резонатора (P2) потік електронів являє собою послідовність згустків, що слідує з частотою, рівній частоті коливань в першому резонаторі (рисунок 1.4б). Під час прольоту електронами зазору P2 в останньому наводяться імпульси струму, які збуджують генератор. При цьому кінетична енергія згустків електронів перетворюється за рахунок гальмування в енергію ВЧ поля [20].

Потужність ВЧ коливань у другому резонаторі становить частину потужності джерела живлення резонатора з напругою E_p . Якщо другий резонатор налаштований на частоту вхідного коливання, то пролітний клістрон є підсилювачем потужності. Частина потужності, виділеної в другому резонаторі, надходить у зовнішнє навантаження. Якщо P2 налаштований на будь-яку з n гармонік частоти $f_{вх}$, то клістрон є помножувачем частоти.

У ВК один резонатор, тому прискорювальна напруга E_p діє між резонатором і катодом. У ВК, як і в ПК, однорідний потік електронів, що

летить від катода, модулюється за швидкістю високочастотним напругою на зазорі резонатора Р. Далі електрони рухаються по інерції в статичному заторможуючому полі між резонатором і відбивачем. Потенціал відбивача вибирається менше потенціалу катода $E_{\text{від}} < 0$, тому електрони не досягають відбивача і повертаються до зазору резонатора. Тривалість перебування їх в просторі гальмування залежить від значення ВЧ напруги на зазорі в момент першого прольоту зазору. В результаті потік електронів, які повертаються в зазор, виявляється згрупованим, модульованим по щільності (рисунок 1.4в).

Через зазор резонатора Р в напрямку від відбивача до катода пролітають згустки електронів, що утворюють імпульси струму, запізнюючись на фіксований час $\tau_0 = \tau_0(E_p, E_{\text{від}}, d)$ по відношенню до ВЧ напруги $u(t)$ на цьому ж проміжку. Якщо τ_0 таке, що згустки електронів пролітають зазор в ті ж моменти, коли ВЧ поле в зазорі є для них гальмуючим, то вони віддають частину своєї енергії ВЧ полю. Такі значення τ_0 можна забезпечити вибором середнього часу польоту в просторі гальмування. При цьому створюється позитивна складова струму і при достатньому її значенні виникає автоколивальний режим. Значення τ_0 при різних E_p і $E_{\text{від}}$ можуть змінюватися в межах декількох періодів ВЧ напруги, тому існує ряд значень $\tau_{0 \text{ opt}}$, коли має місце чисто позитивний зворотний зв'язок. В результаті автоколивання існують в межах певних інтервалів (зон) зміни прогонного часу τ_0 . Їм відповідають певні інтервали (зони) зміни напружень $E_{\text{від}}$ і E_0 , від яких залежить τ_0 . Усередині кожної зони частота коливань змінюється при варіації напруг $E_{\text{від}}$ і E_0 , за рахунок зміни фазових співвідношень ВЧ напруги на резонаторі і моментом прольоту через зазор резонатора згустків електронів. Ці зміни частоти коливань відбуваються в межах смуги пропускання резонатора і залежать від номера зони коливань і запасу регенерації [23].

Енергетичні характеристики ПП і ПЧ на пролітному клістріоні такі ж, як і у аналогічних схем на транзисторах [21-25]:

$$K_p, P_{\text{вих}}, K_U, U_{\text{вих}}.$$

При заданому типі клістрона вони визначаються в максимальному ступені амплітудами n -х гармонік струму, наведеного в другому резонаторі:

$$I_n = 2I_0 J_n(nX),$$

де I_0 - постійна складова струму промення;

$X = U_{\text{вх}}\tau_0/(2E_p)$ - параметр групування електронів;

$U_{\text{вх}}$ - амплітуда ВЧ напруги в зазорі P_1 ;

$\tau_0 = \omega d_{12}/v_0$ - кут прольоту незбурених електронами відстані d_{12} між серединами зазорів, розрахованого на частоті вхідного сигналу;

$J_n(nX)$ - функція Бесселя порядку n від аргументу nX .

Якщо резонансний опір другого резонатора, наведене до зазору, так само R_2 , то напруга на виході клістрона $U_{\text{нвих}} = 2R_2 I_0 J_n(nX)$.

Коливальна потужність в вихідному зазорі $P_{\text{вих}} = 0,5 U_{\text{вих}} I_n$, для її підвищення необхідно забезпечити максимум $J_n(nX)$ та збільшити R_2 .

На рисунку 1.5 наведено графіки амплітудних характеристик підсилювача (при $n = 1$) і помножувача частоти (при $n > 2$) на ПК [23].

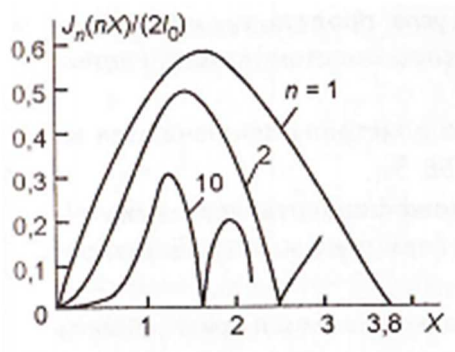


Рисунок 1.5 - Залежність відношення амплітуди гармоніки струму I_n/I_0 від параметрів групування X

Оцінимо електронний ККД і коефіцієнт підсилення за проектною потужністю підсилювача на пролітному клістріні. Від джерела колекторного живлення при $E_p = E_K$ споживається потужність

$$P_0 = I_0 E_p. \quad (1.1)$$

Коливальна потужність в вихідному резонаторі

$$P_{\text{вих}} = 0,5U_{\text{вих}}2I_0J_1(X); \quad (1.2)$$

оскільки $I_n = 2I_0J_n(nX)$, то електронний ККД підсилювача складе

$$\eta_e = P_{\text{вих}}/P_0 = (U_{\text{вих}}/E_p)J_1(X). \quad (1.3)$$

Для підвищення η_e необхідно:

1. Збільшити коефіцієнт використання напруги живлення $U_{\text{вих}}/E_p$, а також вибрати $X_{\text{opt}} = 1,84$ для забезпечення максимуму першої гармоніки. Відношення $U_{\text{вих}}/E_p \leq 1$. Якщо воно дорівнює 1, то $\eta_{\text{emax}} = 58\%$. На практиці $\eta_{\text{епр}} = 30 \dots 40\%$ через вплив просторового заряду, розфокусування електронів і тощо;

2. Застосувати рекуперацію. Суть приймання полягає в зниженні напруги E_K на колекторі в порівнянні з напругою E_p на резонаторному блоці щодо катода. При цьому зменшується енергія удару в колектор електронів, які пролетіли зазор другого резонатора, а отже, при тому ж струмі променя зменшується потужність, споживана від джерела живлення.

Потужність на вході пролітного клістрона $P_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/2R_1$, де R_1 - резонансний опір першого резонатора. Використовуючи залежності (2.1) і (2.2), визначаємо коефіцієнт підсилення за проектною потужністю дворезонаторного клістрона:

$$K_P = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} = R_1R_2 \left[\frac{I_0\tau_0}{2E_p} \frac{2J_1(X)}{X} \right]^2. \quad (1.4)$$

Найбільше значення K_P , рівне $K_{P\text{max}} = R_1R_2[I_0\tau_0/(2E_p)]^2$, має місце при малому сигналі ($X \ll 1$), коли $2J_1(X)/X = 1$.

Існують два основні шляхи підвищення K_P [24]:

– збільшення добутку R_1R_2 , але зростання R_2 обмежений добротністю навантаженого вихідного резонатора, а зростання R_1 за рахунок підвищення добротності першого резонатора звужує смугу пропускання клістрона;

– збільшення відношення I_0/E_p і кута прольоту τ_0 , але відношення I_0/E_p обмежена зверху емісійною здатністю катода і щільністю струму в

пучку.

Загальні недоліки дворезонансного клістрона полягають в:

- низькому значенні ККД - менше 58%;
- неможливості отримати високі коефіцієнти підсилення;
- труднощі отримання рівномірної (прямокутної) частотної характеристики.

Одним із шляхів подолання недоліків є застосування багаторезонаторних клістронів. Введення проміжного ненапруженого резонатора дозволяє:

- поліпшити групування електронів і підвищити η_e до 78% при трьох резонаторах і до 83% при чотирьох резонаторах;
- підвищити коефіцієнт посилення K_p клістрона, не збільшуючи довжину прогону простору: $K_p(p = 3) = (30 \dots 50)$ дБ, $K_p(p = 2) = (10 \dots 15)$ дБ; p - число резонаторів;
- забезпечити умови налаштування контурів (попарно симетрична розналаштування), що розширює і вирівнює АЧХ клістрона.

Крім того, застосування примусового магнітного фокусування променя, безсіточних зазорів в резонаторах, більш ефективних зазорів додатково підвищує енергетичні показники клістрона.

Автогенератори на основі ВКпрацює наступним чином [26]. Вважаємо, що між сітками діє ВЧ напруга $u(t)$ з амплітудою U і частотою ω :

$$u(t) = U \cos \omega t = \operatorname{Re} U e^{j\omega t}. \quad (1.5)$$

Оскільки $U \ll E_p$, можна отримати вираз для комплексної амплітуди першої гармоніки струму, що наводиться в резонаторі при прольоті згустків електронів через зазор резонатора:

$$I_1 = 2I_0 J_1(X) e^{-j(\tau_0 + \pi/2)},$$

де $\tau_0 = \omega k \frac{\sqrt{E_p}}{E_p + |E_{отр}|}$ – кут прольоту незбуджених електронів; $k = d\sqrt{8m/e}$; d – відстань від середини зазору до відбивача; m і e - маса і заряд електрона.

Змінюючи, зменшуючи, E_p , можна досягти великих значень τ_0 , що визначають фазові співвідношення в приладі. В загальному випадку при збільшенні E_p , з одної сторони, виростає початкова швидкість $\vartheta_0 = \sqrt{2eE_p/m}$, а з іншої - напруженість гальмуючого поля $E = (E_p + E_{отр})/d$. Ці причини по-різному впливають на τ_0 .

Відношення струму ($-I_1$) до напруги на зазорі U має сенс електронної провідності в зазорі резонатора:

$$Y = -\frac{I_1}{U} = -\frac{\tau_0 I_0}{2E_p} e^{-j(\tau_0 + \frac{\pi}{2})} 2 \frac{J_1(X)}{X}.$$

Знак «мінус» враховує зміну напрямку руху електронів при поверненні до резонатора.

Автогенератор на ВК є пристроєм з двополюсним АЕ, роль якого виконує зазор з електронною провідністю $Y_{ел}$. [27] Рівняння стаціонарного режиму записується як сума провідностей зазору і резонатора, що дорівнює нулю:

$$Y + \frac{1}{Z} = 0 \text{ або } U = ZI_1. \quad (1.6)$$

Якщо уявити еквівалентну схему резонатора у вигляді одиночного коливального контура з резонансним опором R і добротністю Q , то комплексне опір контуру

$$Z = R/(1 + j\xi) = R \cos \varphi_n e^{j\varphi_n}, \quad (1.7)$$

де $\xi = 2(\omega - \omega_0)Q/\omega_0$ узагальнена розналяшування; $\varphi_n = -\arctg \xi$ — фазовий кут опору Z .

Розділимо рівняння для Z на два рівняння: для модулів і для фаз. Введемо параметр регенерації $\mu = RI_0\tau_0(\cos\Delta)/(2E_p)$, що характеризує запас по самозбудженню, де $\Delta = \tau_0 - \tau_{0опт}$ — кут оптимальності. Тоді рівняння балансу модулів і фаз перетвориться до виду

$$2J_1(X)/X = 1/\mu; \quad (1.8)$$

$$(\omega - \omega_0)/\omega_0 = -tg \Delta/(2Q). \quad (1.9)$$

Отримані рівняння однозначно пов'язують нормовану амплітуду

коливань X з параметром регенерації, а частоту генерації ω – з кутом прольоту τ_0 . У загальному випадку ці рівняння потрібно вирішувати спільно, так як кут прольоту τ_0 визначає μ і сам залежить від частоти. Однак в ВК добротність велика ($Q \approx 300 \dots 800$), а максимальний параметр регенерації не перевищує 10, так що відносне відхилення частоти генерації від частоти резонатора $(\omega - \omega_0)/\omega_0$ становить не більше кількох відсотків. Ця особливість дозволяє вважати $\omega = \omega_0$ і розв'язувати рівняння (1.8) і (1.9) окремо.

Залежності $2J_1(X)/X$ від X і X від μ наведені на рисунках 1.6 і 1.7 відповідно. Припустимо, що кут прольоту τ_0 фіксований. Стале значення параметра групування $X_{уст}$ можна знайти як абсцису точки перетину залежно $2J_1(X)/X$ і горизонтальної прямої на рівні $1/\mu$ (геометричне рішення рівняння модулів (1.8) - (1.9)). Так як при $X \rightarrow 0$ нормована провідність прагне до 1, то умова самозбудження АГ на відбивному клістріні записується у вигляді $\mu \geq 1$ [22].

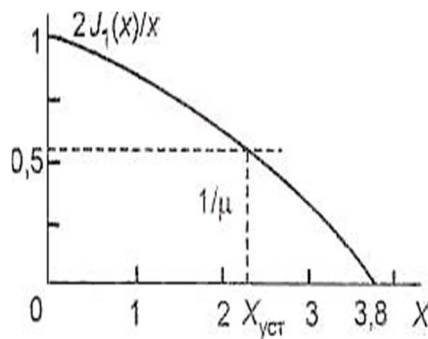


Рисунок 1.6 - Залежність середньої пропускання електронного зазору від параметра X у відбивному клістріні

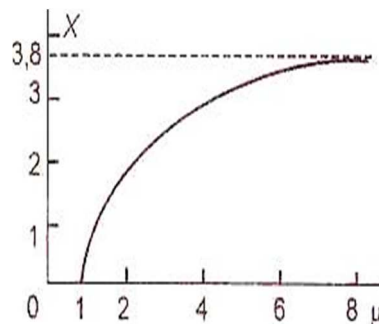


Рисунок 1.7 - Залежність параметра групування X від регенерації μ у відбивному клістріні

При оптимальному групуванні $\tau_0 = \tau_{0\text{опт}}$; $\cos\Delta = 1$, параметр генерації μ є максимальний.

Оцінимо енергетичні характеристики АГ на ВК (значення коливальної потужності і ККД АГ), а також вплив опору узгодженого навантаження на потужність в навантаженні.

1. Потужність коливань в резонаторі $P_1 = I_0 U / 2 = 2P_0 X J_1(X) / \tau_0$, (де $P_0 = I_0 E_p$ – споживана потужність) має максимум при $X_{\text{опт}} = 2,4$, коли вираз $X J_1(X)$ найбільше і рівного 1,25. Таким чином, при фіксованих значеннях $\tau_{0\text{опт}}$ (заданий номер зони n) навантажувальна характеристика $P_1(R)$ має вигляд, показаний на рис. 1.8 а.

2. Потужність в навантаженні $P_n = P_1 \eta_{\text{цс}} = 2P_0 J_1(X)(1 - R/R_{\text{хх}})$ має максимум при значеннях R , кілька менших, ніж $R_{\text{опт}}$ (рис. 1.8б). Тут $R_{\text{хх}}$ – опір резонатора, не пов'язаного з навантаженням. Залежно від номера зони генерації $(0, 1, 2, \dots)$ $\eta_e = (53 \dots 14)\%$.

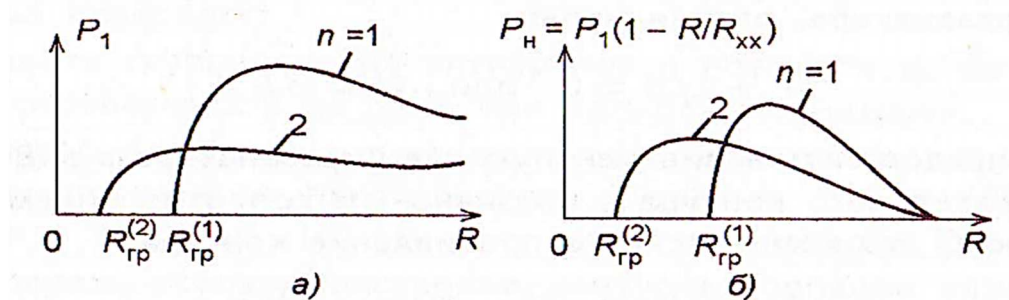


Рисунок 1.8 - Навантажувальні характеристики відбивного клістрона

Важливою характеристикою АГ на ВК є діапазон електронної перебудови по частоті, який визначається як різниця частот, при яких $P_{\text{вих}}$ зменшується в задане число раз (або до нуля) в порівнянні з її значенням в центрі зони. Найбільший діапазон перебудови при заданому параметрі регенерації що в центрі зони визначається виразом через добротність:

$$\Pi = (1/Q) \operatorname{tg} \Delta_{\text{гр}} = (1/Q) \sqrt{\mu_0^2 - 1}. \quad (1.11)$$

З ростом номера зони діапазон перебудови по частоті збільшується в зв'язку зі зростанням параметра регенерації (рис. 1.8). Порядок Π

визначається добротністю коливальної системи і становить 0,1 ... 10%.

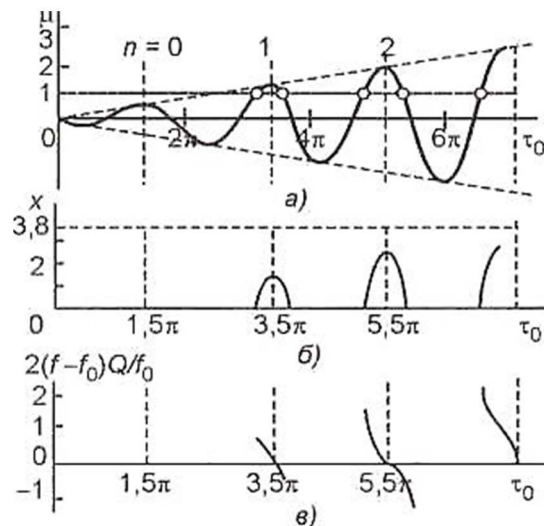


Рисунок 1.9 - Залежність параметра регенерації (а), групування (б), і частоти генерації (в) від кута прольоту τ_0

АГ на ВК застосовуються як малопотужні (10 ... 1000 мВт) джерела електричних коливань з електронною перебудовою (управлінням) частоти.

Переваги клістронних АГ:

- дуже мала потужність споживання по ланцюгу управління частотою;
- широка смуга модулюючих частот;
- слабка чутливість до проникаючої радіації;
- низький рівень власних шумів і флуктуацій частоти.

Відбивні клістриони нових розробок використовують невисокі напруги живлення (30 ... 50 В), мають ККД 35% і діапазон електронної перебудови частоти до $\pm 10\%$ і використовується в малогабаритних РЛС літальних апаратів.

1.3 Магнетронні генератори

Магнетрони є одними з найбільш ефективних генераторів НВЧ-коливань (високочастотних електромагнітних хвиль), і вони широко

використовуються в радіолокаційних системах, а також у мікрохвильових печах та інших пристроях [7-9].



Рисунок 1.9 – Зовнішній вигляд магнетрона

Вони працюють на основі принципу взаємодії електронного потоку з магнітним полем, що призводить до генерації НВЧ-випромінювання. Магнетрон працює наступним чином (рисунок 1.10). Магнетрон має катод, який розігрівається і випромінює електрони. «Вони рухаються під впливом ЕП, створеного між катодом і анодом» [11]. Паралельно до цього процесу застосовується постійне магнітне поле, яке викривляє рух електронів, змушуючи їх рухатися по спіралі навколо катода. У середині магнетрона знаходиться кільцева структура анодних сегментів, розділених порожнинами. Коли електрони рухаються навколо, їх взаємодія з анодними порожнинами викликає резонансні коливання, що призводить до генерації НВЧ-випромінювання. Ці коливання потім направляються через резонатор у вигляді мікрохвильового потоку [8-10].

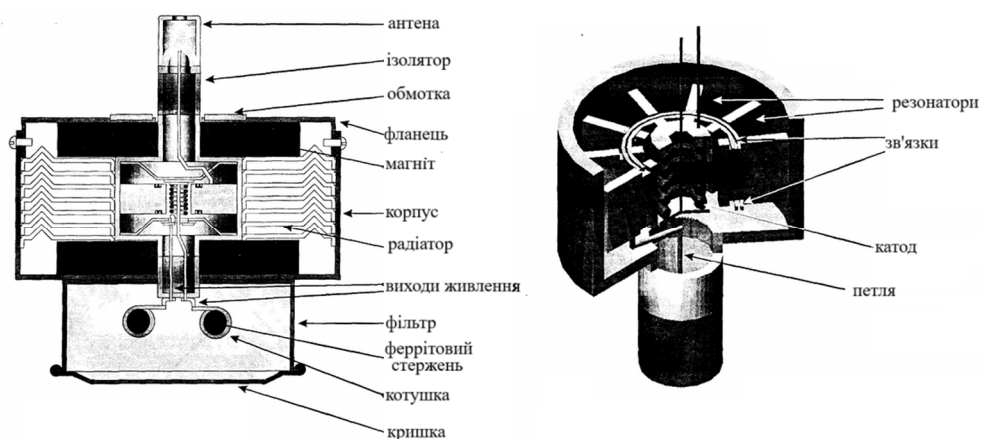


Рисунок 1.10 – Будова магнетрона

Завдяки своїй високій ефективності та здатності працювати при великих потужностях, магнетрони є незамінними у багатьох високотехнологічних галузях.

У НВЧ магнетроні (М) електрони взаємодіють з хвилею ЕМП в просторі взаємно перпендикулярних (схрещених) електричного і магнітного полів. Прилади зі схрещеними полями (типу М), яким властиві високі значення ККД (до 80%), широко застосовуються в якості автогенераторів і підсилювачів НВЧ. Розроблено їх різні модифікації: платинотрон, лампи біжучої хвилі (ЛБХ) і ЛЗХ типу М, мітронов і ін. для використання у передавачах РЛС, НВЧ-пічках.

Принцип дії приладів типу розглянемо на прикладі багаторезонаторного магнетрона (рисунок 1.11). Магнетрон нагадує циліндр, на осі якого знаходиться катод 1. Анодний блок 2 з резонаторами 3 утворює згорнуту сповільнюючу систему [20].

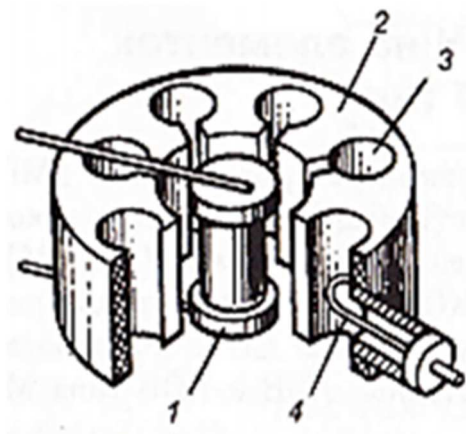


Рисунок 1.11 - Конструкція багаторезонаторного магнетрона

У просторі взаємодії між анодом і катодом паралельно осі приладу створюється постійне магнітне поле (МП). Постійне ЕП утворюється напругою джерела анодного живлення, яке підтримує позитивний потенціал анода щодо катода. Постійне ЕП є для електронів пришвидшує, внаслідок чого вони при русі до анода відбирають енергію у цього поля, а отже, у джерела живлення. Взаємодія електронів при їх русі до анода з НВЧ полем забезпечує передачу цієї енергії останньому. Передача енергії неможлива за

відсутності магнітного поля. В одному з резонаторів анодного блоку розташовується елемент зв'язку (петля 4), за допомогою якого енергія НВЧ поля відводиться в навантаження.

Рух спочатку знаходиться в стані спокою електрона ($V_{\text{ел}} = 0$) в просторі дії двох однорідних статичних полів - електричного з вектором напруженості E і магнітного з вектором магнітної індукції B описується рівнянням

$$m dV_{\text{ел}}/dl = -eE - e(V_{\text{ел}}B), \quad (1.12)$$

де m, e – маса і заряд електрона; $V_{\text{ел}}$ – швидкість електрона.

Інтегруючи (1.12) при початковій швидкості $V_{\text{ел}} = 0$, знаходимо траєкторію руху електрона (рисунок 1.12) у вигляді циклоїди. Ця крива визначається переміщеннями точки, розташованої на колі, який котиться без ковзання по прямій aa' . Радіус кола $R = E_a m / (B^2 e d)$, швидкість руху його центру $V_{\text{ц}} = E_a / (Bd)$, де E_a – напруженість поля анода. Електрон бере участь в поступальному русі зі швидкістю $V_{\text{ц}}$ та обертальному з кутовий швидкістю $\omega = V_{\text{ц}}/R = eB/m$. При такому русі (перпендикулярному вектору напруженості поля E) електрон в середньому за період руху по циклоїди не відбирає і не віддає полю E енергію: скільки відібрав у поля E на ділянці $1 - 1'$, стільки ж повернув на ділянці $1' - 2$ [25].

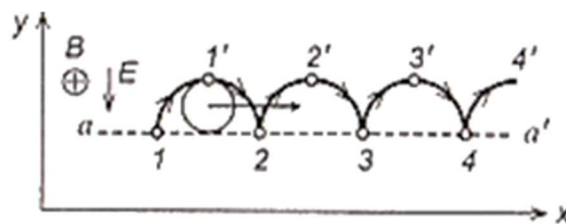


Рисунок 1.12 - Траєкторія електрона в схрещеному ЕМП

Інша ситуація виникає, якщо на електрон діє додаткове постійне ЕП E_d , вектор напруженості якого перпендикулярний E (рисунок 1.13а). Тут рух відбувається по прямій bb' , перпендикулярно вектору сумарного поля E_{Σ} . Тепер електрони переміщуються в середньому уздовж вектора поля E_d , але проти вектора поля E , тобто в середньому відбирають енергію у поля E і

передають її полю E_d [26].

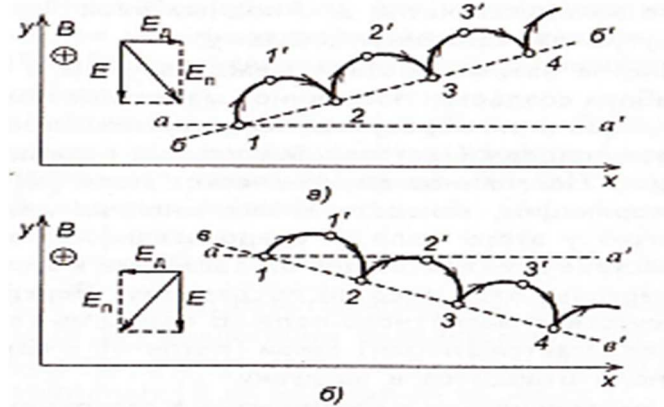


Рисунок 1.13 - Траєкторія електрона при наявності додаткового ЕП

Електрон є посередником в обміні енергією між полями. Зворотний процес передачі $E_d \rightarrow E$ виникає, якщо вектор напруженості ЕП E_d спрямований вправо (рисунок 1.13) [24]. Істотно, що середня швидкість електрона вздовж прямої aa' дорівнює E/B : де $E = |\dot{E}|$, $B = |\dot{B}|$. Якщо збільшити напруженість ЕП E_a чи зменшити індукцію магнітного поля B , то крива циклоїди зменшується і при деякому (критичному) поєднанні E і B траєкторія електронів стосується анода і вони осідають на ньому. Значення $E_{a\text{кр}}$ і $B_{\text{кр}}$ визначаємо з умови $2R = r_a - r_k$; звідси $E_{a\text{кр}} = 0,5e(r_a - r_k)B_{\text{кр}}^2/m$; тут r_a і r_k радіуси анода і катода відповідно. У статичному режимі $B > B_{\text{кр}}$ (рисунок 1.14), при цьому безліч електронів обертається навколо катода, утворюючи просторовий заряд.

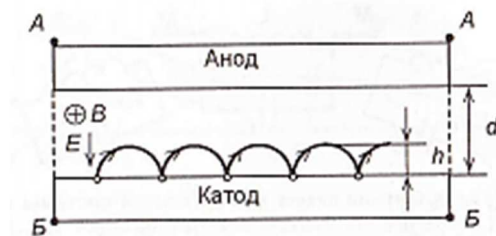


Рисунок 1.14 - Приклад траєкторії електрона в магнетроні

Нехай тепер в просторі між анодом і катодом додатково існує НВЧ поле. Це ЕП, «враховуючи сповільнюючу періодичну структуру магнетрона, можна розглядати як суму безлічі, то поширюються з різними фазовими

швидкостями просторових гармонік» [20]. Фазова швидкість V_ϕ однієї з просторових гармонік дорівнює середній швидкості руху електронів уздовж поверхні катода і анода магнетрона. Такий режим називають режимом синхронізму, умова якого $V = E/B = V_\phi$. Для забезпечення синхронізму з обраної просторової гармонікою ставлення E_a/B повинно бути строго фіксоване, при цьому забезпечується найбільш ефективну взаємодію між потоком електронів з просторовою гармонікою НВЧ поля. В цьому випадку електронний потік відбирає енергію від постійного ЕП E , тобто від джерела живлення магнетрона, і передає її НВЧ полю. Частина енергії НВЧ поля передається в навантаження.

У момент включення магнетрона в ньому через вплив шумів існує слабке ЕП E_d . За рахунок розглянутої вище взаємодії з електронами інтенсивність цього ЕП почне рости, тобто буде спостерігатися самозбудження коливань. При деякому E_d генерується енергія стане рівною втрат енергії НВЧ поля в навантаженні і на стінках магнетрона. Встановлюється стаціонарний режим роботи магнетронного автогенератора.

Сповільнююча система (СС) складається з N однотипних резонаторів, які можуть бути замінені контурами з зосередженими параметрами L і C , зв'язок між контурами індуктивна (M), взаємодіють сусідні контури, струми в них змінюються за гармонійним законом з частотою ω (рисунок 1.15). Набіг фази по кільцю кратний 2π , звідси зрушення фаз між контурами приймає тільки дискретні значення: $\varphi_n = 2\pi n/N, n = 0, 1, 2, \dots, N-1$. В результаті в розглянутій системі контурів можливі коливання з частотами $\omega_n = \omega_p / \sqrt{1 - (V/L) \cos \varphi_n}$, де $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$ – власна частота окремого резонатора [26].

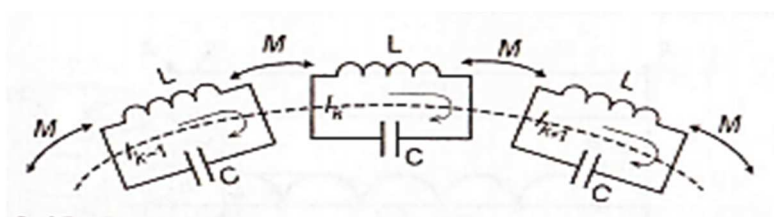


Рисунок 1.15 - Еквівалентна схема сповільнюючої системи магнетрона

На залежності $\omega_n(\varphi_n)/\omega_n$ при $N = 8, M/L = 0,1$ (рисунок 1.16) кожному значенню n відповідає певний зсув фаз φ_n і власна частота ω_c . Залежність V_ϕ/c від f_n/f_p приведена на рисунку 1.17 [22].

Оцінимо електронний ККД магнетрона, висловивши його через споживану P_0 і розсіюється на аноді $P_{\text{рас}}$ потужності: $\eta_e = 1 - P_{\text{рас}}/P_0$. Враховуємо в $P_{\text{рас}}$ лише втрати, викликані ударом в анод електронів, які віддали енергію полю. Швидкість електронів в околицях вершини циклоїди $V_{\text{верш}} = 2V_{\text{ср}}$, тоді повна енергія одиночного електрона eE_a , а розсіюється при ударі кінетична енергія $0,5mV_{\text{верш}}^2 = 2mV_{\text{ст}}^2$. Звідси

$$\eta_e = 1 - 2mE_a/[e(r_a - r_k)^2 B^2]. \quad (1.13)$$

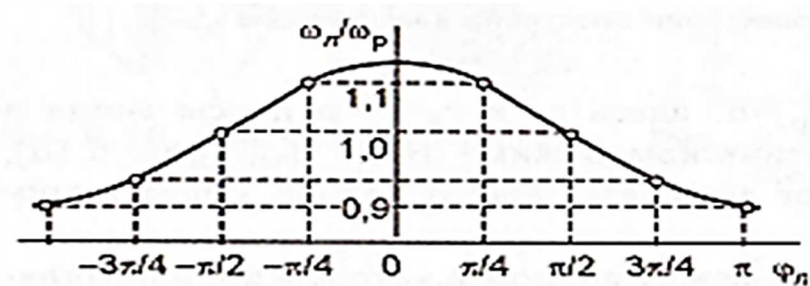


Рисунок 1.16 - Залежність власних частот від фазового зсуву на комірку

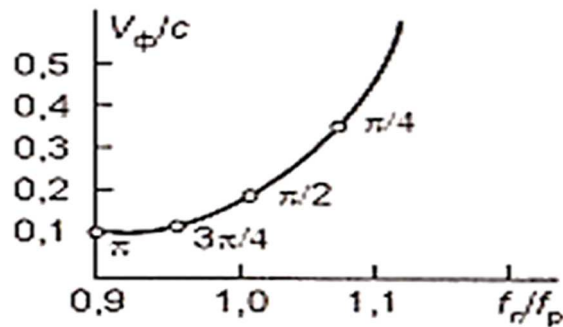


Рисунок 1.17 - Дисперсна характеристика сповільнюючої системи магнетрона при $\lambda = 10$ см, $M/L = 0,1$

Оскільки E_a і B пов'язані умовою синхронізму, то $\eta_e = 1 - D\omega_n/(nB)$, де $D = (m/e)(r_a + r_k)/(r_a - r_k)$.

На фіксованій робочій частоті ККД зростає зі збільшенням індукції B , наближаючись до одиниці. Реальний електронний ККД досягає 75% і обмежений двома факторами [21-23]:

- 1) неможливістю створення надсильних магнітних полів;
- 2) електричною міцністю конструкції, так як для виконання умови синхронізму з ростом B потрібно збільшувати E_a .

Робочі характеристики магнетрона показані на рисунку 1.18. Потужність в навантаженні ККД і частота коливань магнетрона визначаються анодним напругою E_a , індукцією магнітного поля B і провідність навантаження Y_H .

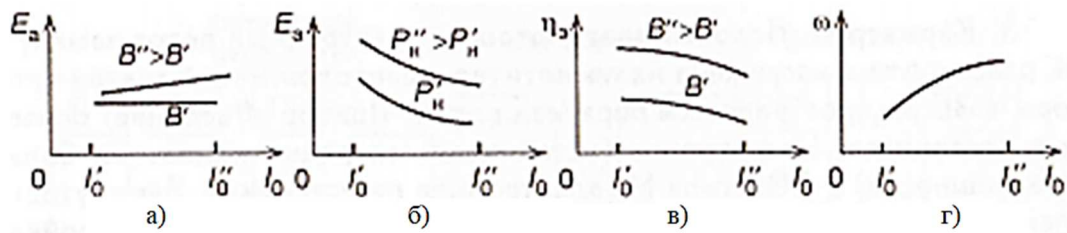


Рисунок 1.18 - Робочі характеристики магнетрона ($R_H = const$)

Інші різновиди НВЧ приладів M – типу розглянемо, аналізуючи їх відмінності від багаторезонаторного магнетрона. Платинотрони відносяться до класу приладів зі схрещеними полями, у яких електронний потік замкнутий, а уповільнююча система розімкнута. При використанні його в якості підсилювача називається амплітроном. Смуга робочих частот амплітрона обмежується дисперсією сповільнює системи і замкнутістю електронного потоку. Серед недоліків також можна виділити:

- невисокий (до 20 дБ) коефіцієнт підсилення за проектною потужністю;
- порівняно вузька смуга частот;
- неможливість роботи при малому входньому сигналі (якщо $P_{вх} < P_{пор}$. То генерація нестійка через позитивно ОЗ зі зворотним хвилею).

До переваг належить:

- великий ККД: 70% і більше;
- значна вихідна потужність (в безперервному режимі - сотні кіловат, в імпульсному - десятки мегават);
- застосування зовнішнього резонатора і додаткового зворотного

зв'язку дозволяє використовувати планітрони як АГ, з кращого, ніж у магнетрона стабільністю і меншими впливами навантаження на режим.

Ще одним різновидом є лампи біжучої та зворотної хвилі типу *M* [11, 21]. На відміну від планітронів, цей пристрій відноситься до групи приладів, у яких розімкнуті не тільки сповільнює система, а й електронний потік. Фізичний сенс взаємодії ЕП і електронного потоку аналогічні описаним вище. ККД ЛБХ типу *M* досягає 50%. Вони застосовуються в якості потужних підсилювачів безперервного ($P_{\text{вих}}$ - одиниці кіловат) і імпульсного ($P_{\text{вих}}$ - одиниці мегават) сигналів. Коефіцієнт підсилення потужності $K_p = 15\text{дБ}$. Відносна ширина смуги пропускання підсилювача досягає 25%.

Підсилювальні лампи зворотної (оберненої) хвилі (ЛЗХ) типу *M* відрізняються від ЛБХ тим, що їх вхід розташований біля колектора, а вихід у катода. Електрони в ЛЗХ типу *M* взаємодіють зі зворотним просторовою гармонікою, завдяки чому в приладі існує позитивна ОС. У реальних ЛОВ типу *M* на частоті 3 ГГц вихідна потужність дорівнює 1 кВт в безперервному режимі і 150 кВт - в імпульсному. Отримано ККД 50% в смугі пропускання кілька відсотків і коефіцієнт електронної перебудови в межах 50%. Коефіцієнт посилення – до 15 дБ.

Карматрони це схожі на платинотрон, де електронний потік замкнутий, ЗЗ розімкнуті і навантажена на поглинач, розташований всередині приладу, в ОЗ поширюється зворотна хвиля [11, 24]. Прилад об'єднує основні переваги магнетронів (стійка генерація коливань великої потужності) і ЛЗХ типу *M* (електронна перебудова). Замкнутість електронного потоку обмежує межі електронної перебудови: зазвичай $\Delta f/f = 10\%$, ККД АГ досягає 50 ... 70% і залежить від потужності і смуги перебудови.

З допомогою мітронів отримують широку електронну перебудову частоти в межах октави і більше [11, 27]. Містять три основних вузла: власне генератор у вакуумній оболонці, коливальну систему і магніт. У порівнянні з

магнітроном в мітроні є дві відмінності:

- замкнутий ОЗ спеціальним чином підключений до контуру, що забезпечує структуру ЕП в просторі взаємодії, як у магнетрона для коливань типу π , але і зберігається ця структура якою б не була власна частота контура; замкнутий ОЗ не проявляє резонансних властивостей в силу низької добротності резонаторів:

- емітуючий катод винесено з простору взаємодії, що запобігає його зворотний бомбардування (лінія bb'), виключається додатковий розігрів, стабілізує інтенсивність емісії.

Перевагами мітронів, в порівнянні з іншими АГ з електронною перебудовою, є:

- широкий діапазон зміни частоти (октава і більше);
- висока лінійність модуляційної характеристики;
- порівняно невеликі перепади потужності при перебудові частоти , не більше 3 дБ.

Переваги магнетронів полягають у високій ефективності, оскільки можуть генерувати мікрохвильові коливання з високим ККД. Вони мають відносно невеликі розміри при високій потужності. Також магнетрони можуть працювати в широкому спектрі НВЧ-діапазонів, що робить їх універсальними для різних застосувань.

На практиці пристрої застосовуються для генерації сигналів у радіолокаційних станціях, у побутових мікрохвильових печах для створення ВЧ хвиль для нагрівання їжі. Також їх використовують у системах радіозв'язку, а також в медичних пристроях, наприклад, у лазерах або терапевтичних апаратах.

1.4 Автогенератори та підсилювачі на лампах бігучої хвилі

У ЛБХ використовується принцип безперервного взаємодії електронів з ЕМП, що поширюється по хвилевидній системі зі швидкістю електронного

поток (рисунок 1.19).



Рисунок 1.19 – Лампа біжучої хвилі

Хвилевидна система являє собою спіральний хвилевід, що складається з спіралі і зовнішнього провідного циліндра. Фазова швидкість поширення ЕМП, що має поздовжню складову вектора ЕП уздовж осі системи, залежить від кроку спіралі і при повітряному діелектрику сповільнена в порівнянні зі швидкістю світла в число раз, яке дорівнює відношенню кроку спіралі до довжини її витка.

«Механізм взаємодії електронного потоку і ЕП хвилі, що рухається розглянемо на прикладі ЛБХ типу О. Тут електронний потік рухається під впливом ЕП, і при взаємодії електронів та ЕП змінюється кінетична енергія електронів. Просторово-часова діаграма ЛБХ-О показана на рисунок 1.20» [26].

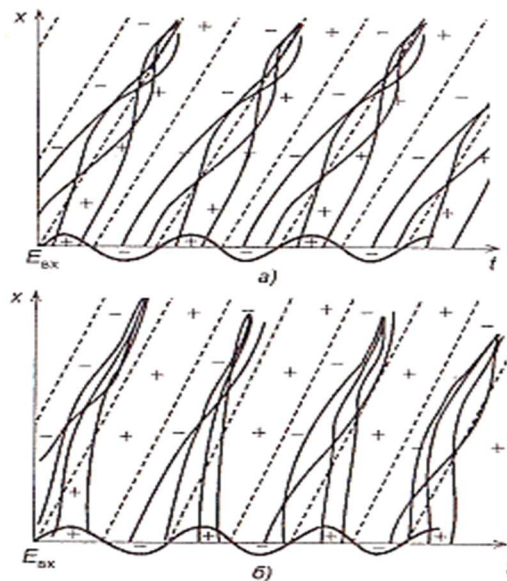


Рисунок 1.20 – Просторово-часова діаграма ЛБХ

Напруженість ЕП вхідній хвилі змінюється в часі періодично. Позитивні і негативні напівперіоди напруженості ЕП поширюються уздовж сповільнює системи (СС) з фазовою швидкістю V_ϕ , утворюючи області прискорюючих (+) і гальмуючих (-) ділянок.

Електрони рухаються зі швидкістю $V_{ел}$. Можливі три випадки [21-23]:

1. $V_\phi = V_{ел}$ – електрони групуються поблизу кордону ділянок (+ | -). Енергообмін між ЕП і потоком електронів відсутня, посилення (ослаблення) коливань не відбувається.

2. $V_{ел} > V_\phi$ – електрони групуються в областях гальмуючого поля, віддають енергію полю - відбувається посилення бігучої хвилі ЕМП.

3. $V_{ел} < V_\phi$ – електрони групуються в областях прискорюючого поля, і відбирають енергію поля, викликаючи загасання хвилі.

Таким чином, посилення при взаємодії ЕП і поля хвилі, що біжить можливо при відносно близьких значеннях швидкостей $V_{ел}$ і V_ϕ і за умови, що $V_{ел} > V_\phi$. Оптимальне значення початкової швидкості електронів $V_{ел} = (1,1 \dots 1,2)V_\phi$ [22, 26].

Схема підсилювальної ЛБХ типу О приведена на рисунку 1.21 [24]. Вважаємо, що змінні складові струмів, швидкостей і напруг малі в порівнянні з постійними. На підставі висновків лінійної теорії ЛБХ виявляється, що підсилення ЛБХ залежить від параметра $C = \sqrt{I_0 Z_0 / (4E_{сп})}$, зазвичай $C = 0,02 \dots 0,3$, де I_0 – струм променя; Z_0 – опір зв'язку ЗС з електронним потоком (залежить від конструкції ЛБХ); $E_{сп}$ – напруга на спіралі сповільнюючої системи.

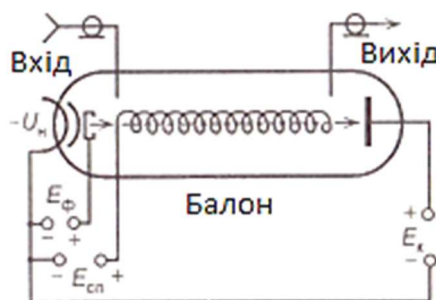


Рисунок 1.21 - Схема підсилювача ЛБХ

Коефіцієнт підсилення ЛБХ-О обчислюється як відношення амплітуд напруженості ЕП на виході і на вході лампи: $K_L = 0,3 \sqrt[3]{\omega C l / (2 V_{\text{ел}})}$, де l – геометрична довжина простору взаємодії електронів та ЕП. Зазвичай $K_L = -9,54 + 47 N C$, де $N = \beta_{\text{ел}} l / (2\pi) = l / \lambda$ – електрична довжина простору взаємодії; $\beta_{\text{ел}} = \omega / V_{\text{ел}}$.

При збільшенні амплітуди вхідного сигналу виникає нелінійний режим, коефіцієнт підсилення падає (рисунок 1.22) [23].

Електронний ККД ЛБХ-О $\eta_e = P_1 / P_0$ визначається часткою кінетичної енергії електронів $m V_{\text{ел}}^2 / 2$, яку може віддати ЕП ВЧ полю. Звідси

$$\eta_e = \frac{m V_{\text{ел}}^2 / 2 - m V_{\phi}^2 / 2}{m V_{\phi}^2 / 2} \approx 2 \frac{V_{\text{ел}} - V_{\phi}}{V_{\phi}} \quad (1.14)$$

З огляду на, що $V_{\text{ел}} = V_{\phi} (1 + C/2)$, $C \ll 1$, отримуємо, що $\eta_e = C$. Теоретично η_e в ЛБХ не перевищує 10 ... 15%, реально ККД ще нижче.

Підсилення в ЛБХ можливо, якщо $V_{\phi} = (0,8 \dots 1) V_{\text{ел}}$. При заданому $E_{\text{сп}}$ початкова швидкість електронів $V_{\phi} = \sqrt{2 E_{\text{сп}} / m}$. При зміні $V_{\phi}(\omega)$ з частотою умови взаємодії електронів і ЕП порушуються і підсилення падає.

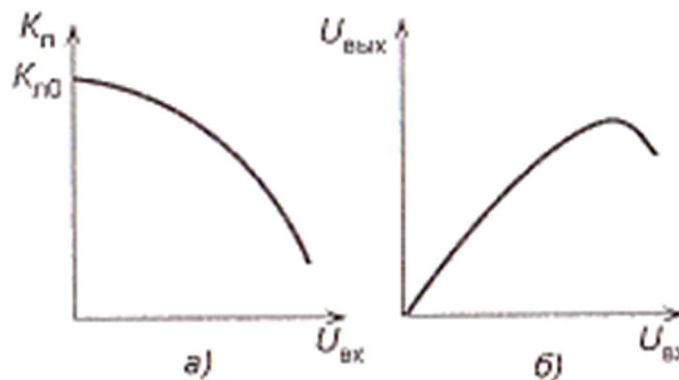


Рисунок 1.22 - Залежність K_L і $U_{\text{вих}}$ від $U_{\text{вх}}$ для ЛБХ

Напруга $E_{\text{сп}}$ задає швидкість $V_{\text{ел}}$, яка при фіксованій на даній частоті фазової швидкості повинна лежати в вузьких межах: $(1,3 \dots 1,1) V_{\phi}$. Підсилення ЛБХ в залежності від $E_{\text{сп}}$ має вигляд зони (рисунок 1.23 а), максимум якого відповідає такому $E_{\text{сп} \text{ opt}}$, при якому $V_{\text{ел} \text{ opt}} = 1,5 V_{\phi} = 1$. Ширина зони становить 5 ... 10% $E_{\text{сп} \text{ opt}}$ [20].

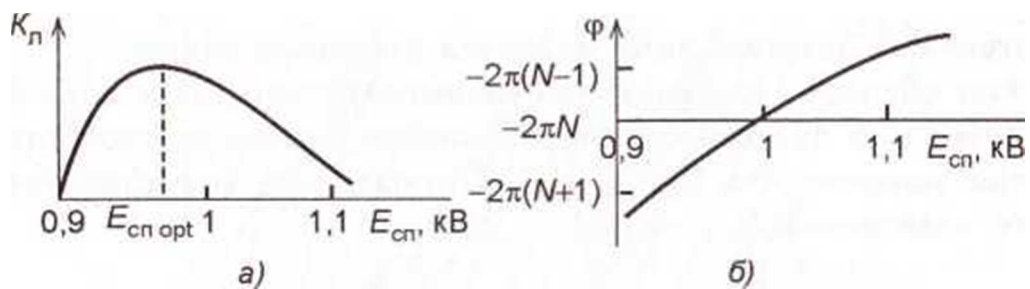


Рисунок 1.23 - Залежність $K_L(E_{cn})$ (а) і $\varphi(E_{cn})$ (б) в ЛБХ

Фазовий зсув в підсилювачі $\varphi = \varphi_{вих} - \varphi_{вх}$ зменшується з ростом E_{cn} (рисунок 1.23 б): в звичайних ЛБХ в межах зони посилення змінюється на $(2 \dots 3)2\pi$ радіан, в спеціалізованих фазообертачах ЛБХ з малим K_L — на $(5 \dots 6)2\pi$ радіан. У нелінійному режимі фазовий зсув в ЛБХ залежить також від амплітуди вхідного сигналу.

Промисловість випускає ЛБХ з наступними характеристиками [20-22]:

- $P_{вих}$ — від 0,1 мВт до сотень кіловат в діапазоні від 0,5 до 20 ... 40 ГГц;
- смуга пропускання - від десятків відсотків до декількох октав;
- K_L — до 60дБ.

Розроблено спеціальні малощумні ЛБХ для АІС з коефіцієнтом шуму 1,2 ... 5, а також помножувальні, обмежувальні і фазообертаючі ЛБХ.

АГ будуються на основі широкосмугових ЛБХ з запізнілої ОЗ. Генерація відбувається за рахунок зовнішнього зворотного зв'язку між виходом і входом. Тракт ОЗ може бути широкосмуговим або вузькосмуговим, що містить резонатор (рисунок 1.24) [27].



Рисунок 1.24 - Функціональна схема автогенератора на ЛБХ з резонатором в ланцюжку зворотного зв'язку

У загальному випадку сталий режим АГ на ЛБХ можна записати рівнянням $\dot{K}_л(\omega, U)\dot{K}_ос(\omega) = 1$, де $\dot{K}_л, \dot{K}_ос$ – комплексні коефіцієнти передачі ЛБХ і ланцюги ОС; U – амплітуда сигналу. Звідси отримуємо систему рівнянь балансу амплітуд і фаз:

$$\begin{aligned} |\dot{K}_к(\omega, U)| |\dot{K}_ос(\omega)| &= 1; \\ \varphi_л(\omega, U) + \varphi_ос(\omega) &= 2\pi n, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (1.15)$$

де $\varphi_л, \varphi_ос$ – фазові зрушення в лампі і ланцюги ОЗ; $|\dot{K}_к(\omega, U)| \approx K_{л0}(\omega)K(U)$, де $K_{л0}(\omega)$ – нормована до одиниці частотна характеристика ЛБХ в лінійному режимі; $K(U)$ – амплітудна характеристика ЛБХ; $\varphi_л = -\omega l/V_\phi$ і вважаючи, що в ланцюзі ОЗ включений резонатор, отримуємо

$$|\dot{K}_ос(\omega)| = K_0/\sqrt{1 + \xi^2}, \quad \varphi_ос = -\omega l_{тр}/V_{тр} - \arctg \xi,$$

де $\xi = 2Q(\omega - \omega_p)/\omega_p$ – узагальнена розладі резонатора з добротністю Q на частоті ω щодо його резонансної частоти ω_p ; K_0 – модуль коефіцієнта передачі тракту ОЗ на частоті ω ; $\varphi_{тр} = -\omega l_{тр}/V_{тр}$ – фаза коефіцієнта передачі тракту ОЗ з довжиною $l_{тр}$ і фазовою швидкістю в ньому $V_{тр}$.

Залежність амплітуди коливань U і частоти генерації від прискорювальної напруги $E_{сп}$ для АГ на ЛБХ приведена на рисунку 1.25 [21].

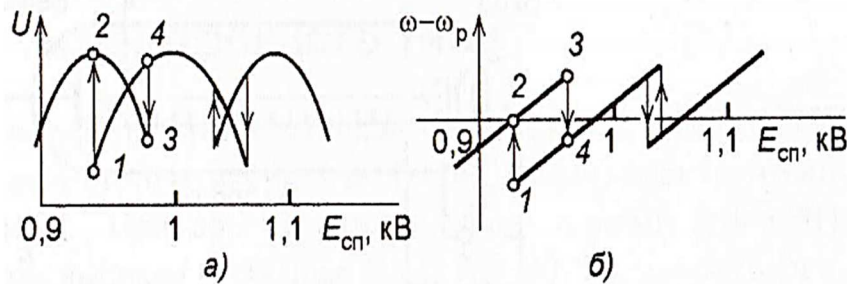


Рисунок 1.25 - Залежність амплітуди (а) і частоти (б) коливань автогенератора на ЛБХ-О від

Для деяких значень $E_{сп}$ при досить широкій резонансній кривій можуть виконуватися умови самозбудження $|\dot{K}_ос(\omega)| \gg 1/|\dot{K}_л(\omega)|$ для двох частот. Тут залежно $U(E_{сп})$ і $\omega(E_{сп})$ мають гістерезисний характер: при збільшенні

$E_{\text{сп}}$ відбувається перескок від точки 3 до точки 4, при зменшенні - від точки 1 до точки 2.

Залежність частоти f від $E_{\text{сп}}$ в АГ на ЛБХ досить лінійна, що дозволяє отримати в такій системі частотну модуляцію з малими нелінійними спотвореннями.

Автогенератори і підсилювачі на лампах зворотної (оберненої) хвилі (ЛЗХ) [19-21]. У ЛЗХ типу О використовується взаємодія електронів з полем зворотного просторової гармоніки, для якої напрямок фазової швидкості протилежно напрямку груповий, тобто руху енергії. Тому в ЛОВ вихід енергії здійснюється у найближчого до катода кінця сповільнює системи (рисунк 1.26), на яку подано прискорює напруга ЄСП, а вхідний сигнал вводиться в сповільнююшу систему поблизу колектора.

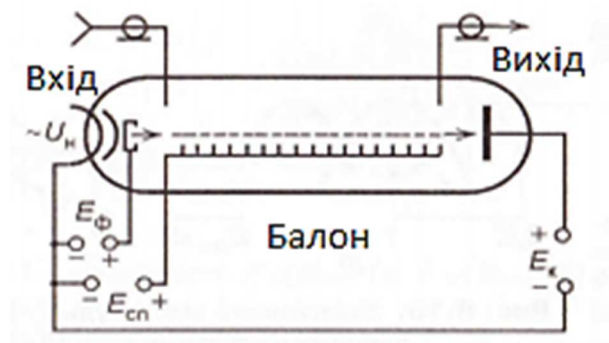


Рисунок 1.26 - Схема автогенератора на ЛЗХ

Використовуються генераторні і підсилювальні ЛЗХ-О. У них завжди є розподілена ОЗ, так як в кожному осередку періодичної структури енергія переноситься по сповільнює системі в напрямку до катода з груповою швидкістю, а в протилежному напрямку поширюється потік згрупованих електронів, що взаємодіє з ЕМП. Розподілена ОЗ може привести до самозбудження автоколивань.

Теорія взаємодії електронів із полем в ЛЗХ аналогічна теорії ЛБХ-О. Умови цієї взаємодії в ЛЗХ-О відповідають наближеній рівності швидкостей електронів і зворотного просторової гармоніки поля:

$$-V_{\text{ел}} = -\sqrt{\frac{2eE_{\text{сп}}}{m}} = 1,1 V_{\text{ф}}/(1 + 2\pi k/\psi) = 1,1V_{\text{фк}}, \quad (1.16)$$

де $\psi = \beta_j h$; $k < 0$ - номер гармоніки.

Співвідношення (1.16) аналогічно балансу фаз в АГ на ЛБХ-О, з якого можна знайти частоту генерації. Для першої зворотної просторової гармоніки ($k = -1$) при $\psi \ll 2\pi$;

$$\omega = 0,9V_{\text{ел}}2\pi/h = A\sqrt{E_{\text{сп}}},$$

де h – період (крок) сповільнює системи. Зміною $E_{\text{сп}}$ частота генерації може бути перебудована на октаву і більше, але залежність $\omega(E_{\text{сп}})$ нелінійна.

У підсилювальній ЛЗХ вхід НВЧ енергії розташовується у колектора, вихід - у катода. У режимі посилення ЛЗХ для запобігання самозбудження повинна працювати при токах променя, менше порогового. Коефіцієнт посилення K_0 при малих амплітудах напруги на вході обернено пропорційний різниці між фактичним струмом I_0 і його граничним значенням:

$$K_0 = B/(I_0 - I_{\text{опр}}),$$

де B – не залежить від I_0 параметр. Смуга пропускання Δf обернено пропорційна коефіцієнту посилення. Такі підсилювачі є вузькосмуговими і зазвичай використовуються як високовибірковий пристрій. Їх характерною особливістю є можливість управління резонансною частотою за допомогою напруги $E_{\text{сп}}$. На цьому принципі засновані спеціалізовані фільтрові ЛЗХ-О. Їх застосовування – у підсилювачах високої частоти РЛС різної потужності.

2. ДОСЛІДЖЕННЯ ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ У АВТОГЕНЕРАТОРАХ МАГНЕТРОННОГО ТИПУ

2.1 Параметри та характеристики магнетрона

Магнетрон є ключовим джерелом НВЧ коливань і характеризується рядом параметрів, які впливають на його продуктивність та ефективність [8-11]. До його основних вихідних характеристик належать:

- потужність генерованих коливань P ,
- коефіцієнт корисної дії η ,
- робоча довжина хвилі λ ,
- електронний зсув частоти δf та швидкість його зміни S .

Окрім цих характеристик, також розглядаються робочі характеристики магнетрона, зокрема, залежність анодної напруги від анодного струму

$$U_a = f(I_a).$$

Даний параметр P також називають вольт-амперною характеристикою при $B_0 = \text{const}$.

Потужність коливань P пов'язана з ККД приладу η можна виразити як:

$$P = \eta I_a U_a,$$

де I_a - анодний струм, U_a - анодна напруга.

ККД магнетрона η можна визначити відношенням потужності коливань P і постійної потужності пучка $I_a U_a$, відповідно:

$$\eta = \frac{P}{I_a U_a}.$$

Залежно від особливостей роботи, розрізняють [6, 7]:

- повний ККД η ,
- електронний ККД η_e - визначає ефективність передачі енергії електронів височастотному полю;
- контурний ККД η_k - відображає втрати енергії в коливальній системі та пристроях вводу-виводу.

Ці параметри пов'язані між собою наступним чином:

$$\eta = \eta_e \eta_k.$$

Максимальна енергія, яку електрони можуть передати полю, становить eU_a . Частина цієї енергії переходить у кінетичну енергію електронів, що досягають анода. Швидкість електронів v_{max} , з якою вони потрапляють на анод, можна визначити з рівняння:

$$v_{max} = 2 \frac{E_0}{B_0} \approx \frac{2U_a}{dB_0},$$

де d - відстань від катоду до аноду, B_0 - магнітна індукція.

Враховуючи цей факт, електронний ККД η_e визначається за формулою:

$$\eta_e = 1 - \frac{2mU_a}{ed^2B_0^2}.$$

де m - маса електрона, e - його заряд.

У критичних режимах, коли $U_k = \frac{ed^2B_{кр}^2}{2m}$, електронний ККД дорівнює

$$\eta_e = 1 - \frac{U_a}{U_{кр}} \left(\frac{B_{кр}}{B_0} \right)^2 \quad (2.1)$$

В такому випадку $\eta_e = 0$, це означає відсутність самозбудження коливань. На практиці у багато-резонаторних магнетронах, як правило $\eta_e \approx 50\% - 70\%$.

Електронний ККД η_e (2.1) залежить від магнітної індукції B_0 , що підтверджується рівнянням:

$$U_{a,\Gamma} = \frac{\omega_n B_0}{2(p+nN)} (r_a^2 - r_k^2), \quad (2.2)$$

де ω_n - частота коливань, p - номер типу коливань, r_a і r_k - радіуси анода і катода відповідно.

З формули (2.2) видно, що зі збільшенням магнітної індукції B_0 електронний ККД η_e зростатиме. Проте для цього також необхідне синхронне збільшення анодної напруги U_a , що зберігає незмінною кінетичну енергію електронів, а потенційна енергія зростає. Максимальний ККД досягається для π -виду коливань.

Тому швидкість електронів переносна (дрейфова) v_d та максимальна

швидкість електронів, які досягають до аноду, $v_{a.max}$ ($v_{a.max} = 2v_d = \frac{2E_0}{B_0} \simeq \frac{2U_a}{dB_0}$), майже не змінюються відповідно до величини і напрямку. Як видно з формули (2.2) кінетична енергія електронів складе

$$W_k = \frac{mv_a^2}{2}.$$

Цей параметр не змінюється, а потенційна енергія зростає за рахунок збільшення потенціалу аноду U_a .

Рисунок 2.1 ілюструє залежність електронного ККД η_e від розміру магнітної індукції B_0 статичного поля.

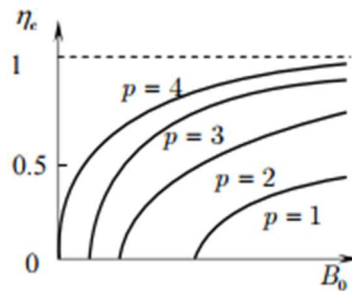


Рисунок 2.1 - Залежність η_e від розміру B_0

Як видно з рисунка, та відповідно до (2.2) залежність має вигляд гіперболічних кривих.

Робочими характеристиками магнетрона є залежність напруги аноду U_a від значення струму аноду I_a при сталих значеннях таких параметрів, як B_0, P, η, ω_0 , що зображено на рисунку 2.2, зокрема:

$$U_a = f(I_a).$$

Збудження коливань відбувається при досягненні граничної напруги. «При зміні індукції магнітного поля характеристики зміщуються відповідно до діаграми робочих напруг» [23].

Зі збільшенням напруги U_a струм I_a для заданого значення B_0 повільно зростає. Дані криві відповідають напругам анодів, які є нижчі ніж граничне значення. У такому режимі більшість електронів повертається на катод під дією сили F_m . Граничну напругу U_{Γ} можна графічно визначити, шляхом продовження лінійної частини кривої до її перетину з віссю ординат. Ряд

кривих при $P = const$ мають форму, близьку до гіпербол [8, 10].

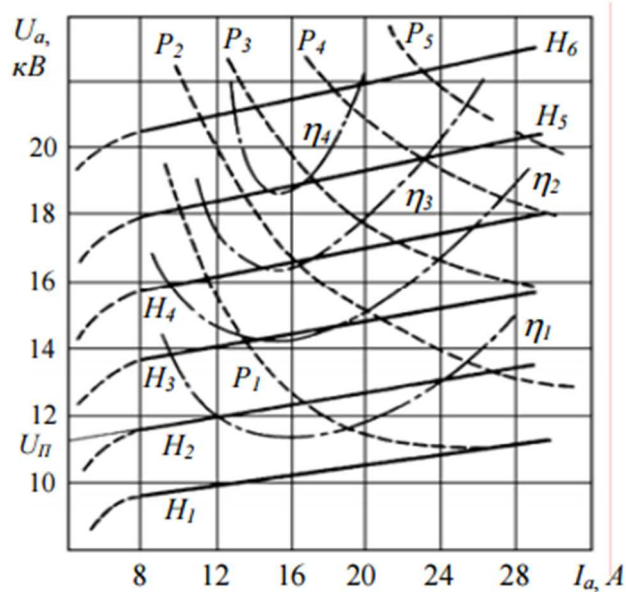


Рисунок 2.2 - Характеристики роботи магнетрона

З рисунка 2.2 видно, що коли струм $I_a = const$ та зростанні напруги U_a ККД приладу підвищується. Це пов'язано з тим, що збільшення U_a та B_0 призводить до зменшення радіусу траєкторій електронів і, відповідно, до зниження швидкості, з якою електрони досягають анода.

Довжина хвилі коливань визначається за допомогою геометричних розмірів резонаторів анодного блоку приладу та зв'язком із його навантаженням. Цей зв'язок змінюється незначною мірою при зміні електричних параметрів системи.

Зі зміною I_a змінюватиметься частота коливань магнетрона. Для того, щоб оцінити даний процес необхідне введення параметру градієнту електронної перебудови $S = \frac{df}{dI_a}$. Він приймає максимальні значення при невеликих значеннях I_a і може становити десятки мегагерц на ампер. Інформацію щодо параметру S , як правило містять паспортні дані магнетрону.

Параметри та характеристики магнетрона, такі як потужність, ККД та частотні властивості, мають вирішальне значення для його ефективної роботи. Їхнє дослідження дозволяє забезпечити оптимальні режими роботи

та підвищити продуктивність магнетронних генераторів у різних застосуваннях. Завдяки своїм характеристикам прилад є високоефективним елементом для генерації НВЧ-хвиль у передавачах РЛС.

2.2 Квантові генератори: особливості формування сигналів

Дослідження квантових генераторів і модулаторів напівпровідникових лазерів є важливим у контексті теми роботи, оскільки ці технології представляють сучасні підходи до генерації та керування високочастотними сигналами, що доповнюють і розширюють можливості магнетронних генераторів. Аналіз особливостей оптичного діапазону хвиль дозволяє врахувати перспективи інтеграції магнетронних і оптичних технологій у єдиній комп'ютерно-інтегрованій системі управління, що підвищує її ефективність, гнучкість і можливість роботи в багатофункціональних середовищах.

Оптичні лінії зв'язку (ОЛС) являють собою найбільш короткохвильові з існуючих ліній зв'язку. Вони працюють в діапазоні видимого та ближнього інфрачервоного випромінювання ($\lambda = 0,6 \dots 1,6$ мкм) [24, 28]. Як задають генераторів в ОЛС використовуються лазери, а ліній зв'язку - світловоди різного типу. За конструктивно-експлуатаційних властивостей ОЛС можна розділити на два основних види, зокрема:

- ті, що працюють відкритим променем;
- в яких сигнали поширюються по оптичним хвилеводом.

Працездатність ОЛС першого виду у певній мірі залежить від прозорості середовища, а довжина траси обмежена межами прямої видимості. ОЛС іншого виду - світловодні або волоконно-оптичних лінії зв'язку, (ВОЛЗ) вільні від цих недоліків і знаходять все більш широке застосування завдяки наступним перевагам:

- наднизькі втрати? < 2 дБ / км;
- надзвичайно широка смуга частот, що пропускаються, > 100 ГГц;

- скритність і стійкість передачі;
- універсальність і гнучкість використання в різних умовах;
- малі маси і габаритні розміри;
- економія дефіцитних кольорових металів.

На рисунку 2.3 наведена схема ВОЛЗ, що включає оптичний передавач - кодуєчий пристрій (КП), схему збудження лазера (СЗ), напівпровідниковий лазер (НЛ), узгоджуючий пристрій (УП), джерело живлення (ДЖ), ретранслятор - фазовий детектор (ФД), оптичний кабель, приймач, що включає ФД, підсилювач сигналу та декодер (ДК).

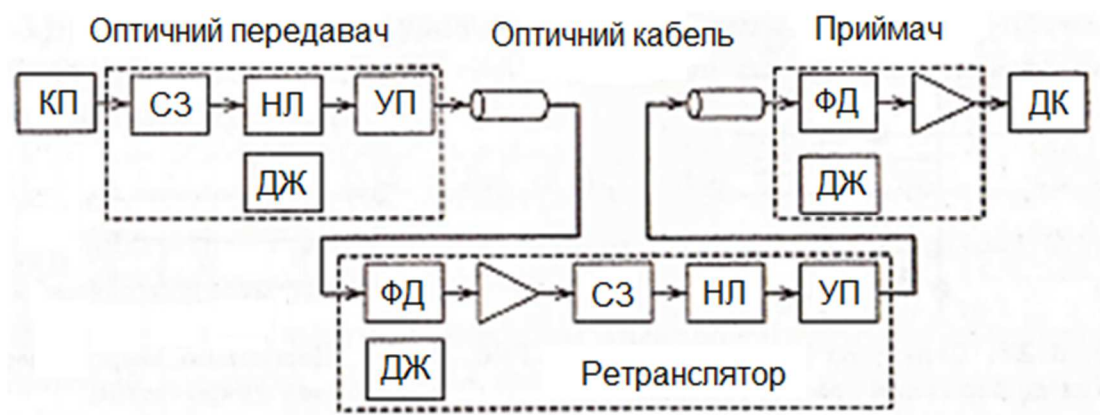


Рисунок 2.3 - Функціональна схема ВОЛЗ

У лазерах - квантових генераторах (КГ) використовується надлишок внутрішньої енергії атомів, молекул або іонів, які в подальшому будемо називати мікрочастинками. Надлишкова енергія передається мікрочастинками від спеціального джерела збудження - пристрої накачування, яке можна розглядати як аналог джерел живлення звичайних електронних приладів.

Сукупність мікрочастинок, що володіють необхідним запасом надлишкової внутрішньої енергії і здатних при певних умовах передати цю енергію ЕМП, називається активним середовищем або активною речовиною [24]. Велика кількість мікрочастинок ($10^{20} \dots 10^{21}$ на 1 см^3) утворюють активне середовище квантових генераторів або підсилювачів.

Незважаючи на відмінності в призначенні, діапазонах частот і вихідних

параметрах, дії будь-яких КГ і підсилювачів засноване на загальних принципах. Розглянемо їх на прикладі молекули вуглекислого газу, що використовується в якості робочої частки в широко застосовуваних на практиці і видатних за своїми енергетичними показниками КГ оптичного діапазону хвиль - лазерах на суміші вуглекислого газу, азоту і гелію, які працюють на довжині хвилі 10,6 мкм.

Молекула CO_2 є лінійну структуру (рисунок 2.4), в якій два атоми кисню (○) і один атом вуглецю (●) розташовані на одній осі (атом вуглецю знаходиться посередині). У такій структурі можливі різні коливання молекули: поздовжні (1, 2), обертальні навколо перпендикулярної осі, гнучкі (3) і ін. По законах квантової механіки енергія цих видів руху молекули квантована, і приймає тільки цілком певні, дискретні значення [21].

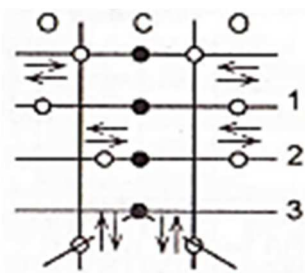


Рисунок 2.4 - Структура і її деформація при коливанні

Енергетичні рівні мікрочастинок зображуються у вигляді діаграми (рисунок 2.5).

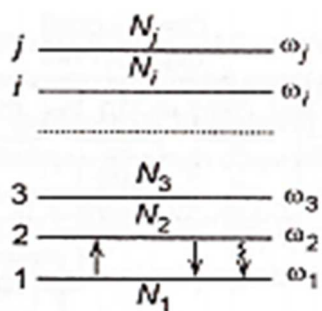


Рисунок 2.5 - Діаграма енергетичних рівнів мікрочастинок

Рівень 1, енергія якого приймається рівним нулю, називається основним, вище лежать рівні - збудженими. Енергетичні зазори між

обертівими рівнями енергії складають приблизно $10^{-6} \dots 10^{-5}$ еВ, між електронними рівнями $-1 \dots -10$ еВ. Вибір енергетичних зазорів між робочими рівнями визначається необхідною частотою коливань КГ. Чим вище ця частота, тим ширше повинен бути використовуваний енергетичний зазор [21, 27].

У стані теплової рівноваги розподіл часток по рівнях описується законом Больцмана:

$$N_i = N_0 z \exp[-W_i/(kT)], \quad (2.3)$$

де i – номер рівня; N_i – число часток в 1 см^3 (населеність), що володіють енергією W_i ; N_0 – повне число частинок в 1 см^3 ; T – абсолютна температура середовища; k – постійна Больцмана, $k = 1,38 \cdot 10^{23}$ Дж / град; z – нормуюча постійна.

Відношення заповненості двох будь-яких енергетичних рівнів

$$N_j/N_i = \exp[-(W_j - W_i)/(kT)], \quad (2.4)$$

тобто в разі, якщо $j > i$, і відповідно $W_j > W_i$ при будь-якій кінцевій температурі середовища, $N_j < N_i$, що означає, що в умовах теплового рівноваги заселяються переважно нижні енергетичні рівні.

Для створення КГ або підсилювача будь-якого діапазону хвиль необхідно порушити рівноважний розподіл часток по енергетичним рівням, тобто виконати умову $N_j > N_i$, при $j > i$.

Частка з кінцевої ймовірністю може перейти з одного рівня на інший. При цьому повинен дотримуватися закон збереження енергії [21, 24]:

– перехід з нижнього рівня на верхній можливий, якщо частка отримує енергію $\Delta W = W_j - W_i$,

– при зворотному переході вона повинна віддати цю енергію:

$$\Delta W = \hbar \nu_{\pi} = W_j - W_i, \quad (2.5)$$

де $\hbar = 6,62 \cdot 10^{-32}$ Дж · с - постійна Планка; ν_{π} - частота коливань ЕМП.

Взаємодія частинок з зовнішнім ЕМП носить резонансний характер. Умова резонансу полягає в рівності частот ЕМП ν_{π} і власної частоти ν

робочого переходу $j - i$:

$$\nu_{ji} = \nu_{ji} = (W_j - W_i) / \hbar \quad (2.6)$$

Це дає право за певних умов розглядати мікрочастинки як своєрідні атомні або молекулярні резонатори. Вони характеризуються добротністю Q_d і частотною характеристикою кінцевої ширини, званої спектральної лінією.

Припустимо, що на систему мікрочастинок, що володіють енергетичними рівнями (рисунок 2.6), діє ЕМП з частотою $\nu_{ji} = \nu_{21} = (W_2 - W_1) / \hbar$. Воно грає роль зовнішньої сили, яка збуджує частинки, що знаходяться на рівні 1, переходити на рівень 2, поглинаючи квант енергії ЕМП, а частинки, що знаходяться на рівні 2, переходити на рівень 1, випромінюючи такі ж кванти. Другий процес називається вимушеним або індукованим випромінюванням, і є фундаментальною основою роботи всіх відомих КГ і підсилювачів. В результаті поле посилюється за рахунок надлишкової енергії частинок, що знаходяться на 2-му рівні.

Для отримання надлишку частинок на верхньому з обраної пари енергетичних рівнів використовуються різні способи в залежності від робочої речовини квантового приладу [26]:

- для газів - метод збудження частинок за допомогою електричного розряду і просторове розділення порушених і не збудженому частинок в неоднорідних електричних і магнітних полях;
- для кристалів, скла, рідин - метод збудження частинок за допомогою допоміжного випромінювання.

Лазери працюють в широкому діапазоні хвиль - від субміліметрових до ультрафіолетових. В якості робочих речовин (активних елементів) в цих приладах можуть використовуватися спеціальні діелектричні і напівпровідникові кристали, скла, пластмаси, рідини і гази. Незважаючи на відмінності, КГ або підсилювачі будь-яких типів містять дві основні функціональні частини:

- систему накачування, що приводить робоча речовина в активний стан, в якому ця речовина набуває запас енергії, здатної переходити в

енергію електромагнітного випромінювання;

– систему, що дозволяє трансформувати енергію, накопичену в активній речовині генератора, в енергію вимушеного електромагнітного випромінювання.

Практика показує, що при описі властивостей лазерів все розмаїття поєднань енергетичних рівнів відомих активних речовин може бути зведене до двох ідеалізованим схемами [24]:

- трирівневої: лазер на кристалі синтетичного рубіна, що генерує червоне світло з $\lambda = 0,6943$ мкм;
- чотирирівневої: лазер на склі з неодимом, $\lambda = 1,06$ мкм, інжекційні НЛ лазери (ІНЧ) або лазерні діоди (ЛД) і світловипромінюючі діоди (СВД), що працюють в діапазоні $\lambda = 0,8 \dots 1,77$ мкм і придатні для роботи в световодних лініях зв'язку.

Розглянемо роботу КГ на основі скла з неодимом. Чотирьохрівнева схема енергетичних станів тривалентного іона неодиму в склі показана на рисунку 2.6, а конструкція неодимового лазера - на рисунку 2.7 [24-26].

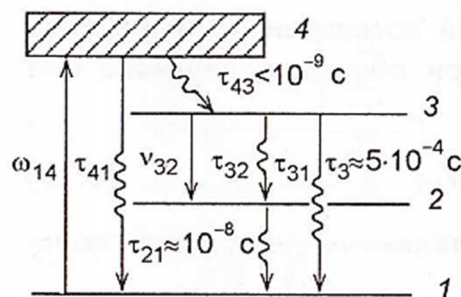


Рисунок 2.6 - Схема положення енергетичних рівнів іона неодима в склі

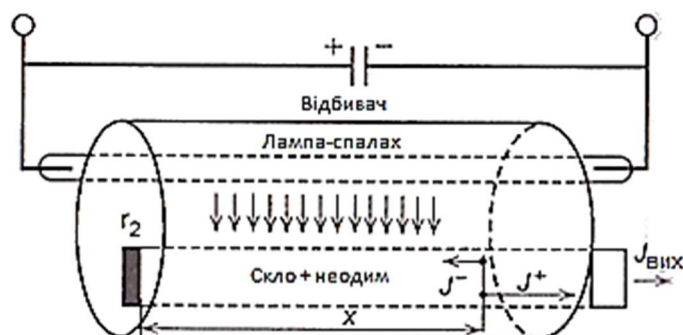


Рисунок 2.7 - Схема неодимового лазера

Іони неодиму є робочими частинками, які генерують при певних умовах когерентні світлові хвилі. Порушення робочої речовини здійснюється за допомогою допоміжного випромінювання, відтвореного лампою-спалахом (рисунок 2.7), світло від якої за допомогою дзеркального відбивача концентрується на скляному стрижні і, поглинаючись в ньому, призводить в збуджений стан неодим. При цьому частинки з рівня 1 переходять спочатку на рівень-смугу 4 (рисунок 2.6). Так як час життя частинки на цьому рівні $\tau_{43} = 10^{-9}$ з дуже мало, вони майже миттєво переходять на метастабільний рівень 3 і накопичуються на ньому, поки не виконається умова самозбудження лазера. Далі як під дією виниклого вимушеного випромінювання, так і спонтанно частки з рівня 3 переходять на рівень 2, випромінюючи фотони з частотою ν_{32} .

Зворотній зв'язок в лазері здійснюється за рахунок розташування активного елементу між двома строго паралельними високоякісними дзеркалами з коефіцієнтом відображення r_1 і r_2 . Дзеркала утворюють так званий відкритий оптичний резонатор, в якому фотони можуть багаторазово проходити вздовж активного елементу лазера. Посилення потоку фотонів в активному середовищі лазера визначається різницею заселеності верхнього і нижнього рівня переходу $3 \rightarrow 2$.

Розглянемо режим стаціонарної генерації лазера, умовою якої являється незалежність від часу заселеності робочого рівня і потоку фотонів в активному середовищі лазера, тобто для 4-рівневої системи лазера виконується умова

$$dN_3/dt = 0, dJ/dt = 0. \quad (2.7)$$

Залежність потоку фотонів в стаціонарному режимі $J_{ст}$ від стаціонарної ймовірності накачування, віднесеної до її граничного значення (стосовно відповідних потужностей накачування), наступна: $J_{ст} = (m - 1)/(\tau_3 \delta_{32})$, де δ_{32} — січення вимушеного випромінювання переходу; $m = \omega_{14ст}/\omega_{14пор}$; $\omega_{14пор}$ — порогове значення ймовірності накачування $\omega_{14пор}$, при якій населеність N_3 досягає порогового значення $N_{3пор}$, в результаті чого

виникає генерація; $\omega_{14\text{пор}} = N_{3\text{пор}}/(\tau_3 N_0) = (\beta + \beta_{\text{и}})/(\tau_3 \delta_{32} N_0)$. Таким чином, інтенсивність потоку фотонів в лазері лінійно залежить від потужності (рівня m) накачування (рисунок 2.8).

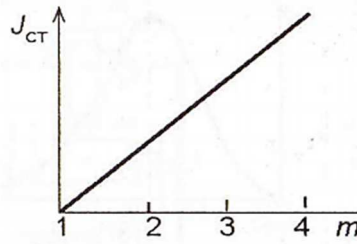


Рисунок 2.8 - Залежність інтенсивного потоку фотонів в лазері від потужності накачки

Оцінимо інтенсивність потоку фотонів $J_{\text{ст}}$ в лазері на силікатному склі з неодимом, для якого $\delta_{32} = 2,5 \cdot 10^{-20} \text{см}^3$, $\tau_3 = 4 \cdot 10^{-4}$. При дворазовому перевищенні порогової накачування, $J_{\text{ст}}(m = 2) = 10^{23} \text{фотон}/(\text{с} \cdot \text{м}^2)$. Потік фотонів $J_{\text{ст}}$, що генерується всередині резонатора, витрачається на внутрішні втрати і випромінювання через напівпрозоре дзеркало з коефіцієнтом відображення $r_1 < 1$.

Для розрахунку вихідної потужності враховуємо, що $J_{\text{вих}} = J(1 - r_1)$, тобто $P_{\text{вих}} = J_{\text{вих}} \hbar \nu_{32} S = J^+(1 - r) \hbar \nu_{32} S$, де J^+ – потік фотонів, що йде в позитивному напрямку вздовж осі OX , що збігається з віссю активного елементу; S – площа перетину активного елементу. Так як $J^+ = J_{\text{ст}} - J^- = J_{\text{ст}} - r_1 J^+$, тоді $J^+ = J^+(1 - r_1)$. Тоді $P_{\text{вих}} = [(1 + r_1)/(1 + r_3)][\hbar \nu_{32} S(m - 1)/(\tau_3 \delta_{32})]$.

Для типових значень параметрів лазера: $r_1 = 0,8$; $\delta_{32} = 2,5 \cdot 10^{-20} \text{см}^3$; $\nu_{32} = 3 \cdot 10^{14} \text{Гц} = 1,06 \text{мкм}$; $S = 1 \text{см}$; $\tau_3 = 4 \cdot 10^{-4} \text{с}$; $m = 2$, отримуємо, що $P_{\text{вих}} = 2 \cdot 10^3 \text{Вт}$.

У режимі стаціонарної генерації потужність коливань лазера визначається потужністю накачування (з урахуванням ККД) і тому порівняно невелика. Потужність лазера істотно підвищується в імпульсному режимі. Так, в режимі «великого» імпульсу генеруються короткі потужні імпульси з

$\tau_{\text{и}} = 10^{-8} \dots 10^{-9} \text{ с}$ з піковою потужністю $10^8 \dots 10^9 \text{ Вт}$. Цей режим реалізується примусовим зміною добротності резонатора на час дії накачування, тому пристрій такого типу називається лазером з керованою або модульованим добротністю. Принцип роботи імпульсного лазера полягає в попередньому накопиченні на верхньому робочому рівні великого числа активних часток $N_{3 \text{ нач}}$ з подальшою швидкою видачею цієї енергії у вигляді потужного імпульсу [9, 28]. Для цього в період накачування добротність знижують до нуля (закриття одного з дзеркал резонатора непрозорою заслінкою). При відсутності зворотного зв'язку населеність $N_{3 \text{ нач}}$ рівня 3 при достатній потужності накачування може у багато разів перевищити граничне значення $N_{3 \text{ пор}}$. Після швидкого збільшення добротності резонатора умови самозбудження лазера виявляються виконаними з великим запасом, тобто $N_{3 \text{ нач}} \gg N_{3 \text{ пор}}$, що призводить до лавиноподібного переходу частинок з верхнього 3 до нижнього 2 рівня. В результаті випромінюється короткий потужний світловий імпульс. Тривалість імпульсу, за умови $0,2 < (N_{3 \text{ пор}}/N_{3 \text{ нач}}) < 0,5$, мінімальна: $\tau_{\text{и}} = 10/(v_{\text{п}} \delta_{32} N_{3 \text{ нач}})$.

Тривалість фронту імпульсу $t_{\text{фр}}$ визначається коефіцієнтом посилення активного елементу в момент генерації $t_{\text{нач}}$ (рисунок 2.9, а). Вихідна енергія лазера з модуляцією добротності резонатора залежить від різниці початкового і кінцевого значень населеності N_3 :

$$W_{\text{вих}} = [\beta_{\text{и}}/(1 + \beta_{\text{и}})](N_{3 \text{ нач}} - N_{3 \text{ кон}}) \hbar \nu_{32} S,$$

де $\beta_{\text{и}}$ – добротність контуру в момент випромінювання; ν_{32} – частота випромінювання.

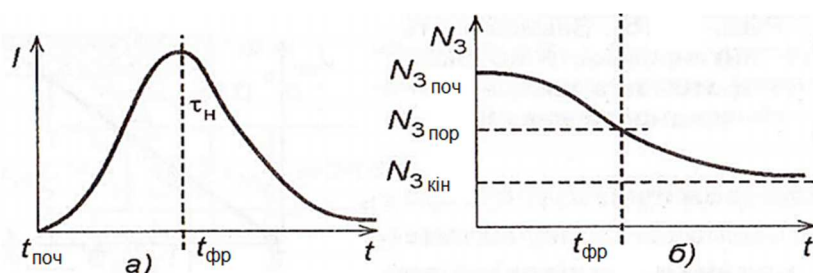


Рисунок 2.9 - Форма великого імпульса (а) і зміна насичення верхнього робочого рівня при генерації цього імпульса (б)

При $N_{3\text{нач}}/N_{3\text{пор}} = 5, N_{3\text{нач}} = 5 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}, S = 1 \text{ см}^2; \delta = 2,5 \cdot 10^{-20} \text{ см}^2, r_1 = 0,7, V = 2 \cdot 10^{10} \text{ см}^3, v_{32} = 3 \cdot 10^{14} \text{ Гц}$ можна отримати $W_{\text{вих}} = 7,0 \text{ Дж}, \tau_{\text{и}} = 4 \cdot 10^{-9} \text{ с}, P_{\text{вих}} = W_{\text{вих}}/\tau_{\text{и}} = 1,8 \cdot 10^9 \text{ Вт}.$

Форма гігантського імпульсу і зміна населеності верхнього робочого рівня при генерації цього імпульсу показані на рис. 3.7,а,б

Переваги лазерів в імпульсному режимі:

- істотно нижча потужність накачування;
- велика вихідна потужність при заданій потужності накачування;
- більш високий ККД.
- висока технологічність та завадостійкість.
- якісне переналаштування частоти.
- висока добротність.

2.3 Модулятор напівпровідникового лазера

Першим таким квантовим генератором був генератор на пучку молекул аміаку (рисунок 2.10). Відносна нестабільність коливань $10^{-10} \dots 10^{-11}, \lambda = 1,25 \text{ см}.$ Пізніше був розроблений квантовий генератор на парах рубідію з оптичним накачуванням і водневий генератор з малою нестабільністю ($10^{-12} \dots 10^{-13}$) [11, 21].



Рисунок 2.10 - Схема високо стабільного квантового генератора на пучку молекул аміака

Висока стабільність коливань визначається рядом особливостей [28]:

- активна речовина - гази і пари, в них мікрочастинки слабкіше

взаємодіють між собою, ніж в твердих тілах, і з них можна сформувати атомні або молекулярні пучки, тобто спрямовані потоки, що рухаються в заданому напрямку без зіткнень між собою;

- спеціальний підбір резонаторів для виключення шкідливого впливу ефекту Доплера і зіткнення частинок зі стінками резонатора;
- можливість просторового поділу частинок, що знаходяться на верхньому і нижньому робочих рівнях.

Частота коливань лазера визначається в основному частотою настройки його резонатора, а не частотою переходу:

$$\omega = \omega_p \left(1 + \frac{Q_{21}}{Q_p} \frac{\omega_{21} - \omega_p}{\omega_p} \right), \quad (2.8)$$

де ω_p , Q_p — частота коливань і добротність резонатора квантового стандарту; ω_{21} , Q_{21} — частота і добротність спектральної лінії робочого переходу $2 \rightarrow 1$.

При $Q_{21} \gg Q_p$ співвідношення (3.6) перетвориться до виду

$$\omega = \omega_{21} \left(1 + \frac{Q_p}{Q_{21}} \frac{\omega_p - \omega_{21}}{\omega_{21}} \right).$$

В такому випадку частота коливань квантового стандарту визначається в основному частотою квантового переходу. Звичайно

$$Q_{21} = 1 \cdot 10^7 \dots 1 \cdot 10^{10},$$

$$Q_p = 1 \cdot 10^3 \dots 1 \cdot 10^{14}.$$

Для підвищення стабільності частоти використовується налаштування по атомному чи молекулярному стандарту (резонансу). Так, лазер на суміші неону з гелієм підстроюються на довжині хвилі $\lambda = 3,39$ мкм по відповідній високо добротній лінії поглинання метену, а лазер на вуглекислому газі ($\lambda = 10,6$ мкм) — по лінії поглинання газоподібної чотириоксиду осмію O_5O_4 або шестифтористої сірки SF_6 [11, 24].

Потужність коливань генератора $P_{\text{ген}}$, яка частково розсіюється на стінках резонатора і частково надходить в корисне навантаження, визначається з виразу $P_{\text{ген}} = 0,5\hbar\omega_{21} \Delta N_0$, де ΔN_0 — початкова інверсна населеність активного середовища; $\hbar$ — постійна Планка ($6,62 \cdot 10^{-24}$ Дж · с).

Для молекулярного генератора на пучку молекул аміаку при $\Delta N = 1 \cdot 10^{14}$ моля/с і $\omega_{21} = 2,4 \cdot 10^{10}$ рад/с ($\lambda = 1,25$ см) генерується потужність $P_{\text{ген}} = 8 \cdot 10^{-10}$ Вт [22, 23].

Випромінювання лазера можна модулювати по амплітуді, фазі, частоті і поляризації. Найбільшого поширення набула АМ, причому як дискретна, так і безперервна (імпульсно-кодова, АМ піднесеними частотами, які, в свою чергу, модульовані по частоті). Способи модуляції наступні [11, 26]:

- АМ по споживчому ланцюгу лазера (вплив на пристрій накачування); при цьому маємо низьку лінійність і швидкодія;
- застосування пристроїв модуляції на електрооптичних кристалах (ефект Паккельса - штучна анізотропія);
- модуляція з застосуванням імпульсних режимів - вільної генерації ($Q = \text{const}$ в потоці $t_{\text{н}}$) або модуляція добротності резонатора за допомогою лазерних затворів.

Одна з можливих схем амплітудної модуляції джерела живлення лазера (ДЖЛ) по току споживання показана на рисунку 2.11, а. Електронний керівник (модулятор) струму живлення ДЖЛ представлений джерелом гармонійного струму $I_y(t) = I_y \cos \Omega t$, де Ω – частота модуляції. Керівник через C_p підключений до ДЖЛ. Крім змінного струму через ДЖЛ протікає постійний струм живлення I від джерела постійної напруги E_n . Значення E_n а на ДЖЛ і струму I визначаються при виборі робочої точки на статичній ВАХ ДЖЛ (рисунок 2.11б) [18-20].

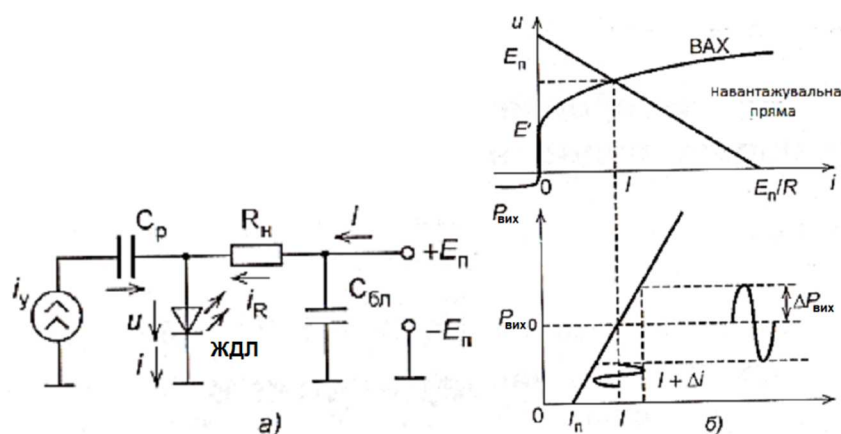


Рисунок 2.11 - Схема модуляції ДЖЛ

Напруга E_{π} має бути більше напруги відкриття $p - n - p$ переходу ДЖЛ. Опір R обмежує струм в робочій точці: $0 < I < E_{\pi}/R$. Джерело постійної напруги E_{π} блокуване конденсатором $C_{\text{бл}}$, щоб створити коротке замикання для компоненти модуляційного струму в опорі R , яке повинно:

- бути більше порівняно невеликого послідовного диференціального опору ДЖЛ $R_1 = 1 \dots 10$ Ом; при цьому значення модуляційної компоненти струму i в опорі R_1 – незначний порівняно з модуляційної складової струму споживання i_R , що протікає через ДЖЛ $i = i_y$;

- бути більше внутрішнього опору ДЖЛ по постійному струму R_i ; це вимога пов'язана з забезпеченням стабільності постійної складової струму I в робочій точці при зміні навантаження. Напруга зсуву E в робочій точці ДЖЛ визначається з рішення системи рівнянь: $E = E_{\pi} - i(u)R$ (опис навантажувальної прямої) і $i(u)$ (статична ВАХ ДЖЛ) при $u = E$; $E = 2 \dots 3$ В; $0 < I < (0,2 \dots 0,3)$ А. На низьких частотах модуляції, коли можна не враховувати перехідні процеси в ДЖЛ (частота порядку десятків мегагерц), управління амплітудою (потужністю) випромінювання ДЖЛ відбувається відповідно до його статичної модуляційної ват-амперної характеристики. При кусково-ламаний апроксимації цієї характеристики ефективність модуляції за відсутності відсічення потужності світла характеризується статичної крутизною $S_{\text{ипл}} = \Delta P_{\text{вих}} / \Delta i$. Зазвичай $S_{\text{ипл}} = 0,05 \dots 0,07$ Вт/А, для СІД – 0,01 і менше.

Облік відсікання потужності світла, що має місце при великому моделюючого НЧ сигнал, здійснюється стандартним чином. На практиці прагнуть використовувати ДЖЛ повністю як по току, так і за напругою.

При переході до більш високих частотах модуляції ($f > 10$ МГц) необхідно враховувати інерційні явища в ДЖЛ, а при модуляції великим по амплітуді керуючим струмом - нелінійність ДЖЛ.

3. РОЗРОБКА КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ МАГНЕТРОННИМ ГЕНЕРАТОРОМ

3.1 Розробка алгоритму і програми залежностей параметрів клістрона

Відбивний клістрон – це малопотужний генератор НВЧ коливань. Принцип роботи його оснований на перетворенні енергії електронного потоку в енергію НВЧ при короткочасній взаємодії потоку з полем. Відбивний клістрон складається з електронної гармати, об'ємного резонатора, зазор якого пронизується цим потоком, і відбивача. Резонатор виконує дві функції: модулює швидкість електронів і відбирає НВЧ енергію від модульованого по щільності потоку.

Принцип дії клістрона полягає в наступному. Однорідний по щільності і швидкості електронний потік, сформований електронно-оптичною системою приладу, прискорюється за допомогою постійної напруги U_0 , прикладеної між катодом і резонатором, і потрапляє в зазор резонатора. У високочастотному резонаторі за рахунок ударного збудження виникають слабкі гармонійні коливання НВЧ $U(t) = U_1 \cdot \sin \omega t$, частота яких близька до власної частоти резонатора. Ці коливання створюють у зазорі високочастотну напругу, під дією якої відбувається модуляція електронів по швидкості. Внаслідок різниці у швидкості електронів на виході резонатора вони проходять у просторі між резонатором і відбивачем різні шляхи.

На просторово-часовій діаграмі (рисунок 3.1) відзначені найбільш характерні електрони 1- 4, що пролітають зазор резонатора при максимальних і нульових значеннях високочастотної напруги. Рух електронів у постійному гальмуючому полі після резонатора на просторово-часовій діаграмі відображено параболічними кривими. Електрон 1, що одержав максимальне прискорення в резонаторі, ближче всіх підлітає до відбивача до повної зупинки. Раніше всіх повертається в зазор резонатора електрон 3, швидкість якого зменшується при прямому прольоті резонатора, оскільки на

нього діє максимальне гальмуюче високочастотне поле.

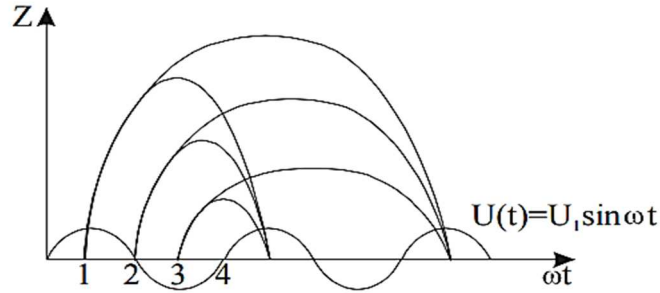


Рисунок 3.1 - Просторово-часова діаграма відбивного клістрона

У результаті швидкісної модуляції електрони 1 і 3 групуються навколо електрона 2, що пролітає резонатор у момент зміни фази від прискорюючого півперіоду до гальмуючого. Підібравши величини постійних напруг на резонаторі та відбивачі, можна добитися, щоб згусток електронів приходив до сіток резонатора у той момент, коли поле НВЧ коливань у зазорі гальмуюче. Пролітаючи між сітками резонатора, згусток електронів гальмується і тим самим підтримує НВЧ коливання, що виникли в резонаторі.

Максимум енергії, що віддається, буде при амплітудному значенні змінної напруги. Цьому режимові відповідає кут прольоту

$$\Theta_{\text{опт}}^n = \frac{3}{2}\pi + 2\pi n = 2\pi \left(n + \frac{3}{4}\right), \quad (3.1)$$

де $n = 1, 2, 3 \dots$ - число, яке визначає номер зони генерації.

Основні параметри відбивного клістрона визначають з рівняння групування, яке можна отримати, скориставшись елементарною кінетичною теорією відбивного клістрона

$$\omega t_2 = \omega t_1 + \Theta_0 + \Theta_1 + X \sin \omega t_1, \quad (3.2)$$

де Θ_0 – кут прольоту незбудженим електроном простіру групування; Θ_1 – кут прольоту незбудженим електроном зазору між сітками резонатора; $X = MU_1 \frac{(\Theta_0 - \Theta_1)}{2U_p}$ – параметр групування; $M = \frac{\sin(\Theta_0/2)}{(\Theta_0/2)}$ – коефіцієнт взаємодії;

Середню за період потужність, що віддається електронним потоком полю резонатора, визначають з рівняння

$$P = -MI_0U_1J_1(X) \sin(\Theta_0 + \Theta_1), \quad (3.3)$$

де I_0 – постійний струм; $J_1(X)$ - функція Бесселя першого порядку.

У режимі сталих коливань виконується умова

$$G_{\text{повн}} + G_{\text{ел}} = 0, \quad (3.4)$$

де $G_{\text{повн}}$ - активна провідність коливного контуру і навантаження; $G_{\text{ел}}$ - активна провідність електронного потоку. Використовуючи (3.3), умови балансу амплітуд для відбивного клістрона можна записати:

$$-MI_0U_1J_1(X) \sin(\Theta_0) = \frac{1}{2}G_{\text{ел}}U_1^2 \quad (3.5)$$

звідки

$$G_{\text{ел}} = -\frac{2MI_0U_1J_1(X)}{U_1} \sin \Theta_0. \quad (3.6)$$

Через те, що $X = \frac{MU_1\Theta_0}{2U_p}$, тоді

$$G_{\text{ел}} = -\frac{I_0}{U_p} M^2 \frac{J_1(X)}{X} \Theta_0. \quad (3.7)$$

Відповідно до отриманої формули $G_{\text{ел}}$ має вигляд зростаючої синусоїди при зміні кута прольоту Θ_0 (рисунок 3.2).

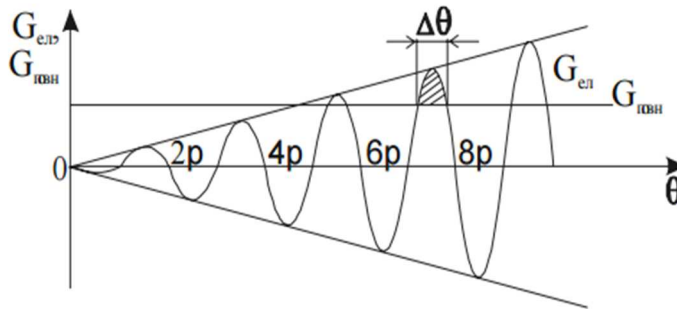


Рисунок 3.2 - Залежність електронної і повної провідності від кута прольоту

Повна провідність $G_{\text{повн}}$ не залежить від кута прольоту Θ_0 і тому паралельна осі абсцис. У заштрихованих ділянках рисунка 3.2 від’ємна електронна провідність $G_{\text{ел}}$ за абсолютним значенням перевищує повну провідність. На них задовольняється амплітудна умова самозбудження $G_{\text{повн}} + G_{\text{ел}} \leq 0$. Таким чином, в інтервалах кутів $\Delta\Theta$ (і відповідних їм інтервалах напруг на відбивачі) виникають зони генерації. При зміні напруги

на відбивачі в межах зони генерації відбувається зміна частоти відбивного клістрона. Це явище називається електронною перестройкою частоти. Електронне переналаштування прийнято характеризувати двома параметрами: крутизною та діапазоном. Під крутизною електронного переналаштування розуміють відношення збільшення частоти до збільшення напруги на відбивачі S у центрі зони генерації

$$S = \frac{\Delta\omega}{\Delta U_{\text{отр}}},$$

де залежність $f(U_{\text{отр}})$ – лінійна.

Під діапазоном електронної перестройки розуміють область частот, у межах якої вихідна потужність змінюється не більш ніж у два рази від максимальної в центрі зони.

Структурна схема КІС приведена на рисунку 3.3.

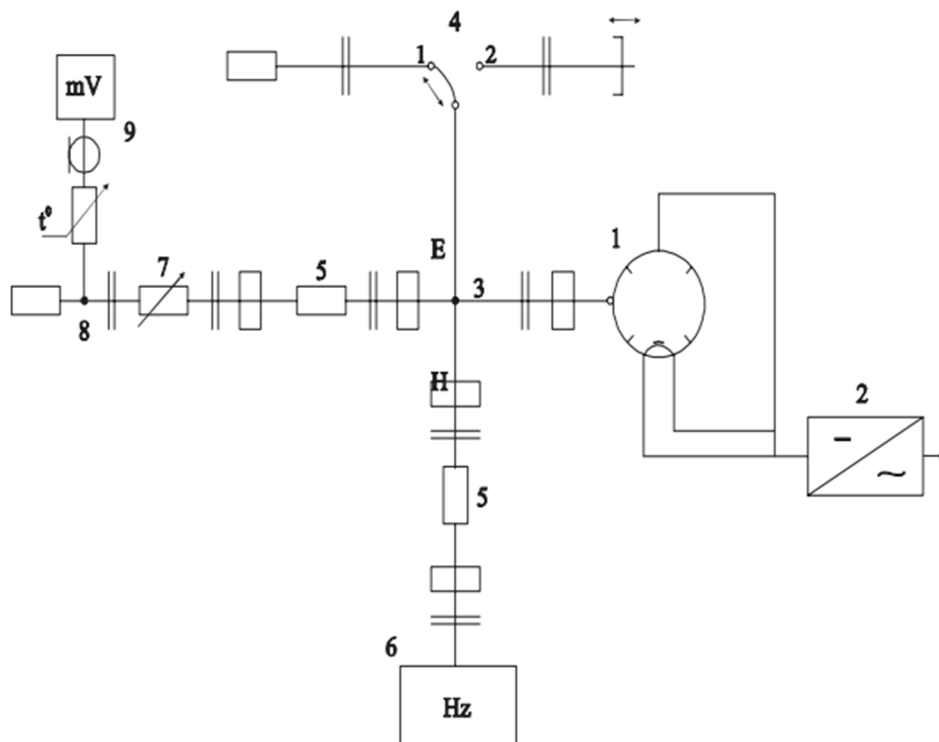


Рисунок 3.3 - Структурна схема КІСУ відбивного клістрона

Схема включає клістрон (4), блок живлення клістрона (2), що дозволяє регулювати напругу на резонаторі U_p у межах 250 ... 350 В, а також напругу на відбивачі U_0 у межах 0 ... 400 В. Подвійний хвилевідний трійник з

рухомим короткозамикачем у плечі E (3), що дозволяє змінювати величину навантаження клістрона. Хвилевідний перемикач на два положення. У положенні 1 до подвійного хвилеводного трійника підключаються узгоджене навантаження. У положенні 2 – рухомий короткозамикач. Вимірювач потужності (лабораторний) з термисторною секцією 8. Хвилемір (6), призначений для виміру довжини хвилі генератора. Калібрований аттенюатор (7) призначений для регулювання рівня потужності, що надходить у вимірювач потужності.

3.2. Розробка алгоритму і програми залежностей параметрів магнетрона

Магнетрон – це генератор НВЧ коливань середньої і великої потужності. Конструктивно магнетрон складається зі згорнутої в кільце і замкнутої на себе сповільнюючої системи, яка є анодом, і циліндричного катоду. Уздовж осі приладу прикладене постійне магнітне поле. Анод, як правило, заземлений, а катод знаходиться під великою від'ємною напругою. Магнітне поле перпендикулярне до ЕП. Вивід НВЧ енергії здійснюється за допомогою петлі зв'язку від одного з резонаторів. Рух електронів у схрещених електричному і магнітному полях описується рівнянням

$$m \frac{d\vec{v}}{dt} = -q(\vec{E}_0 + [\vec{v}\vec{B}]), \quad (3.8)$$

де m - маса електрона; q - заряд електрона; $\vec{v}$ - швидкість; $\vec{E}_0$ - напруженість ЕП; $\vec{B}$ - індукція магнітного поля. Розв'язком рівняння (3.8) є траєкторія, що називається епіциклоїдою.

Принцип роботи магнетрона полягає в наступному. У результаті флуктуацій швидкостей електронів, що вилітають з катода в просторі взаємодії між анодом і катодом, виникають слабкі електромагнітні коливання. Ці коливання можна математично представити у вигляді нескінченної суми просторових гармонік. При виконанні умови синхронізму $(V_{\Phi(n,p)}) = V_n$, де n - номер виду коливання, p - номер просторової

гармоніки, $V_n = E_0/B$ переносна швидкість, починається ефективна взаємодія електронів з полем. Радіальна, або поперечна складова поля, викликає деяке групування електронів у гальмуючих областях, а азимутальна, або поздовжня складова, почне зміщувати електрони до анода, змушуючи електрони в гальмуючому напівперіоді віддавати свою потенційну енергію полю. Електрони, що почали взаємодію з полем в областях прискорення, рухаються до катода, не встигаючи відібрати багато енергії у поля. Тому переважає передача енергії електронів полю, що приводить до росту поля та посиленню його впливу на електронний потік.

Через кінцеву товщину електронного скупчення і нерівномірного впливу поля на верхні та нижні шари електронів виникають пульсації границі хмари електронів, що у сталому режимі досягають анода. Просторовий заряд, утворений електронами, має форму спиць, що обертаються навколо катода з постійною кутовою швидкістю. Число спиць дорівнює числу сповільнюючих областей НВЧ поля в просторі взаємодії.

Умовою резонансу в кільцевій системі магнетрона є ціле число довжин хвиль, що укладаються по довжині кільця. Цю ж умову можна виразити через різницю фаз коливань φ у будь-яких двох сусідніх резонаторах. При обході уздовж всього кола по внутрішній поверхні анода повний зсув фази в замкнутому кільці повинен бути кратним 2π :

$$\varphi_n N = 2\pi n, n = 0, 1, 2 \dots \quad (3.9)$$

де N — число резонаторів у коливальній системі магнетрона.

Цей вираз називається умовою циклічності. З (3.2) випливає, що різниця фаз коливань у резонаторах може приймати тільки дискретні значення, обумовлені співвідношенням

$$\varphi_n = \frac{2\pi n}{N}. \quad (3.10)$$

Види коливань у магнетроні характеризують числом n або безпосередньо величиною фазового зсуву φ_n . У випадку $n = N/2$ в сусідніх резонаторах коливання знаходяться в протифазі. Цей вид називається π -

видом і є основним робочим видом коливань магнетронів. Частота генеруємих коливань магнетрона визначається резонансною частотою коливальної системи:

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{C_1}{2C}(1 - \cos \varphi_n)}}. \quad (3.11)$$

де $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, L, C - еквівалентні індуктивність і ємність резонаторів, C_1 - ємність між сегментами анода і катодом.

Самозбудження магнетронів відбувається при виконанні умови балансу фаз і балансу амплітуд. Баланс фаз впливає з умови синхронізму $(V_\phi)_{\text{пр}} = V_\phi$. Анодна напруга, що забезпечує синхронізм для n - го типу коливань p - й просторової гармоніки, зв'язана з індукцією магнітного поля співвідношенням

$$U_a = \frac{\omega_n(r_a^2 - r_k^2)}{2(n + pN)} B. \quad (3.12)$$

Робочою просторовою гармонікою є нульова гармоніка $p = 0$. Залежність (3.5) описує лінії, що називаються пороговими прямими. Вони відповідають виконанню умови самозбудження багаторезонаторного магнетрона.

Структурна схема КІСУ зображена на рисунку 3.4. Схема містить досліджуваний магнетрон (1), блок живлення (2), що дозволяє регулювати напругу накалу та напругу на анодному блоці магнетрона, подвійний хвилевідний трійник (3) з рухомим короткозамикачем в E - плечі. Короткозамикач дозволяє змінювати фазу навантаження магнетрона. Хвилевідний перемикач (4) на два положення. У положенні 1 до подвійного хвилевідного трійника підключається узгоджене навантаження, у положенні 2 - рухомий короткозамикач. Фіксовані атенюатори для послаблення рівня потужності в хвильовому тракті. Хвилемір (6), призначений для виміру довжини хвилі. Калібрований перестроюваний атенюатор (5). Термісторна секція (8). Вимірювач потужності.

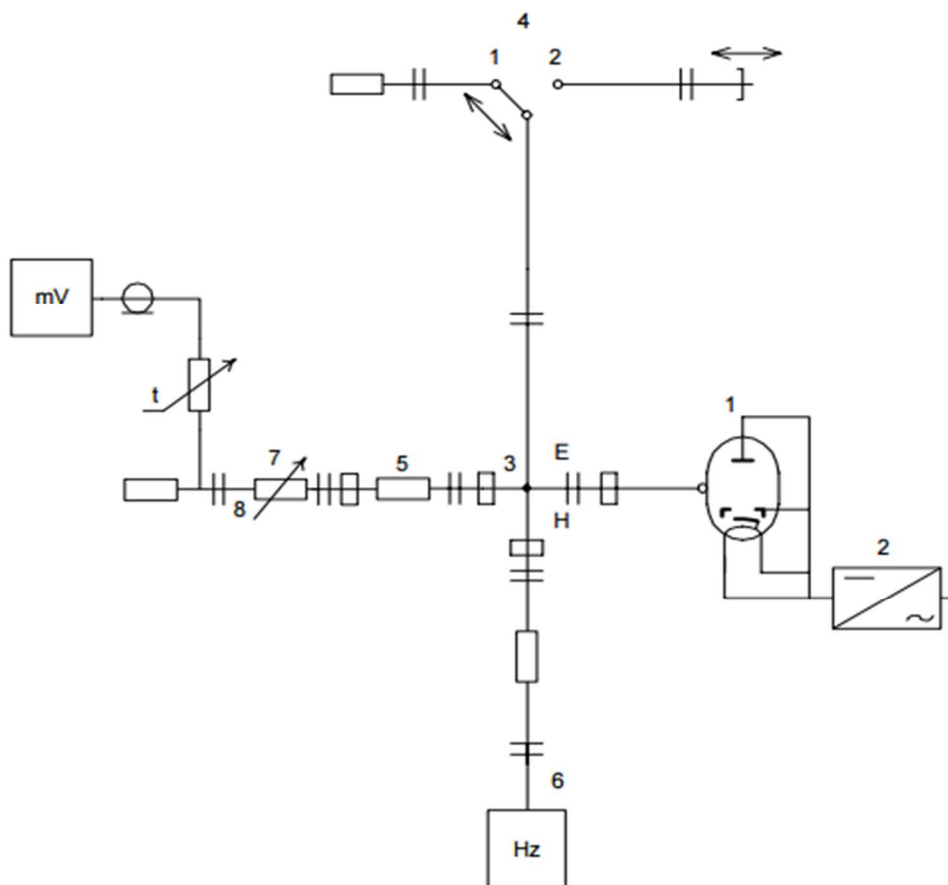


Рисунок 3.4 -Структурна схема КІСУ багатрезонаторного магнетрона

3.3 Практична реалізація комп'ютерно-інтегрованої системи управління

Для практичної реалізації проектованої КІСУ обрано магнетронний генератор в побутовій НВЧ-печі. Розігрів продуктів у камері мікрохвильової печі здійснюється завдяки впливу потужного електромагнітного випромінювання в дециметровому діапазоні. Для побутових приладів використовують частоту 2450 МГц. Радіохвилі такої високої частоти здатні проникати в продукти, впливаючи на полярні молекули, зокрема на молекули води, що є основною складовою більшості продуктів. Це змушує молекули води рухатися та орієнтуватися уздовж силових ліній ЕМП. Такий рух молекул спричиняє підвищення температури продуктів, що дозволяє нагрівати їх не тільки ззовні, але й на глибину, на яку проникають радіохвилі (до 2,5-3 см). Таким чином, вода, що нагрівається, передає тепло й решті

продукту.

Основне джерело радіохвиль частотою 2450 МГц у мікрохвильовках - це магнетрон, електровакуумний діод. Він складається з масивного мідного циліндричного анода, поділеного на 10 секторів, також з міді, а в центрі розташований стрижневий катод з ниткою розжарення. Катод здійснює емісію електронів, які під дією ЕП високої напруженості прискорюються. По торцях магнетрона встановлені потужні кільцеві магніти, які створюють необхідне для генерації НВЧ-випромінювання магнітне поле. Напруга 4000 В подається на анод, а на нитку - 3 В, що сприяє інтенсивній емісії електронів. Геометрія резонаторних камер і напруга на аноді визначають генеровану частоту магнетрона. Енергія знімається через дрітвяну петлю, з'єднану з катодом, і передається на антену, звідки НВЧ-випромінювання потрапляє в хвилевід, а потім у камеру мікрохвильовки.

На рисунку 3.5 наведено зовнішній вигляд будови НВЧ-печі.

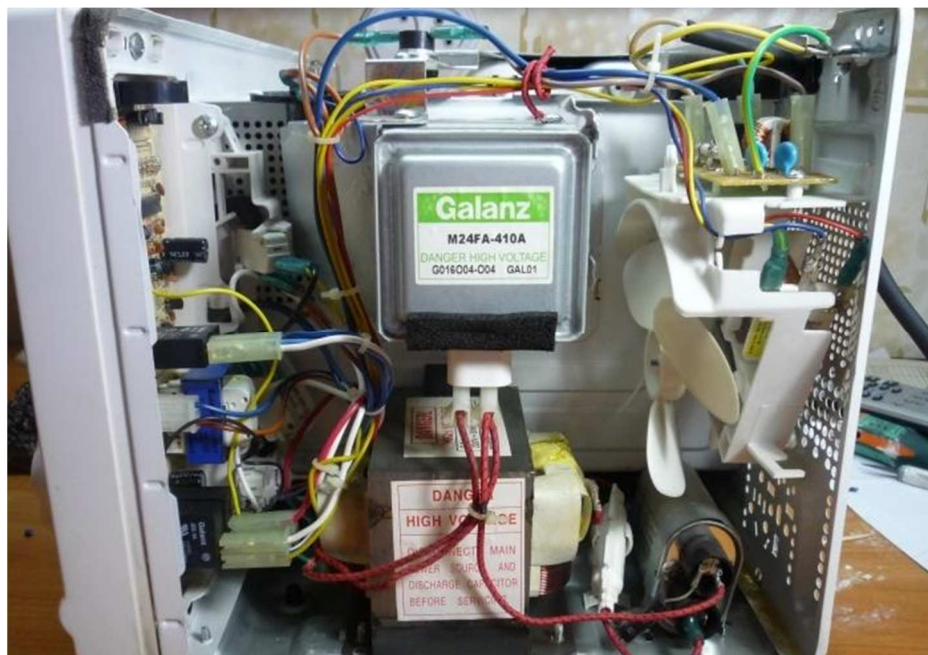


Рисунок 3.5 - Вигляд НВЧ-печі

Стандартна вихідна потужність магнетронів у побутових мікрохвильових печах складає 800 Вт. Якщо для приготування страв потрібна менша потужність, магнетрон працює імпульсно, включаючись на певний час і паузуючи. Це називається широтно-імпульсною модуляцією.

Оскільки магнетрон під час роботи виділяє значну кількість тепла, його корпус обладнаний пластинчастим радіатором, що охолоджується повітрям, яке забезпечує вбудований вентилятор мікрохвильовки. Для управління генератором печі використовується єдиний метод, що полягає у чергуванні режимів роботи в залежності від встановленої потужності.

Наприклад, при розігріві їжі на 50% потужності генератор працює та вимикається через рівні проміжки часу. Один цикл роботи генератора на 50% потужності триває 24 секунди: 12 секунд магнетрон працює, а наступні 12 секунд - вимкнений. Цей цикл повторюється залежно від часу, встановленого на початку роботи.

Для реалізації КІСУ НВЧ-генератором використано платформу Arduino Uno з мікроконтролером ATmega328. Для виведення інформації та налаштувань використовується РК-дисплей 16x2 (LCD Keypad Shield), який вмонтований на плату з кнопками для введення користувачем режимів роботи мікрохвильової печі.

На рисунку 3.6 наведено вигляд Arduino Uno на базі мікроконтролера ATmega328 [29].

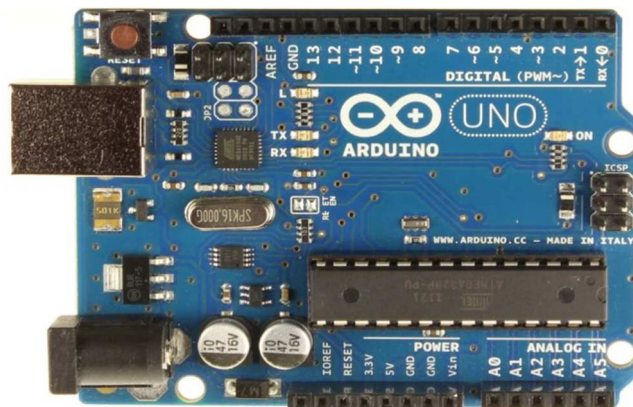


Рисунок 3.6 - Зовнішній вигляд Arduino Uno

Платформа Arduino Uno має 14 цифрових входів та виходів, 6 з них можуть використовуватися як виходи ШІМ. Крім того, платформа оснащена 6 аналоговими входами, кварцовим генератором на 16 МГц, роз'ємом USB, силовим роз'ємом, роз'ємом ICSP і кнопкою перезавантаження. Для роботи з

Arduino Uno необхідно підключити її до комп'ютера через USB-кабель або подати живлення через адаптер AC/DC або батарею.

На відміну від попередніх моделей, які використовували мікроконтролери FTDI для зв'язку з USB, Arduino Uno використовує ATmega16U2.

Розміри плати складають 6,9 см у довжину і 5,3 см у ширину, при цьому USB і силовий роз'єми виступають за межі цих розмірів. Плата має чотири отвори для кріплення на поверхні.

Технічні характеристики Arduino Uno на мікроконтролері ATmega328 наведені в таблиці 3.1 [29].

Таблиця 3.1 – Технічні характеристики ATmega328

Характеристика	Значення
Робоча напруга	5 В
Рекомендована вхідна напруга	7-12 В
Максимальна вхідна напруга	6-20 В
Цифрові входи/виходи	14
Аналогові входи	6
Максимальний струм на вхід/вихід	40 мА
Максимальний струм для виведення	3.3 В: 50 мА
Флеш-пам'ять	32 КБ
ОЗП	2 КБ
EEPROM	1 КБ
Тактова частота	16 МГц

З 14 входів/виходів 6 можуть бути використані як виходи ШІМ.

Електрична схема платформи Arduino Uno на мікроконтролері ATmega328 наведена в додатку А.

На рисунку 3.7 наведено зовнішній вигляд РК-дисплея з розширенням

16x2 LCD Keypad Shield [30].



Рисунок 3.7 - Зовнішній вигляд РК-дисплея

LCD Keypad Shield - це модуль, призначений для роботи з РК-дисплеями в системах домашньої автоматизації, таких як «розумний будинок». Він підключається до контролера Arduino і розширює можливості роботи з дисплеєм, дозволяючи переглядати більше графічної інформації, ніж здатна вмістити робоча зона екрану, завдяки вбудованим кнопкам.

Після подачі живлення на плату, має загорітися світлодіод PWR. Модуль оснащений 6 кнопками: LEFT, RIGHT, UP, DOWN, SELECT, RESET (для перезавантаження). Крім того, є змінний резистор для налаштування контрастності дисплея.

LCD Keypad Shield підтримує кілька інтерфейсів для введення та виведення інформації [30]:

- інтерфейс HD44780, 4-біт, що має 16 контактів:
- Vss - загальний GND;
- Vdd – сигнал живлення;
- VO - регулювання контрастності;
- RS - вибір між даними і командами;
- RW - читання та запис;
- E (Enable) - сигнал включення;
- DB0–DB7 - інформаційні лінії;
- LEDA - анод підсвітки;
- LEDK - катод підсвітки.

Пристрій має інтерфейс ІС (Inter-Integrated Circuit) для послідовного

обміну даними між інтегральними схемами, з контактами: RXD, TXD, GND, VCC та інтерфейс внутрішньосхемне програмування ICSP для під'єднання програматора і переналаштування мікроконтролера. Колодка живлення має 6 контактів: RST, 3V, 5V, GND, GND, VIN.

Модуль підтримує 6 аналогових входів (A0-A5) та 5 виходів. Живлення для модуля можна подавати або через Arduino контролер, або через зовнішнє джерело живлення (адаптер або батарею). Напруга живлення складає 5 В.

В таблиці 3.2. наведено технічні характеристики модуля LCD Keypad Shield [30].

Таблиця 3.2 - Технічні характеристики

Характеристика	Значення
Кількість кнопок	5 призначених для користувача, 1 скидання
Аналогові порти	5
Тип дисплея	символьний (латиниця)
Роздільна здатність дисплея	16x2 символів
Колір дисплея	синій фон з білим зображенням
Напруга живлення	+5 В
Розміри	80 x 58 x 12 мм

Для управління вмиканням та вимиканням генератора встановлено 1-канальне реле. Два світлодіоди сигналізують про виконання процесу нагріву або приготування їжі в НВЧ-печі.

На рисунку 3.8 наведено зовнішній вигляд модуля 1-канального реле 5V для Arduino PIC ARM AVR. Пристрій широко застосовується для керування широким колом приладів з великими входними струмами [31]. Для того, щоб використовувати цей модуль до нього потрібно підключити пристрій, яким потрібно здійснювати управління, а також живлення до його виходів Vcc і Gnd. До виходів модуля підключається мікроконтроллер або

інший пристрій управління. Це потрібно для того, щоб реалізувати безпосереднє керування модулем.

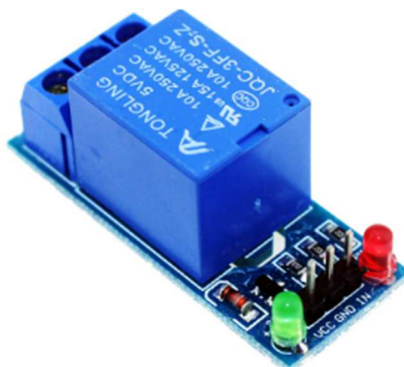


Рисунок 3.8 - Зовнішній вигляд модуля реле

Технічні характеристики модуля 1-канального реле для Arduino PIC ARM AVR наведені в таблиці 3.3 [31].

Таблиця 3.3 - Технічні характеристики

Характеристика	Значення
Тип управління	цифровий
Живлення	5 В
Комутований струм	max 10 А
Комутована напруга	max 250V
Кількість каналів управління	1
Робочий струм	≈20 мА
Тип реле	SRD - 05VDC - SL - C
Розміри	43 x 17 мм

Для вирішення завдання була використана принципова електрична схема НВЧ-пічки (додаток Б), до якої були внесені наступні зміни:

- вилучення механічних регуляторів – в схемі видалені механічні регулятори часу та потужності НВЧ-пічки.
- розподіл функцій мотора та вентилятора - окремо організовано роботу мотора обертання тарілки та вентилятора охолодження

генератора НВЧ.

– підключення блоку живлення - до платформи Arduino Uno підключено блок живлення на 9 В, який активується лише коли дверцята НВЧ-пічки закриті. У разі відкриття дверей схема управління вимикається і не споживає електричну енергію.

За допомогою внесених змін досягнуто стабільність живлення. Підключення здійснено після мережевого фільтра, що забезпечує стабільну роботу системи, мінімізуючи вплив перепадів напруги, які можуть спричинити несправності в системі управління.

Також додатково у схему НВЧ-пічки було інтегровано 1-канальне реле, яке отримує сигнал управління від системи і підключене послідовно в електричну схему. Це дозволяє не лише керувати режимами роботи магнетрона, а й відключати мотор обертання тарілки та охолоджувальний вентилятор, що споживають додаткову напругу навіть при вимкненому магнетроні.

На рисунку 3.9 наведено принципову електричну схему реалізованої КІСУ з мікроконтролерним управлінням магнетронним генератором.

Керуючи реле за допомогою інформаційного сигналу, підключеного до 12-го інформаційного входу мікроконтролера, ми регулюємо подачу напруги на силовий блок генератора НВЧ-пічки. Це дозволяє нам реалізувати поставлену мету завдання.

Реалізовано програмне управління магнетронним генератором через реле, яке керується інформаційним сигналом від кнопки, що дозволяє включати або вимикати подачу напруги на генератор. Стан роботи магнетрону відображається на LCD-дисплеї. Програмне забезпечення наведено в додатку Г.

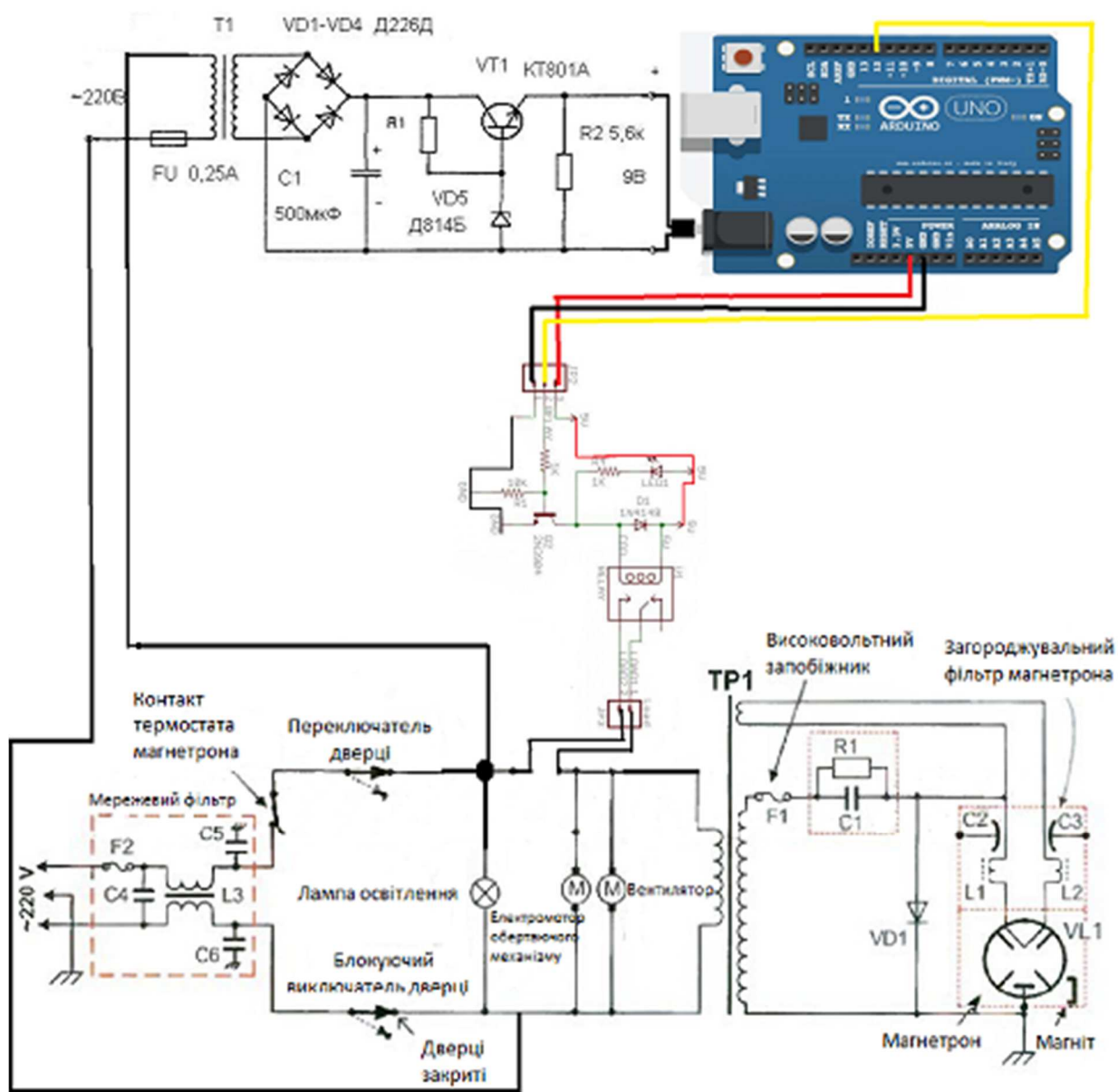


Рисунок 3.8 - Принципова електрична схема КІСУ

ВИСНОВКИ

В результаті виконання кваліфікаційної роботи розроблено методи і засоби для автоматизованого управління магнетронними генераторами в рамках комп'ютерно-інтегрованих систем.

Проведений аналіз радіопередавальних пристроїв та систем радіозв'язку, а також розглянуто різні типи генераторів ВЧ сигналів, зокрема клістри та магнетронні генератори, що дозволило визначити принципи роботи автогенераторів, їх основні характеристики та можливості використання у різних областях. Визначено ключові особливості, які впливають на ефективність генерації НВЧ-сигналів.

Досліджено характеристики магнетронів як генераторів ВЧ сигналів. Проведене дослідження роботи квантових генераторів і модуляторів напівпровідникових лазерів дало змогу зрозуміти принципи їх взаємодії з магнетронними пристроями, що дозволяє сформулювати вимоги до проектування ефективних системи управління пристроями формування та модулювання сигналів.

Розроблено алгоритми для обчислення залежностей параметрів клістрона та магнетрона, що забезпечує точне налаштування та контроль за параметрами генераторів у реальному часі. Ці алгоритми дозволяють автоматизувати управління магнетронними генераторами, підвищуючи їх ефективність і точність роботи.

Реалзовано КІСУ на платформі Arduino, яка забезпечує можливість експериментального контролю за роботою магнетрону, що дозволяє значно покращити точність і стабільність роботи генераторів, зменшити ймовірність помилок у налаштуванні та забезпечити більш ефективне використання енергетичних ресурсів в радіоелектронних пристроях.

Інтеграція електричного реле та систем живлення в схему управління НВЧ-пічки з використанням магнетронних генераторів дозволяє оптимізувати енергоспоживання та забезпечити стабільну роботу системи без

відключень або збоїв, що є новим в контексті управління магнетронними генераторами.

Пропонована КСІУ поєднує кілька методів для досягнення максимальної стабільності роботи, включаючи використання релейних елементів і блоків живлення для чіткої регуляції подачі напруги на силовий блок, що дозволяє якість сигналу, а також підвищити енергетичну ефективність та стабільність роботи.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Alassouli H.M. Lecture Notes of Power Electronics Course.- Createspace Independent Pub, 2021. - 143 p.
2. 5 Ways High-Frequency Solutions Support Test & Measurement Applications. [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://www.radiall.com/insights/5-ways-high-frequency-solutions-support-test-measurement-applications>
3. What is High Frequency PCB and its Advantages and Applications? [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://www.viasion.com/blog/high-frequency-pcb-advantages-and-applications/>
4. What is high frequency? High Frequency Features and Applications! [Електронний ресурс].- Режим доступу: https://www.hltechmw.com/blog_detail/high-frequency
5. Принцип роботи мікрохвильової печі. [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://lviv-remont.com.ua/blog/pryncyp-roboty-mikrohvylovoyi-pechi/>
6. Gilmour A.S. Klystrons, Traveling Wave Tubes, Magnetrons, Cross-field Amplifiers, and Gyrotrons. - Boston, MA : Artech House Inc, 2011. - 883 p.
7. Michael Steer Microwave and RF Design: transmission lines. Volume 2 - Third edition. - NC State University, 2019. - 304 p.
8. Horikoshi S., Serpone N. RF Power Semiconductor Generator Application in Heating and Energy Utilization.- New York: Springer, 2020. - 240p.
9. Kazanbas M.C. Analysis and Comparison of Power Electronic Converters with Electronic Isolation.- Germany : Kassel University Press GmbH, 2015. - 168 p.
10. Samuel Y. Liao Microvawe devices and circuits - Prentice hall, 2020. - 540 p.
11. Chang K. (ed.) Encyclopedia of RF and Microwave Engineering.- Wiley-Interscience, 2005. - 5832 p.

12. Когутяк І.М. Сучасні комп'ютерні технології в автоматизації. Навчальний посібник. – Івано-Франківськ: Факел, 2009. – 279 с.
13. Глонь О.В., Дубовий В.М., Мітюшкін Ю.І. Комп'ютеризовані системи керування. Навчальний посібник. - Вінниця: ВНТУ, 2005. - 157 с.
14. Цирульник С. М. Проектування мікропроцесорних систем. Навчальний посібник С. М. Цирульник, Г. Л. Лисенко. - Вінниця ВНТУ, 2010. – 201 с.
15. Автоматизація технологічних процесів: навчальний посібник / В.М. Синеглазов, І.Ю. Сергєєв. – К.: НАУ, 2015. – 444 с.
16. Трегуб В.Г. Проектування систем автоматизації: Навч. посібник. – К.: Видавництво Ліра-К, 2017. – 344 с.
17. Колонтаєвський Ю.П. Мікропроцесорна техніка. - Харків. нац. ун-т міськ. госп-ва ім. О.М. Бекетова. – Харків ХНУМГ. - 2016. - 78 с.
18. Kyohei Fujimoto Mobile Antenna Systems Handbook - Third edition. - Artech House inc, 2019. – 790 p.
19. Захарія Й. А. Методи прикладної електродинаміки. – Львів: Бескид Біт, 2003. – 352 с.
20. Bahl I. J. Lumped elements for RF and microwave circuits – Artech house, 2003. – 505 p.
21. Радіоприймальні та радіопередавальні пристрої Марченко С.В [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://www.dstu.dp.ua/Portal/Data/3/20/3-20-kl22.pdf>
22. Технологічні основи електроніки. Книга 1. Технологія виробництва мікросхем / А. І. Кузьмичев, Л. Д. Писаренко, Л. Ю. Цибульський ; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 3,74 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. – 127 с.
23. Основи радіоелектроніки : навчальний посібник / В. М. Кичак, Ю. В. Крушевський, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 368 с.
24. Радіопередавальні пристрої : навчальний посібник / В. М. Ткачук, С. М. Цирульник, Т. А. Петренко. – Вінниця : Т. П. Барановська, 2015. –188 с.

25. Автогенератори класу Е / Крижановський В. Г., Макаров Д. Г., Чернов Д. В., Крижановський В. В. За ред. В. Г. Крижановського / ДонНУ імені Василя Стуса. – Вінниця: ТОВ "Нілан-ЛТД", 2017. – 220 с.

26. Навчальний посібник до вивчення курсу „Техніка та електроніка НВЧ”. Напівпровідникові та феритові НВЧ-пристрої [Текст] / О. О. Дробахін, С. В. Плаксін, В. Д. Рябчій, Д. Ю. Салтиков. – Д.: РВВ ДНУ, 2013.– 104 с.

27. Крушевський Ю.В., Гаврілов Д.В. Основи радіоелектроніки. Частина 1. Навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2007. – 152 с.

28. Blaunstein N., Arnon S., Zilberman A., Kopeika N. Applied Aspects of Optical Communication and LIDAR.- CRC Press, Taylor and Francis Group, 2010, 262.

29. Arduino Uno. [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://doc.arduino.ua/ru/hardware/Uno>

30. Індикаторний модуль LCD1602 з клавіатурою для Arduino. [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://arduino.ua/ru/prod235-lcd-keypad-shield>

31. Модуль реле 1-канальний для Arduino 5V. [Електронний ресурс].- Режим доступу: Детальніше: <https://radiostore.com.ua/ua/p229350226-modul-rele-kanalnyj.html>